

А. М. Бонч-Бруевич

ПРИМЕНЕНИЕ

ЭЛЕКТРОННЫХ

ЛАМП

А. М. Бонч-Бруевич

ПРИМЕНЕНИЕ
ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП
В
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ
ФИЗИКЕ



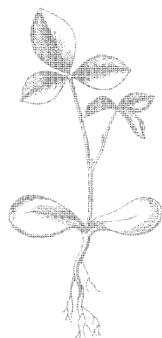
А. М. БОНЧ-БРУЕВИЧ

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП В ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ФИЗИКЕ

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,
ИСПРАВЛЕННОЕ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ТЕХНИКО-ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

МОСКВА 1955



ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие ко второму изданию	7
--	---

Глава I

Введение

§ 1. Электрические процессы в простых линейных цепях	9
1. Линейные электрические цепи (9). 2. Электрические процессы в линейных цепях при действии гармонической э. д. с. (15). 3. Стационарные характеристики цепей (20). 4. Прохождение одиночных прямоугольных импульсов через простые линейные цепи. Переходные характеристики цепей (23). 5. Оценка искажений формы импульсов по виду стационарных характеристик цепи (30).	
§ 2. Электрические процессы в колебательных контурах	35
1. Свободные колебания в одиночном контуре (35). 2. Стационарные процессы в одиночном колебательном контуре при действии гармонической э. д. с. (37). 3. Электрические процессы в колебательном контуре при действии одиночных прямоугольных импульсов (39). 4. Стационарные процессы в связанных контурах (44).	
§ 3. Электрические процессы в линиях	47
1. Стационарные процессы в линии при действии гармонической э. д. с. (47). 2. Входное сопротивление линии (52). 3. Нестационарные процессы в линиях (55). 4. Искусственные линии (60).	
§ 4. Основные характеристики и параметры электронных ламп	64
1. Статические характеристики и параметры электронных ламп (64). 2. Динамические характеристики электронных ламп (74). 3. Эквивалентные схемы цепей, содержащих электронные лампы (83). 4. Некоторые характеристики газоразрядных приборов (87).	

Глава II

Усилители электрических сигналов

§ 1. Основные характеристики усилителей электрических сигналов . . .	93
1. Основные характеристики усилителей (93). 2. Основные схемы и типы усилителей (95). 3. Режимы работы ламп в усилительных каскадах (99).	
§ 2. Усилитель на сопротивлениях	101
1. Стационарные характеристики усилительного каскада на сопротивлениях (101). 2. Переходные характеристики усилительного каскада на сопротивлениях (107).	

3. Искажения, вносимые вспомогательными цепями усилительного каскада (113).	
4. Характеристики многокаскадных усилителей на сопротивлениях (117).	
5. Лампы для усилителей на сопротивлениях (125).	
6. Расчет усилителя на сопротивлениях (127).	
§ 3. Выходные каскады усилителей	132
1. Выходной каскад с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы, работающей в режиме класса А (132).	
2. Выходной каскад с трансформаторным включением нагрузки в анодную цепь лампы, работающей в режиме класса А (136).	
3. Двухтактные каскады (141).	
4. Фазоинверсные схемы (145).	
5. Лампы для выходных каскадов усилителей (150).	
§ 4. Обратные связи в схемах усилителей	151
1. Усиление сигналов в схемах с обратной связью (151).	
2. Характеристики усилителей с обратной связью (157).	
3. Эквивалентные параметры ламп в схемах с обратной связью (164).	
4. Применение положительной обратной связи в усилителях (167).	
5. Паразитные обратные связи в усилителях (169).	
§ 5. Усилительный каскад с катодной нагрузкой	174
1. Схема каскада с катодной нагрузкой (174).	
2. Характеристики каскада с катодной нагрузкой (178).	
3. Нестационарные процессы в каскаде с катодной нагрузкой (181).	
4. Некоторые применения каскадов с катодной нагрузкой (184).	
§ 6. Шум усилителей	189
1. Источники помех при усилении сигналов (189).	
2. Контурные шумы (192).	
3. Ламповые шумы (196).	
4. Суммарные флюктуационные помехи входного каскада усилителя (198).	

Глава III

Некоторые специальные усилители

§ 1. Широкополосные усилители	203
1. Коррекция характеристик усилителя в области верхних частот (203).	
2. Коррекция характеристик усилителя в области нижних частот (212).	
3. Настройка и исследование широкополосных усилителей (216).	
4. Некоторые схемы широкополосных усилителей (223).	
§ 2. Линейные импульсные усилители	229
1. Построение линейных импульсных усилителей (229).	
2. Некоторые схемы импульсных линейных усилителей (239).	
3. Усиление сверхкоротких импульсов (246).	
§ 3. Избирательные усилители	254
1. Избирательные усилители с колебательными контурами (254).	
2. Избирательные низкочастотные усилители с RC-фильтрами (263).	
3. Некоторые схемы избирательных усилителей (270).	
§ 4. Усилители постоянного тока и напряжения	276
1. Основные схемы усилителей с непосредственной связью (276).	
2. Методы увеличения стабильности усилителей с непосредственной связью (291).	
3. Применение отрицательной обратной связи в усилителях с непосредственной связью (303).	
4. Усилители с преобразованием постоянного тока в переменный (306).	
§ 5. Ламповые электрометры	312
1. Электрометрическое измерение слабого тока (312).	
2. Электрометрические лампы (315).	
3. Мостовые схемы ламповых электрометров (324).	
4. Измерение	

слабого тока по зарядке емкости (339). 5. Многокаскадные ламповые электрометры (342). 6. Нулевой метод сравнения двух слабых токов (348). 7. Динамические ламповые электрометры (350).

Глава IV

Генераторы электрических сигналов. Релаксационные реле

§ 1. Генераторы гармонических колебаний	359
1. Возбуждение гармонических электрических колебаний (359). 2. Построение выходных каскадов генераторов (366). 3. Задающие генераторы (377).	
§ 2. Генераторы гармонических колебаний низкой частоты	385
1. Низкочастотные генераторы на биениях (385). 2. RC-генераторы гармонических колебаний (389).	
§ 3. Мультивибраторы	394
1. Основная схема мультивибратора (394). 2. Расчет мультивибратора на пентодах (407). 3. Быстрые переходы в мультивибраторах (409). 4. Некоторые схемы мультивибраторов (411).	
§ 4. Некоторые генераторы сигналов специальной формы	416
1. Генераторы прямоугольных периодических импульсов (416). 2. Генераторы пилообразного напряжения (423). 3. Генераторы кратковременных импульсов (429).	
§ 5. Релаксационные реле (триггерные схемы)	440
1. Релаксационные реле с одним устойчивым состоянием (440). 2. Релаксационное реле на одной многосеточной лампе (фантастрон) (452). 3. Релаксационное реле с двумя устойчивыми состояниями (457). 4. Управление переходами в релейных схемах (464).	

Глава V

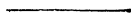
Некоторые измерительные устройства

§ 1. Осциллографирование электрических процессов	471
1. Основные характеристики осциллографических трубок (471). 2. Осциллографирование периодических процессов (476). 3. Осциллографирование одиночных процессов (487).	
§ 2. Счет числа импульсов	492
1. Регистрация числа импульсов (492). 2. Пересчетные схемы (496). 3. Пересчетные устройства с накопителями импульсов (514). 4. Измерители скорости счета (518).	
§ 3. Исследование распределения импульсов по амплитудам	525
1. Дискриминаторы напряжения (525). 2. Одноканальные дифференциальные амплитудные анализаторы (533). 3. Многоканальные импульсные анализаторы (543).	
§ 4. Исследование распределения сигналов во времени	549
1. Временные дискриминаторы (549). 2. Схемы регистрации совпадений и антисовпадений (554). 3. Схемы совпадений с большой разрешающей способностью (564). 4. Осциллографические хронографы (571).	

Глава VI

Схемы питания лабораторных установок

§ 1. Выпрямители переменного тока	579
1. Схемы выпрямителей (579). 2. Элементы расчета выпрямительных схем (597). 3. Оценка параметров фильтров выпрямителей (592). 4. Высокочастотные и импульсные преобразователи напряжения (598).	
§ 2. Простые стабилизаторы величины постоянного напряжения и тока с нелинейными элементами	603
1. Простые стабилизаторы напряжения с нелинейными элементами (603). 2. Простые стабилизаторы тока с нелинейными элементами (610).	
§ 3. Электронные стабилизаторы постоянного напряжения и тока . . .	615
1. Электронные стабилизаторы напряжения с управлением со стороны входа (615). 2. Электронные стабилизаторы напряжения с управлением со стороны выхода (625). 3. Электронные стабилизаторы постоянного тока (639). 4. Стабилизаторы сильного постоянного тока (643).	
Литература	649



ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

Подготовка рукописи первого издания настоящей книги была закончена в начале 1949 г. Это была первая книга, имевшая целью осветить новую область экспериментальной физики — радиотехнику физических лабораторий. За четыре года, прошедших со времени подготовки первого издания, радиотехнические методы получили дальнейшее развитие и окончательно превратились в самостоятельную область экспериментальной техники, необычайно богатую своими возможностями и разнообразием решаемых задач. В этот же период появился ряд специальных книг, посвященных использованию радиотехнических методов в отдельных областях экспериментальной физики и анализу работы различных устройств, применяемых в лабораторной практике. В связи с этим подготовка нового издания потребовала существенной переработки текста, которая в большей или меньшей степени коснулась всех глав.

Круг вопросов, охватываемых заглавием книги, весьма широк. Из этого круга в ней затронуто лишь ограниченное число вопросов, связанных с применением электронных ламп в экспериментальной физике. Выбор рассматриваемых вопросов, направленность книги и характер изложения определяются тем, что книга должна служить общим руководством, позволяющим усвоить основные принципы работы устройств, построенных на электронных лампах. Как и в первом издании, она рассчитана на студентов физических факультетов и экспериментаторов — не радиофизиков, которым в своей практической работе приходится сталкиваться с радиотехническими методами. Главное внимание уделяется рассмотрению основных элементов и узлов, из которых строятся схемы, и типичных устройств, применяемых в экспериментальной физике. Специальные же схемы, привлекаемые для решения ряда задач экспериментальной физики,

описаны лишь в общих чертах, с целью проиллюстрировать возможности, которые дает использование электронных ламп. Детальный анализ соответствующих схем непомерно увеличил бы объем книги и едва ли рационален, поскольку составляет содержание специальных руководств и обзоров.

Приношу глубокую благодарность всем товарищам, которые своими советами, критикой и замечаниями оказали мне большую помощь в подготовке второго издания.

ПРЕДИСЛОВИЕ К ТРЕТЬЕМУ ИЗДАНИЮ

Третье издание отличается от второго только исправлением ряда неточностей и опечаток. Большую помощь в этой работе оказал мне В. И. Широков, которому я приношу искреннюю благодарность.

ГЛАВА I

ВВЕДЕНИЕ

§ 1. Электрические процессы в простых линейных цепях

1. Линейные электрические цепи. В большинстве случаев анализ процессов в электрической цепи должен дать сведения о форме¹ и величине напряжения между некоторыми двумя точками цепи или о величине и форме протекающего в том или ином участке цепи тока, если известны величина и форма э. д. с., действующей в цепи от внешнего источника. Точки, между которыми действует внешняя э. д. с., носят название входа цепи.

При анализе процессов в сложной цепи последнюю упрощают, пренебрегая некоторыми ее элементами и идеализируя другие. Степень упрощений, разумеется, должна быть такова, чтобы результаты анализа были бы практически применимы к действительным цепям.

К числу идеализаций, облегчающих анализ цепей, относится представление трех элементов, из которых строятся цепи: сопротивлений, конденсаторов и катушек самоиндукции в виде идеальных элементов, для которых соответственно справедливы соотношения:

$$\frac{u_R}{i_R} = \text{const} = R, \quad (1.1)$$

$$\frac{u_L}{\frac{di_L}{dt}} = \text{const} = L, \quad (1.2)$$

$$\frac{u_C}{\int i_C dt} = \text{const} = \frac{1}{C}. \quad (1.3)$$

Величины R , L и C носят название активного сопротивления, индуктивности и емкости и представляют собой параметры соответствующих элементов.

¹ Всюду далее, говоря о „форме“ электрического процесса в цепи, будем иметь в виду зависимость от времени напряжения или тока.

Действительные элементы, входящие в электрическую цепь, могут быть заменены эквивалентной комбинацией из нескольких идеальных. Так, например, действительный конденсатор, обладающий потерями, представляется комбинацией из емкости и активного сопротивления. Совершенно аналогично, действительная катушка самоиндукции, обладающая активным сопротивлением и межвитковой емкостью, может быть заменена цепью из индуктивности, активного сопротивления и емкости. Имея в виду замену действительных элементов идеальными, часто конденсатор называют емкостью, катушку самоиндукции — индуктивностью, а сопротивление — активным сопротивлением. Мы будем поступать так же, хотя один и тот же действительный элемент или участок цепи может обнаруживать свойства емкости, индуктивности, активного сопротивления, либо, наконец, сочетания из них — в зависимости от частоты действующего в цепи напряжения.

Активное сопротивление, индуктивность и емкость обычно рассматривают как линейные элементы. Вообще говоря, линейным называют элемент, для которого связь между приложенным к нему напряжением и протекающим через него током описывается линейным (алгебраическим или дифференциальным) уравнением. Этому условию отвечают соотношения (1.1), (1.2) и (1.3).

Строго говоря, все элементы нелинейны, но во многих случаях отклонение от линейности настолько невелико, что невозможно отличить действительный элемент от идеализированного линейного. Результаты анализа цепей, проведенного в предположении линейности элементов, вообще говоря, справедливы только в определенных границах значений тока и напряжения.

Действительно, например, активное сопротивление можно рассматривать как линейный элемент только в том случае, если текущий через него ток настолько мал, что выделяющееся тепло не приводит к заметному изменению величины сопротивления. Аналогичные соображения можно высказать в отношении катушки индуктивности и конденсатора.

Цепи, составленные из линейных элементов, носят название линейных электрических цепей. Если параметры R , L и C цепи остаются неизменными в течение времени, когда протекает изучаемый электрический процесс, то говорят о цепи с постоянными параметрами.

Элементы, из которых состоит цепь, могут быть либо сосредоточены во вполне определенных ее частях, либо распределены по всей цепи. В последнем случае каждый участок цепи не может быть представлен в виде одного элемента того или иного типа. Цепи первого вида носят название цепей с сосредоточенными параметрами, а вторые — цепей с распределенными параметрами. Вообще говоря, всякая электрическая цепь обладает распределенными параметрами. Практическое значение этих параметров определяется

видом цепи и частотой действующего напряжения (см. § 4 настоящей главы).

Соотношения (1.1), (1.2) и (1.3) вместе с законами Кирхгофа позволяют составить уравнения, связывающие мгновенные значения напряжения, действующего в цепи, с мгновенными значениями протекающего в ней тока. Так, например, для цепи, состоящей из последовательного включения R , L и C , на входе которой действует э. д. с. u_1 (рис. 1.1), на основании закона Кирхгофа напомним:

$$iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = u_1 \quad (1.4)$$

или

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = \frac{1}{L} \frac{du_1}{dt}. \quad (1.5)$$

Совершенно так же может быть составлено уравнение для любой другой линейной электрической цепи. Интегрирование уравнения позволяет найти выражения для мгновенного значения тока, протекающего через тот или иной элемент цепи, и для напряжения на клеммах этого элемента.

Отметим, что электрический процесс в линейной цепи, протекающий в результате воздействия нескольких э. д. с., можно рассматривать как наложение электрических процессов, каждый из которых является результатом действия только одной э. д. с. Это положение представляет собой частное выражение принципа суперпозиции, справедливость которого применительно к линейным цепям непосредственно следует из того, что процессы в этих цепях описываются линейными уравнениями.

Пользуясь принципом суперпозиции, можно анализировать результаты сложного воздействия на схему, разлагая его на ряд простых, находя отдельно результаты этих простых воздействий и, наконец, складывая полученные таким образом результаты.

С целью облегчения анализа электрических процессов в сложной цепи, последнюю стремятся представить в виде цепи более простой.

Для этого, во-первых, пренебрегают некоторыми второстепенными элементами цепи. Так, например, если напряжение u_1 , действующее на входе цепи, представленной на рис. 1.2, изменяется

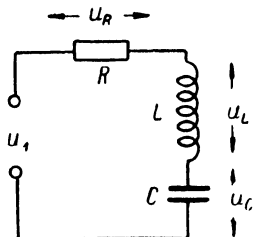


Рис. 1.1. Цепь, состоящая из последовательно соединенных индуктивности, активного сопротивления и емкости.

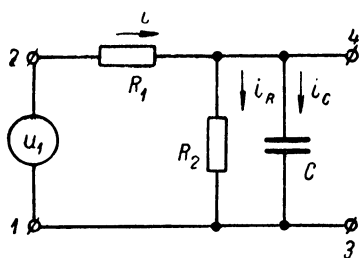


Рис. 1.2. Простая RC-цепь, содержащая два активных сопротивления.

настолько медленно, что $C \frac{du}{dt} \ll \frac{u}{R_2}$, т. е., иначе говоря, что $i_C \ll i_R$, то для определения величины тока, протекающего через сопротивление R_1 (ток i), можно исключить из схемы емкость C и рассматривать цепь, состоящую из последовательно включенных активных сопротивлений R_1 и R_2 . Напротив, если выполняется неравенство $C \frac{du}{dt} \gg \frac{u}{R_2}$, то протекающий через сопротивление R_1 ток можно найти в результате рассмотрения процессов в цепи, состоящей из сопротивления R_1 и емкости C . Таким образом, вопрос, является ли тот или иной элемент второстепенным, определяется численными значениями параметров цепи, формой действующего в цепи напряжения (или формой протекающего в ней тока) и, наконец, точностью, с которой производятся вычисления.

Во-вторых, для упрощения вида рассматриваемой цепи можно несколько однородных элементов, включенных параллельно или последовательно, заменить одним элементом того же типа, воспользовавшись правилом сложения проводимостей или сопротивлений.

Наконец, при анализе электрических цепей часто оказывается рациональной и возможной замена одних комбинаций элементов другими комбинациями, более удобными с точки зрения простоты описания процессов в схеме. При этом обе цепи — рассматриваемая исходная цепь и ее заменяющая — должны быть „эквивалентными“. Определение эквивалентности одной цепи другой зависит от того, какое свойство цепи рассматривается. Так, например, если результат анализа должен дать возможность определить напряжение на выходе цепи u_2 при действии известной э. д. с. u_1 на ее входе, то эквивалентными называются цепи, на выходах которых получаются одинаковые напряжения при действии на их входах одинаковых э. д. с.

Многие сложные цепи могут быть заменены цепями, состоящими из последовательного включения некоторого эквивалентного активного сопротивления, эквивалентной емкости и эквивалентной индуктивности. Значения этих эквивалентных параметров находятся путем составления дифференциального уравнения для тока, протекающего через элемент, включенный на выходе реальной цепи, и сравнения коэффициентов полученного уравнения с коэффициентами уравнения для цепи, состоящей из последовательного включения индуктивности, емкости и активного сопротивления. Для пояснения того, каким образом это делается, рассмотрим цепь, изображенную на рис. 1.3 а. Составляя для нее уравнения Кирхгофа и исключая переменную i_C , получим:

$$C_2 R_1 R_2 \frac{di_R}{dt} + \left(R_1 + R_2 \frac{C_2}{C_1} + R_2 \right) i_R + \frac{1}{C_1} \int i_R dt = u_1.$$

Сравнивая это уравнение с уравнением (1.4), заключаем, что ток, протекающий через сопротивление R_2 в цепи на рис. 1.3 а,

совпадает с током, протекающим в цепи, состоящей из последовательного соединения индуктивности $L_{\text{эк}} = R_1 R_2 C_2$, емкости $C_{\text{эк}} = C_1$ и активного сопротивления $R_{\text{эк}} = R_1 + R_2 + R_2 \frac{C_2}{C_1}$ (рис. 1.3 б).

Очевидно, что напряжение, выделяющееся на участке сопротивления $r = R_2$ полученной цепи, совпадает с напряжением на выходе рассматриваемой цепи, если на входах обеих цепей действуют одинаковые напряжения. Так как параметры $L_{\text{эк}}$, $C_{\text{эк}}$ и $R_{\text{эк}}$ не являются функциями напряжения u_1 , то цепь, изображенная на рис. 1.3 б, эквивалентно заменяет цепь, представленную на рис. 1.3 а, в отношении прохождения через нее сигналов при любой форме последних.¹

Иногда рассматриваемую цепь можно заменить не одной, а двумя эквивалентными цепями. Так, например, не представляет труда убедиться, что цепь, изображенная на рис. 1.2, может быть эквивалентно заменена как цепью, представленной на рис. 1.4 а, так и цепью, представленной на рис. 1.4 б. При этом цепь рис. 1.4 а

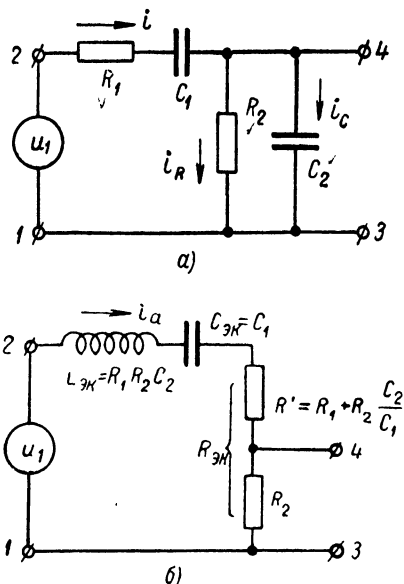


Рис. 1.3. Сложная RC-цепь (а) и эквивалентная ей RCL-цепь (б).

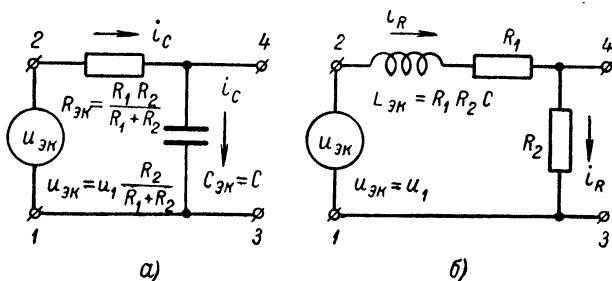


Рис. 1.4. Две цепи, эквивалентные RC-цепи, представленной на рис. 1.2.

эквивалентна исходной, если на ее входе действует напряжение $u_{\text{эк}} = u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. В случае неоднозначности замены рассматриваемой

¹ „Сигналом“ здесь и ниже будем называть напряжение, действующее на входе цепи. Источник этого напряжения будем называть генератором сигналов.

цепи эквивалентной ей, можно выбирать для анализа ту из эквивалентных цепей, которая почему-либо удобнее.

Удобство пользования эквивалентными цепями заключается в том, что сложные схемы могут быть сведены к нескольким простым цепям, свойства которых хорошо известны.

Если процессы в рассматриваемой цепи описываются дифференциальным уравнением более высокого порядка, чем второй, то цепь не может быть заменена эквивалентной, состоящей из последовательного включения $R_{эк}$, $C_{эк}$ и $L_{эк}$.

Приведенные соображения относятся к построению цепей, эквивалентных в отношении прохождения сигналов. В некоторых случаях бывает существенна величина тока, потребляемого цепью от источника сигналов. Тогда эквивалентность цепей определяется равенством их входных сопротивлений. Последнее представляет собой отношение величины напряжения, действующего на входе, к величине тока, потребляемого цепью от генератора сигналов. При этом можно говорить о среднем, эффективном и мгновенном значении входного сопротивления.

Каждое из этих значений может быть вычислено и найдена цепь, эквивалентная в отношении потребления тока, лишь если известна форма напряжения, даваемого генератором.

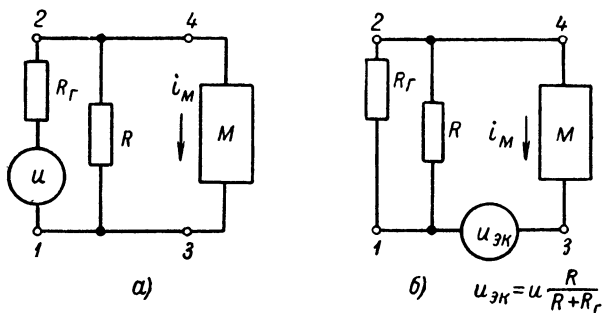


Рис. 1.5. Замена генератора эквивалентным.

Всякий источник напряжения характеризуется возбуждаемой им э. д. с. U и величиной собственного (внутреннего) сопротивления R_r . Он может быть представлен в виде последовательного соединения сопротивления R_r и генератора, обладающего э. д. с. U , но не имеющего внутреннего сопротивления. Относя сопротивление R_r в состав рассматриваемой электрической цепи, можно считать, что на ее входе включен генератор, не имеющий внутреннего сопротивления и, следовательно, дающий напряжение, величина которого не зависит от отбираемого от него тока и равна его э. д. с.

Иногда для упрощения сложной цепи бывает полезно воспользоваться представлением об эквивалентном генераторе. Положим,

что генератор, обладающий э. д. с. u и сопротивлением R_r , замкнут на сопротивление R , параллельно которому включена некоторая комбинация элементов M (рис. 1.5 а). При этом через комбинацию M протекает ток i_M .

Составляя для цепи уравнения Кирхгофа, можно показать, что величина тока i_M останется неизменной, если между комбинацией элементов M и сопротивлением R ввести генератор с э. д. с. $u_{эк} = u \frac{R}{R + R_r}$, а генератор u из схемы исключить, сохранив его сопротивление (рис. 1.5 б).

Заметим, между прочим, что, пользуясь представлением об эквивалентном генераторе, можно сразу заменить цепь рис. 1.2 эквивалентной ей цепью, изображенной на рис. 1.4 а.

2. Электрические процессы в линейных цепях при действии гармонической э. д. с. Изменение величины действующего в электрической цепи напряжения приводит к тому, что токи и напряжения в различных участках цепи приобретают новые значения. Изменение электрического состояния цепи происходит не мгновенно, а в течение некоторого конечного интервала времени. Поэтому различают установившееся и переходное состояния электрической цепи.

Электрические процессы в линейной цепи считаются установившимися (стационарными), если закон изменения всех напряжений и токов совпадает с точностью до постоянных величин с законом изменения действующего в цепи напряжения от внешнего источника. В противном случае считают, что цепь находится в переходном (нестационарном) состоянии.

Для того чтобы найти выражение для тока, протекающего в линейной цепи при действии гармонического напряжения, следует проинтегрировать неоднородное линейное уравнение со свободным членом вида $A \cos(\omega t + \varphi)$. Как известно, интеграл такого уравнения может быть найден как сумма частного интеграла неоднородного уравнения и общего интеграла соответствующего ему однородного уравнения. Частный интеграл неоднородного уравнения имеет вид $A' \cos(\omega t + \varphi')$ и описывает установившиеся процессы в цепи. Общий интеграл неоднородного уравнения описывает нестационарные процессы. Нахождение частного интеграла сводится к определению значений A' и φ' , если известны значения A и φ . Это не встречает принципиальных трудностей, но связано с кропотливыми вычислениями. Все вычисления сильно упрощаются при введении комплексных величин. Для этого действующее в цепи напряжение $u = U_m \cos(\omega t + \varphi)$ заменяют через $u^* = U_m e^{j(\omega t + \varphi)} = \dot{U}_m e^{j\omega t}$. Выражение для тока, протекающего в цепи в стационарном режиме, ищут в виде $i^* = I_m e^{j(\omega t + \varphi')} = \dot{I}_m e^{j\omega t}$. При этом в интегрируемом уравнении производные $\frac{d^n i}{dt^n}$ заменяются через $\dot{I}_m (j\omega)^n e^{j\omega t}$. Тогда

дифференциальное уравнение превращается в алгебраическое. Сокращая слева и справа на $e^{j\omega t}$ и решая уравнение относительно переменной i^* , получают комплексное выражение для тока i^* . Действительная часть этого выражения соответствует искомому интегралу с гармонической правой частью. Этот метод хорошо известен и не нуждается в более подробном изложении.

Для того чтобы написать выражение для мгновенного значения стационарного тока, протекающего в цепи при действии гармонического напряжения, достаточно найти модуль и аргумент комплексной амплитуды тока (так называется величина $\dot{I}_m = I_m e^{j\varphi}$). На основании самых общих соображений можно утверждать, что как бы ни была построена линейная цепь, комплексная амплитуда тока, протекающего в участке цепи, связана с комплексной амплитудой действующего на концах этого участка напряжения соотношением

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{\dot{Z}}.$$

Величина \dot{Z} имеет смысл сопротивления цепи. Поскольку в общем случае фаза протекающего в цепи тока может не совпадать с фазой действующего напряжения, величину \dot{Z} следует считать комплексной. Поэтому \dot{Z} носит название комплексного сопротивления цепи. Записав \dot{Z} в виде $\dot{Z} = Ze^{j\Psi}$, перепишем последнее выражение так:

$$\dot{I}_m = \frac{U_m}{Z} e^{j(\varphi - \Psi)}.$$

Следовательно, если в цепи действует гармоническое напряжение $u = U_m \cos(\omega t + \varphi)$, то мгновенное значение протекающего в цепи стационарного тока можно написать в виде:

$$i = \frac{U_m}{Z} \cos(\omega t + \varphi - \Psi).$$

Из этих простых рассуждений следует, что для того чтобы написать выражение для стационарного тока i , достаточно найти комплексное сопротивление цепи. Для этого необходимо знать комплексные сопротивления элементов, из которых строятся цепи. Обращаясь к соотношениям (1), (2), (3) и полагая, что на клеммах каждого из элементов действует напряжение $u^* = \dot{U}_m e^{j\omega t}$ и при этом через него протекает ток $i^* = \dot{I}_m e^{j\omega t}$, получим: для активного сопротивления $\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{R}$, для индуктивности $\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_m}{j\omega L}$ и, наконец, для емкости $\dot{I}_m = j\omega C \dot{U}_m$. Следовательно:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_R &= R, \\ \dot{Z}_L &= j\omega L, \\ \dot{Z}_C &= -\frac{j}{\omega C}. \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

Из этих выражений видно, что $\Psi_R=0$, $\Psi_L=\frac{\pi}{2}$ и $\Psi_C=-\frac{\pi}{2}$.

Следовательно, ток, протекающий через активное сопротивление, совпадает по фазе с действующим на его концах напряжением. Ток, протекающий через индуктивность, отстает по фазе от действующего на ее клеммах напряжения на угол $\frac{\pi}{2}$, а ток, протекающий через емкость, опережает по фазе на $\frac{\pi}{2}$ действующее на ее клеммах гармоническое напряжение. Отсюда следует, что протекание тока через емкость и индуктивность не сопровождается выделением в них энергии. Эти элементы часто называют реактивными сопротивлениями.

Далее, при увеличении частоты гармонического напряжения модуль сопротивления емкости в установившемся режиме $Z_C=\frac{1}{\omega C}$ уменьшается, а модуль сопротивления индуктивности $Z_L=\omega L$ возрастает.

Поскольку речь идет о линейных цепях, для комплексных амплитуд справедливы законы Кирхгофа. Комплексное сопротивление участка цепи, состоящего из нескольких последовательно включенных элементов, равно сумме комплексных сопротивлений этих элементов.

Совершенно так же комплексная проводимость участка цепи, состоящего из параллельно включенных элементов, равна сумме комплексных проводимостей этих элементов.

Например, для последовательно соединенных активного сопротивления R и индуктивности L имеем:

$$\dot{Z}=R+j\omega L.$$

Следовательно, $Z=\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$ и $\Psi=\arctg \frac{\omega L}{R}$. Поэтому, если на входе такой цепи действует напряжение $u=U_m \cos \omega t$, то в стационарном режиме в ней протекает ток $i=I_m \cos(\omega t - \arctg \frac{\omega L}{R})$, где $I_m=\frac{U_m}{\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}}$. На рис. 1.6

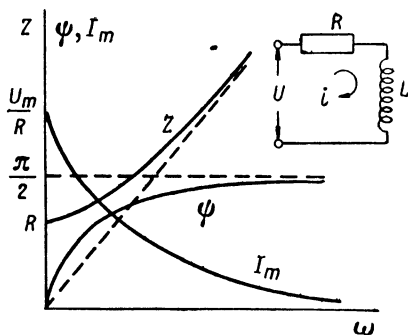


Рис. 1.6. Зависимость от частоты величин I_m , Z и Ψ для цепи, состоящей из последовательного соединения индуктивности и активного сопротивления.

приведены графики, иллюстрирующие зависимости от частоты действующего напряжения величин I_m , Ψ и Z .

Для последовательно соединенных активного сопротивления и емкости C имеем:

$$\dot{Z}=R-j\frac{1}{\omega C}.$$

Следовательно,

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad \text{и} \quad \Psi = -\arctg \frac{1}{\omega CR}.$$

На рис. 1.7 приведены графики, показывающие зависимость от частоты величин I_m , Ψ и Z в этом случае.

Комплексное сопротивление цепи, состоящей из параллельных ветвей, найдем, суммируя проводимости этих ветвей. Так, например, для цепи, изображенной на рис. 1.8, после несложных преобразований получаем:

$$\dot{Z} = \frac{R + j\omega L}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega RC}.$$

Ниж, при рассмотрении прохождения сигналов через различные устройства, мы неоднократно будем пользоваться методом вычисления

комплексных сопротивлений цепей. Подчеркнем, что понятие комплексного сопротивления относится к стацио-

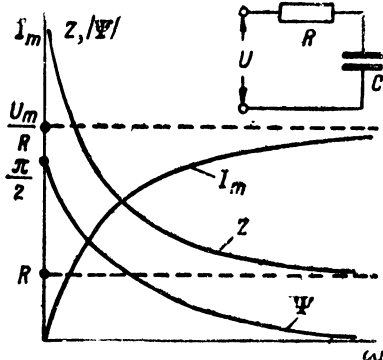


Рис. 1.7. Зависимость от частоты I_m , Z и Ψ для цепи, состоящей из последовательного соединения емкости и активного сопротивления.

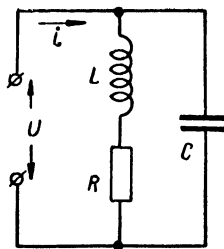


Рис. 1.8. К вычислению комплексного сопротивления RLC -цепи.

нарным процессам в цепи и, строго говоря, им можно пользоваться только при неограниченно длительном действии сигнала на входе.

Для того чтобы судить о нестационарных процессах в цепи, следует найти общий интеграл уравнения Кирхгофа для мгновенных значений напряжений и токов. Если, например, в цепи, состоящей из последовательного соединения индуктивности и сопротивления, действует гармоническое напряжение, то

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = \frac{u}{L} = \frac{U_m}{L} \cos(\omega t + \varphi).$$

Находя общий интеграл этого уравнения и определяя постоянную интегрирования из условия $i=0$ при $t=0$ (т. е. полагая, что э. д. с. u включается в цепь в момент $t=0$), получаем:

$$i = i' + i'' = I_m \cos(\omega t + \varphi - \Psi) - I_m \cos(\varphi - \Psi) e^{-\frac{R}{L} t},$$

где

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad \text{и} \quad \Psi = \arctg \frac{\omega L}{R}.$$

Из этого выражения видно, что при включении в цепь гармонической э. д. с. (или при изменении ее амплитуды, что эквивалентно включению в цепь дополнительной э. д. с.) на ток, соответствующий стационарному режиму, накладывается постоянный по направлению и экспоненциально убывающий по величине ток (так называемый „свободный“ ток).

Величина

$$\tau = \frac{L}{R}, \quad (1.7)$$

численно равная времени, в течение которого величина свободного тока уменьшается в e раз по сравнению со своим начальным значением, носит название постоянной времени цепи. Начальное значение свободного тока зависит от величины $\varphi - \Psi$ и имеет максимальное значение, равное I_m при $\varphi - \Psi = 0$. Этот случай иллюстрируют графики, приведенные на рис. 1.9. Из этих графиков видно, что наибольшее мгновенное значение текущего в цепи тока близко к $2I_m$.

Совершенно так же при включении гармонической э. д. с. на вход цепи, состоящей из последовательно соединенных активного сопротивления и емкости, на ток, соответствующий стационарному режиму, накладывается свободный ток, величина которого уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени:

$$\tau = RC. \quad (1.8)$$

Если э. д. с. включается в такой момент, что величина $\varphi - \Psi$ оказывается равной $\frac{\pi}{2}$, то мгновенное напряжение на конденсаторе достигает величины, близкой к удвоенной амплитуде напряжения, действующего на его клеммах в стационарном состоянии.

При своем изменении величина свободного тока в области $t > 5\tau$ отличается от стационарного значения менее чем на 1%. Поэтому считают, что процессы в цепи можно рассматривать как установившиеся, если после включения э. д. с. прошло время порядка 5τ .

Возможность протекания в цепи большого кратковременного тока или появления на конденсаторе большого напряжения при

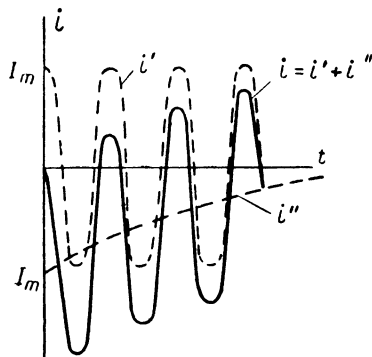


Рис. 1.9. Зависимость от времени величины тока, протекающего в цепи, состоящей из последовательного соединения индуктивности и активного сопротивления при включении гармонической э. д. с.

включении гармонической э. д. с. надо иметь в виду, если элементы цепи не рассчитаны на большой ток, а конденсатор не имеет запаса электрической прочности.

3. Стационарные характеристики цепей. Положим, что между входными клеммами линейной цепи (точки 1 и 2 на рис. 1.10) действует гармоническая э. д. с., комплексная амплитуда которой

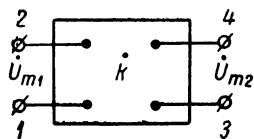


Рис. 1.10. К рассмотрению частотных и фазовых характеристик цепей.

$\dot{U}_{m1} = U_{m1} e^{j\varphi_1}$. В результате этого между двумя другими точками цепи, которые могут быть названы выходом цепи (точки 3 и 4 на рис. 1.10), появляется напряжение, комплексная амплитуда которого $\dot{U}_{m2} = U_{m2} e^{j\varphi_2}$. В общем случае $U_{m1} \neq U_{m2}$ и $\varphi_1 \neq \varphi_2$.

Величину

$$\dot{k} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} \quad (1.9)$$

называют комплексным коэффициентом передачи напряжения цепи. Вообще говоря, коэффициент \dot{k} — функция частоты действующей гармонической э. д. с., и поскольку цепь линейная, не зависит от ее амплитуды.

Зависимость

$$\dot{k} = \dot{k}(\omega)$$

носит название частотно-фазовой характеристики цепи.

Для удобства обычно рассматривают порознь частотную характеристику цепи

$$k = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} = k(\omega) \quad (1.10)$$

и ее фазовую характеристику

$$\Psi = \varphi_2 - \varphi_1 = \Psi(\omega). \quad (1.11)$$

Здесь Ψ — изменение фазы сигнала частоты ω , проходящего через цепь.

Зависимость модуля коэффициента \dot{k} от частоты приводит к изменению соотношений между амплитудами компонент спектра негармонического сигнала при его прохождении через цепь. Это явление носит название частотных искажений. Изменение фазовых соотношений компонент спектра сигнала при его прохождении через цепь, обусловленное зависимостью аргумента коэффициента \dot{k} от частоты, носит название фазовых искажений. Те и другие искажения приводят к изменению формы сигналов, проходящих через цепь.

Найдем частотную и фазовую характеристики цепи, состоящей из последовательно соединенных активного сопротивления и емкости, при условии, что выходное напряжение снимается с емкости. Комплексная амплитуда напряжения на емкости

$$\dot{U}_{mc} = \dot{U}_{m2} = \frac{\dot{I}_m}{j\omega C} = \frac{\dot{U}_{m1}}{1 + j\omega RC}.$$

Следовательно,

$$\dot{k} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

Отсюда можно получить уравнение частотной характеристики цепи:

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (1.12)$$

и уравнение фазовой характеристики:

$$\Psi = -\arctg \omega RC. \quad (1.13)$$

Обе эти характеристики приведены на рис. 1.11а. Видно, что при прохождении сигнала через RC -цепь с емкостью на выходе,

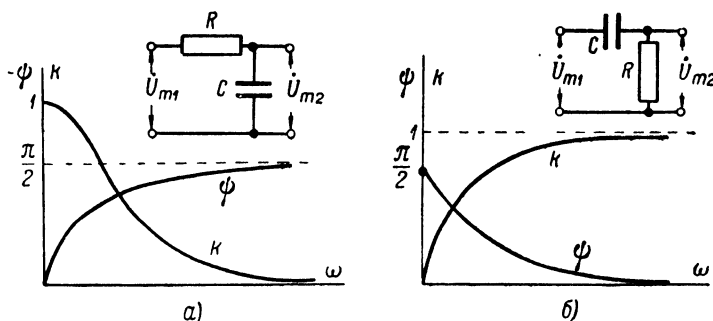


Рис. 1.11. Частотные и фазовые характеристики RC -цепей с емкостью и сопротивлением на выходе.

удельный вес высокочастотных компонент его спектра уменьшается, а фазы этих компонент сдвигаются на большую величину, чем фазы низкочастотных компонент.

Совершенно так же найдем, что, если выходом RC -цепи является активное сопротивление, то уравнение частотной характеристики имеет вид:

$$k = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \quad (1.14)$$

а уравнение фазовой характеристики:

$$\Psi = \arctg \frac{1}{\omega RC}. \quad (1.15)$$

Эти характеристики изображены на рис. 1.11б. Прохождение сигналов через такую цепь сопровождается уменьшением удельного веса низкочастотных компонент его спектра.

Аналогичным путем, т. е. определяя комплексную амплитуду напряжения на клеммах элемента, включенного на выходе цепи, можно найти выражения для частотной и фазовой характеристик любой цепи.

Зависимость коэффициента передачи напряжения цепи от частоты бывает полезна, так как практически оказывается возможным построить схему, позволяющую выделять или ослаблять ту или иную область спектра сигнала. Такие цепи носят название фильтров.

В других случаях, наоборот, необходимо располагать цепью, пропускающей сигналы без искажений. Выходной сигнал будем

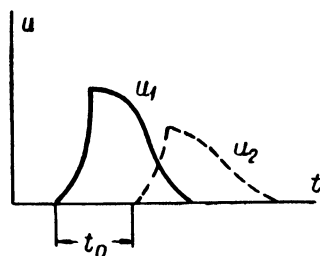


Рис. 1.12. К определению прохождения через цепь сигнала без искажения формы.

считать неискаженным, если он может быть получен из входного изменением масштаба по оси напряжений и сдвигом всех ординат по оси времени на одну и ту же величину (рис. 1.12). Нетрудно показать, что частотная характеристика идеальной цепи, пропускающей сигналы без искажений, описывается выражением

$$k = \text{const} \neq k(\omega). \quad (1.16)$$

Это соотношение должно выполняться для всей области частот, в пределах которой располагается спектр действующего в цепи напряжения.

Фазовая характеристика идеальной цепи:

$$|\Psi| = n\pi + t_0\omega, \quad (1.17)$$

где n — целое число, а t_0 — время прохождения составляющих спектра сигнала через рассматриваемую цепь. Выражение (1.17) соответствует тому, что это время одинаково для всех компонент спектра сигнала. Если n — четное (или нуль), то полярность напряжения на выходе цепи совпадает с полярностью напряжения на входе. Если же n — нечетное, то при прохождении сигнала через цепь его полярность изменяется на обратную. На рис. 1.13 приведены частотная и фазовые характеристики идеальной цепи.

На самом деле приходится строить довольно сложные схемы для того, чтобы в определенной области частот характеристики реальной цепи хотя бы приблизительно соответствовали характеристикам идеальной.

Во многих случаях частотная характеристика цепи, будучи практически равномерной в некотором интервале частот, вне его имеет „завалы“ (рис. 1.14).

В первом приближении характеристику такого вида можно задать, указав координаты трех ее точек — точки, соответствующей максимальному значению коэффициента передачи напряжения (ω_0 , k_{max}),

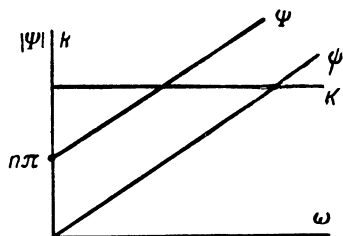


Рис. 1.13. Частотная и фазовая характеристики идеальной цепи.

и двух точек, одна из которых расположена в области частот $\omega < \omega_0$, а вторая — в области частот $\omega > \omega_0$. Эти две точки можно выбрать таким образом, чтобы они соответствовали одному и тому же значению коэффициента $k = k^*$, отличающемуся от величины k_0 в заданное число раз $M^* - k^* = M^* k_0$, где $M^* < 1$ (точки b и c на рис. 1.14).

Коэффициент M носит название неравномерности частотной характеристики, а область частот, ограниченную значениями ω_n^* и ω_b^* (абсциссы точек b и c на рис. 1.14), называют полосой пропускания цепи. Ширина полосы пропускания зависит от вида частотной характеристики цепи и от выбранного значения M^* . Поэтому, говоря о полосе пропускания, всегда указывают, какому значению коэффициента неравномерности она отвечает.

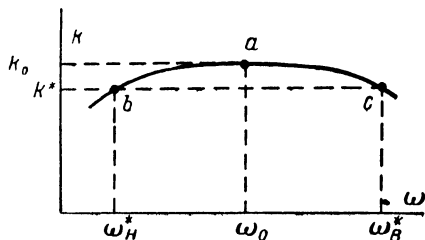


Рис. 1.14. Определение полосы пропускания цепи.

Если часть спектра сигнала, в которой сосредоточена основная доля его энергии, размещается в области, где коэффициент передачи напряжения цепи, через которую он проходит, приблизительно постоянен, то можно утверждать, что частотные искажения будут малы. Если же эта часть спектра сигнала выходит за пределы области $k \approx \text{const}$, то частотные искажения будут тем меньшими, чем медленнее уменьшается величина коэффициента k с изменением частоты за границами полосы пропускания цепи. Поэтому задание только границ полосы пропускания достаточно для того, чтобы выяснить, какие сигналы не претерпевают частотных искажений, проходя через цепь, но недостаточно для того, чтобы ответить на вопрос, как изменится форма сигналов, если их спектр не укладывается в полосу пропускания цепи. Для этого необходимо располагать уравнением частотной (а также и фазовой) характеристики цепи. Некоторые сведения о связи искажений формы сигналов с видом характеристик цепи приведены в п. 5 настоящего параграфа.

4. Прохождение одиночных прямоугольных импульсов через простые линейные цепи. Переходные характеристики цепей. Импульсным обычно считается такой сигнал, продолжительность которого соизмерима с длительностью нестационарных процессов в цепи, на входе которой он действует. Центральную роль в искажении формы импульсного сигнала, проходящего через линейную цепь, играют нестационарные процессы в последней. Рассмотрим искажения сигналов прямоугольной формы. Такие сигналы представляются как мгновенное возрастание э. д. с. от нулевого значения до максимального, которое действует в течение времени t' , а затем, столь же мгновенно, принимает нулевое значение. Результаты

анализа прохождения через линейные цепи прямоугольных импульсов обычно с успехом могут быть распространены на импульсы, встречающиеся в практике физического эксперимента, хотя последние часто значительно отличаются от прямоугольных и лишь приближенно аппроксимируются аналитическими выражениями.

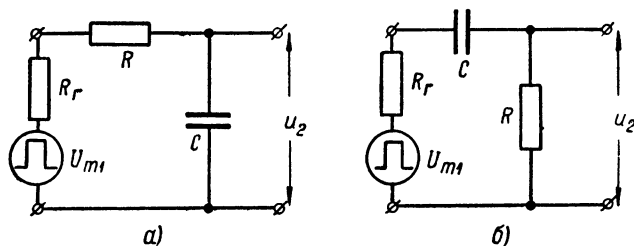


Рис. 1.15. К прохождению импульсов через RC -цепи.

Положим, что на входе цепи, состоящей из последовательного соединения активного сопротивления R и емкости C , включен генератор прямоугольных импульсов, возбуждающий э. д. с. U_{m1} и имеющий внутреннее сопротивление R_r (рис. 1.15а). Выходом цепи будем считать клеммы емкости C . Составляя уравнение для мгновенных значений тока и напряжений в цепи и интегрируя его

в предположении, что до начала действия импульса на входе емкость C не была заряжена, получим:

$$u_2 = u_C = U_{m1} \left(1 - e^{-\frac{t}{(R+R_r)C}} \right). \quad (1.18)$$

График зависимости $u_2 = f(t)$ приведен на рис. 1.16. На этом же рисунке начерчен график зависимости от времени тока, текущего в цепи:

$$i = \frac{U_{m1}}{R+R_r} e^{-\frac{t}{(R+R_r)C}}. \quad (1.19)$$

Рис. 1.16. Зависимость от времени величины тока и напряжения на емкости в RC -цепи при внезапном изменении действующего на ее входе напряжения.

Промежуток времени, по прошествии которого можно считать, что ток и напряжения в цепи достигли стационарного значения, определяется ее постоянной времени $\tau = (R + R_r) C$.

К моменту окончания действия импульса на входе цепи напряжение на ее выходе достигает значения

$$U_{m2} = U_{m1} \left(1 - e^{-\frac{t'}{(R+R_r)C}} \right). \quad (1.20)$$

Наконец, в области $t > t'$, когда $u_1 = 0$, величина напряжения u_2 изменяется с течением времени по закону

$$u_2 = U_{m1} \left(e^{\frac{t'}{(R+R_r)C}} - 1 \right) e^{-\frac{t}{(R+R_r)C}}, \quad (1.21)$$

что соответствует разряду емкости C через цепь, состоящую из последовательно соединенных сопротивлений R и R_r .

Таким образом, проходя через RC -цепь с емкостью на выходе, прямоугольный импульс превращается в экспоненциальный. Искажения формы импульса тем меньше, чем больше отношение его длительности к постоянной времени цепи. Это наглядно иллюстрирует рис. 1.17, на котором представлены импульсы выходного напряжения при различных значениях отношения $\frac{t'}{\tau}$.

Если постоянная времени цепи много меньше длительности импульса, то в первом приближении экспоненциальное изменение величины напряжения u_2 можно заменить линейным, проведя касательные к экспонентам в точках, соответствующих $t=0$ и $t=t'$ (рис. 1.18а — прямые op и qr).

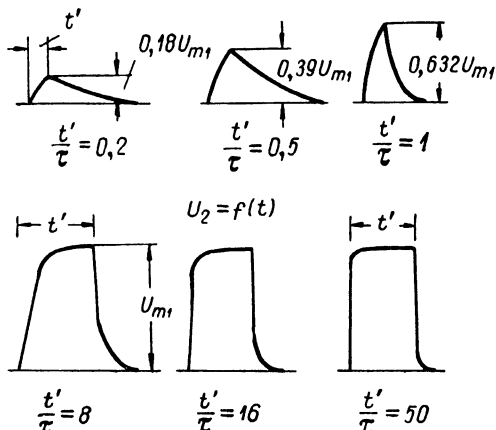


Рис. 1.17. Форма напряжения на емкости в RC -цепи при разных соотношениях между постоянной времени цепи и длительностью прямоугольного импульса э. д. с., действующего на ее входе.

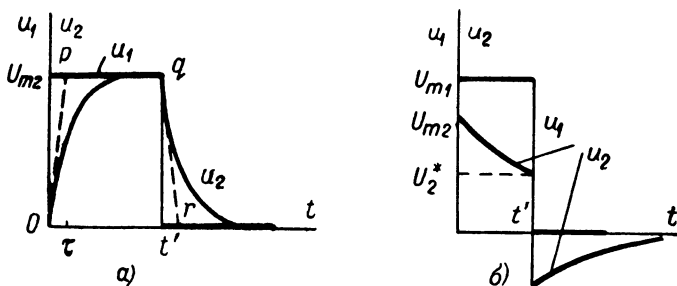


Рис. 1.18. К определению искажения формы импульса при прохождении через RC -цепь с емкостью на выходе (а) и RC -цепь с активным сопротивлением на выходе (б).

Тогда можно считать, что возрастание напряжения в импульсе на выходе цепи занимает время $t_{\phi} = \tau$ и степень отклонения от прямо-

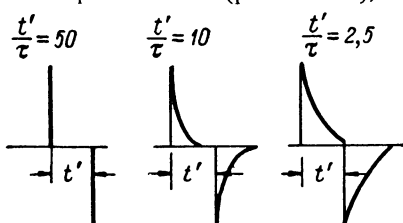
угольной формы импульса, прошедшего через RC -цепь с емкостью на выходе, численно оценивать коэффициентом

$$\alpha = \frac{t_{\Phi}}{t'} = \frac{\tau}{t'}. \quad (1.22)$$

Для того чтобы возрастание напряжения в импульсе не занимало слишком большой части длительности последнего, т. е. чтобы величина коэффициента α не превосходила бы известного значения $\alpha = \alpha^*$, постоянная времени цепи должна удовлетворять соотношению:

$$\tau \ll \alpha^* t'. \quad (1.23)$$

Если в RC -цепи напряжение снимается не с емкости, а с активного сопротивления (рис. 1.15б), то, как нетрудно убедиться, изменение напряжения u_2 следует зависимости

$$u_2 = U_{m1} \frac{R}{R + R_r} e^{-\frac{t}{(R + R_r)C}} = U_{m2} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (1.24)$$


Достигнув при $t = t'$ значения

$U_2^* = U_{m2} e^{-\frac{t'}{\tau}}$, напряжение u_2 в области $t > t'$ изменяется по закону

$$u_2 = -(U_{m2} - U_2^*) e^{-\frac{t-t'}{\tau}}. \quad (1.25)$$

Изменение полярности напряжения u_2 после окончания действия импульса на входе цепи соответствует переходу от процесса зарядки емкости C к процессу ее разрядки.

Искажения формы импульсов, проходящих через RC -цепь

Рис. 1.19. Форма напряжения на активном сопротивлении в RC -цепи при разных соотношениях между постоянной времени цепи и длительностью прямоугольного импульса э. д. с., действующего на входе.

с активным сопротивлением на выходе, тем меньше, чем больше ее постоянная времени по сравнению с длительностью импульсов. Это иллюстрируют графики $u_2 = f(t)$, приведенные на рис. 1.19 для разных значений отношения $\frac{t'}{\tau}$.

Степень отклонения формы выходного импульса от прямоугольной будем численно оценивать величиной коэффициента

$$\beta = \frac{U_{m2} - U_2^*}{U_{m2}} \quad (1.26)$$

(см. рис. 1.18б).

На основании уравнения (1.24) имеем:

$$\beta = 1 - e^{-\frac{t'}{\tau}}.$$

Следовательно, для того чтобы искажение формы импульса, проходящего через RC -цепь с активным сопротивлением на выходе, не было бы недопустимо велико, т. е. значение коэффициента β не оказалось бы большим определенной величины $\beta = \beta^*$, постоянная времени цепи должна удовлетворять соотношению

$$\tau \geq \frac{t'}{\ln \frac{1}{1 - \beta^*}}. \quad (1.27)$$

Таким образом, искажения формы импульсов, проходящих через рассмотренные RC -цепи, просто связаны с постоянными времени последних. Аналогичные искажения имеют место при прохождении импульсов через цепи, состоящие из последовательного соединения индуктивности и активного сопротивления.

Не представляет труда убедиться, что если выходом RL -цепи являются клеммы катушки самоиндукции, то при действии на входе прямоугольного импульса э. д. с. форма напряжения на выходе совпадает с формой напряжения на активном сопротивлении в RC -цепи при условии, что постоянные времени обеих цепей одинаковы. Совершенно так же напряжение, снимаемое с активного сопротивления в последовательной RL -цепи, совпадает по форме с напряжением на емкости в RC -цепи, если $C(R + R_r) = \frac{L}{R + R_r}$.

Из приведенного рассмотрения очевидно, что исследование изменения с течением времени напряжения на выходе схемы дает возможность непосредственно судить об искажениях импульсов и указать, как следует выбрать параметры цепи для того, чтобы эти искажения лежали в допустимых пределах. Зависимость от времени выходного напряжения при внезапном изменении напряжения на входе носит название переходной характеристики цепи. Обычно при этом имеется в виду единичный скачок напряжения на входе, т. е. переходные характеристики, например, RC -цепей описываются выражениями, которые получаются из (1.18) и (1.24) делением левой и правой частей на U_{m1} .

Исследование переходных характеристик сложных цепей может оказаться очень громоздким, если не прибегать к таким специальным методам анализа, как операционное исчисление. Более того, далеко не всегда удастся указать число начальных условий, необходимое для определения постоянных интегрирования. Однако большое количество схем, встречающихся на практике, может быть приведено к простым эквивалентным цепям, анализ процессов в которых не встречает серьезных трудностей.

В ряде случаев существенно знать, сколько времени необходимо для прохождения электрического импульса через ту или иную цепь. Это время носит название запаздывания импульса, и определение его величины непосредственно связано с методом регистрации напряжения на выходе цепи. Если момент появления напряжения на выходе отождествляется с моментом, соответствующим достижению напряжением u_2 максимального значения, то запаздыванием называют интервал времени между началом действия импульса на входе цепи и моментом, соответствующим максимальному напряжению на ее выходе.

Определенное таким образом запаздывание равно нулю — в случае прохождения прямоугольного импульса через RC -цепь с активным сопротивлением на выходе и бесконечности — при прохождении через RC -цепь с емкостным выходом. В действительных цепях параллельно активным сопротивлениям оказываются включенными емкости (например емкости соединительных проводов), а конденсаторы обладают утечками. Кроме того, изменение величины напряжения на входе цепи всегда происходит за конечное время. И то и другое приводит к тому, что напряжение u_2 достигает своего наибольшего значения в течение конечного интервала времени.

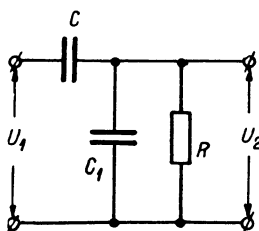


Рис. 1.20. К вычислению времени прохождения сигналов через цепь.

В качестве примера вычислим время прохождения сигнала через цепь, изображенную на рис. 1.20. Емкость C_1 может представлять собой емкость монтажа. Положим, что на входе цепи действует экспоненциальный сигнал, т. е. напряжение u_1 возрастает по закону

$$u_1 = U_{m1} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}}).$$

Составляя уравнение Кирхгофа для мгновенного значения тока, протекающего через сопротивление R , интегрируя его и определяя постоянные интегрирования в предположении, что заряд конденсаторов равен нулю при $t = 0$, получим:

$$u_2 = \frac{U_{m1} q}{1 - p} \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{t}{\tau_0}} \right),$$

где

$$\tau = R(C + C_1), \quad p = \frac{\tau_0}{\tau} \quad \text{и} \quad q = \frac{C}{C + C_1}.$$

Графики зависимости $u_2 = f(t)$ приведены на рис. 1.21. При всех значениях параметра p , отличных от нуля, напряжение на выходе проходит через максимум. Из условия $\frac{du_2}{dt} = 0$ получаем:

$$U_{m2} = U_{m1} q \left(\frac{1}{p} \right)^{\frac{p}{p-1}}, \quad (1.28)$$

причем это значение u_2 достигается за время

$$t_m = \tau_0 \frac{1}{p-1} \ln p \quad (1.29)$$

после начала действия напряжения на входе схемы.

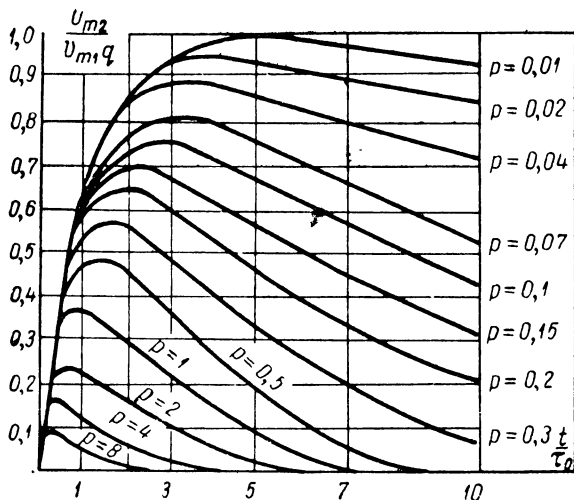


Рис. 1.21. Напряжение на выходе цепи, представленной на рис. 1.20, при разных соотношениях между постоянной времени фронта сигнала и постоянной времени цепи.

На рис. 1.22 приведены графики, построенные по последним выражениям. Для иллюстрации полученных результатов найдем время

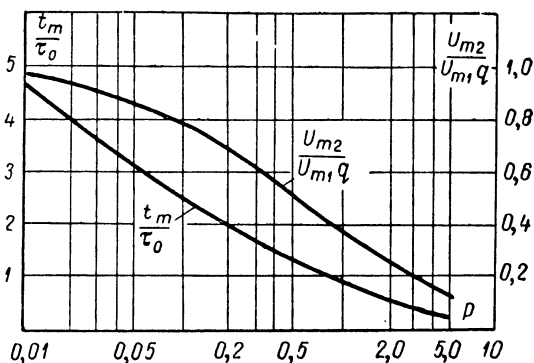


Рис. 1.22. Графики для определения запаздывания импульса при прохождении через цепь, изображенную на рис. 1.20, и для нахождения амплитуды напряжения на ее выходе.

запаздывания импульса и амплитуду напряжения на выходе цепи, если $\tau_0 = 10^{-6}$ сек., $U_{m1} = 100$ в, $C = 10^{-9}$ ф, $C_1 = 5 \cdot 10^{-11}$ ф и

$R = 10^4$ ом. При этих условиях $\tau = 10^{-5}$ сек., $p = 0,1$ и $q \approx 1$. По графикам, приведенным на рис. 1.22, получаем $\frac{t_m}{\tau_0} = 2,5$ и $\frac{U_{m2}}{U_{m1}} = 0,8$. Следовательно, максимальное напряжение на выходе цепи, равное 80 в, достигается через время в 2,5 мксек после начала действия напряжения на входе.

Следует отметить, что приведенное определение времени запаздывания неудобно, если входной сигнал имеет нулевую производную $\left(\frac{du_1}{dt}\right)$ в начале. Кроме того, длительность переднего фронта сигнала, которая входит во время запаздывания, не всегда может быть точно определена. Поэтому часто под запаздыванием понимают интервал времени между моментами достижения входным и выходным напряжениями половины своих максимальных значений или значений, соответствующих наибольшим величинам производных $\frac{du_1}{dt}$ и $\frac{du_2}{dt}$ (см. гл. II, § 2).

5. Оценка искажений формы импульсов по виду стационарных характеристик цепи. В случае простых линейных цепей легко установить связь между искажениями формы импульсов и стационарными характеристиками цепи. Для иллюстрации этого обратимся к уже

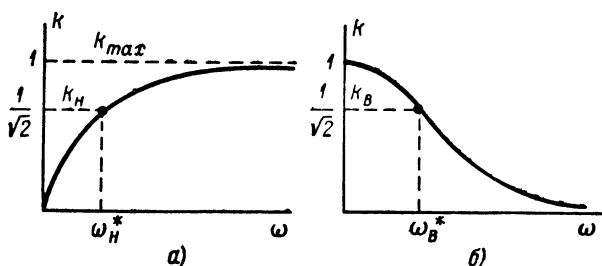


Рис. 1.23. Определение полосы пропускания RC -цепи с активным сопротивлением на выходе (а) и емкостью на выходе (б).

приводившимся выше RC -цепям. Частотная характеристика RC -цепи с активным сопротивлением на выходе [выражение (1.14)] имеет вид:

$$k = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}. \quad (1.30)$$

При $\omega \rightarrow \infty$ коэффициент $k \rightarrow k_m = 1$ (рис. 1.23 а). Поэтому со стороны высоких частот полоса пропускания не ограничена. Низкочастотная граница полосы пропускания, соответствующая значению

$$M^* = \frac{k_n}{k_m} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \omega_n^* = \frac{1}{\tau}. \quad (1.31)$$

Заменяя τ в (1.31) правой частью соотношения (1.27), найдем:

$$\omega_n^* \leq \frac{1}{t'} \ln \frac{1}{1 - \beta^*}. \quad (1.32)$$

Выражение (1.32) связывает нижнюю границу полосы пропускания цепи с активным сопротивлением на выходе и непостоянство величины выходного напряжения при действии на входе прямоугольного импульса. Эта граница располагается в области тем более низких частот, чем больше длительность импульса и чем с большей точностью напряжение в импульсе на выходе должно оставаться постоянным. Если, например, $t' = 10^{-8}$ сек. и необходимо, чтобы напряжение в конце импульса на выходе не отличалось более чем на 10% от напряжения в начале импульса, т. е. $\beta^* = 0,1$, то граница полосы пропускания рассматриваемой цепи должна соответствовать частоте $\omega_n^* \leq \sim 10^8$ рад/сек ($f_n^* \approx 15$ мГц).

Частотная характеристика RC -цепи с емкостью на выходе [выражение (1.12)] имеет вид:

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}. \quad (1.33)$$

При $\omega = 0$ коэффициент передачи напряжения имеет наибольшее значение, равное единице, а по мере увеличения частоты величина его монотонно убывает (рис. 1.23б). Неравномерность частотной характеристики:

$$M = \frac{k}{k_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}.$$

Полагая попрежнему, что полоса пропускания ограничена величиной $M = M^* = \frac{1}{\sqrt{2}}$, найдем высокочастотную границу полосы пропускания цепи:

$$\omega_n^* = \frac{1}{\tau}. \quad (1.34)$$

Заменяя величину τ правой частью соотношения (1.23), получим связь между допустимым значением коэффициента $\alpha = \alpha^*$ и частотой, соответствующей верхней границе полосы пропускания рассматриваемой цепи:

$$\omega_n^* \geq \frac{1}{\alpha^* t'}. \quad (1.35)$$

Остается следовать, что граница полосы пропускания RC -цепи с емкостью на выходе должна лежать в области тем более высоких частот, чем меньше должно быть время нарастания напряжения на ее выходе. Если, например, $t' = 10^{-6}$ сек., а величина времени t_ϕ не должна превышать значения 10^{-7} сек., т. е. $\alpha^* = 0,1$, то граница полосы пропускания должна соответствовать частоте

$$\omega_n^* \geq 10^7 \text{ рад/сек } (f_n^* \geq \sim 1,5 \text{ мГц}).$$

Заметим, что, рассматривая искажения формы сигналов, мы имели в виду только частотные характеристики цепей. Между тем, как известно, искажения могут быть обусловлены нелинейностью фазовой характеристики цепи, даже если ее частотная характеристика идеально равномерна. Однако, если рассматривается определенная цепь (скажем, RC -цепь с сопротивлением на выходе), то выбором ее параметров одновременно задаются и частотная и фазовая характеристики. Поэтому степень искажений сигналов, проходящих через заданную цепь, достаточно связать лишь с одной ее характеристикой — связью искажений с другой характеристикой получится автоматически. Разумеется, что искажения в цепях, частотные характеристики которых совпадают, а фазовые различаются (или наоборот), нельзя сопоставлять на основании сравнения характеристик одного типа.

Во многих случаях сложные цепи для низкочастотного конца спектра могут быть представлены в виде RC -цепи с активным выходом, а для высокочастотного конца спектра — в виде RC -цепи с емкостным выходом. Справедливость принципа суперпозиции для линейных цепей позволяет независимо рассматривать искажения формы сигнала, связанные с изменениями в одном и в другом концах его спектра. Поэтому исследование искажений сигналов, проходящих через сложную цепь, может быть сведено к анализу искажений в простых цепях.

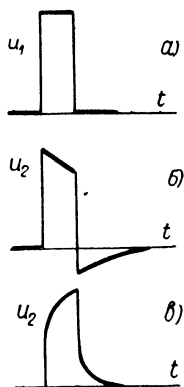


Рис. 1.24. Искажение формы прямоугольных импульсов, проходящих через цепь, изображенную на рис. 1.3, при большой неравномерности частотной характеристики в области нижних и верхних частот.

В качестве примера рассмотрим цепь, изображенную на рис. 1.3а. Положим, что ее параметры таковы, что при малой частоте протекающего в цепи тока можно пренебречь проводимостью емкости C_2 (по сравнению с величиной $\frac{1}{R_2}$), а при большой частоте — проводимостью $\frac{1}{R_2}$ по сравнению с ωC_2 . Тогда в об-

ласти высокочастотного конца спектра сигналов эта цепь может быть заменена RC -цепью с емкостным выходом, а в области низкочастотного конца спектра — RC -цепью с активным выходом. Следовательно, характеристики цепи в этих областях спектра совпадают с характеристиками, изображенными на рис. 1.23, а полная частотная характеристика имеет завалы в области как высоких, так и низких частот. Определим, каковы должны быть границы полосы пропускания этой характеристики, если на входе цепи действует сигнал прямоугольной формы длительностью $\tau' = 10^{-3}$ сек. и требуется, чтобы фронт импульса на выходе занимал не более 0,05 длительности сигнала, а напря-

жение в импульсе на выходе оставалось постоянным с точностью до 1% (т. е. $\alpha^* = 0,05$ и $\beta^* = 0,01$). На основании (1.32) и (1.35)

получаем $\omega_n^* \geq 2 \cdot 10^6 \text{ рад/сек}$ (т. е. $f_n^* \geq 3 \cdot 10^5 \text{ гц}$) и $\omega_n^* \leq 1 \cdot 10^3 \text{ рад/сек}$ (т. е. $f_n^* \leq 150 \text{ гц}$). Если значение частоты ω_n^* действительной характеристики цепи больше найденной величины (скажем, величина емкости C_1 слишком мала), то вершина импульсов на выходе „сколота“ и имеется „хвост“ обратной полярности (рис. 1.24б). Если же неравномерность частотной характеристики цепи слишком велика в области высокочастотного конца спектра (скажем, емкость C_2 имеет большое значение), то прямоугольный сигнал, проходя через цепь, „расплывается“ (рис. 1.24в).

Из изложенного следует, что для передачи резких изменений величины напряжения необходимо, чтобы цепь пропускала высокочастотные компоненты спектра сигнала. Пропускание же низкочастотных компонент необходимо для воспроизведения на выходе цепи действующего на ее входе постоянного или медленно изменяющегося напряжения.

В случае сложных цепей установить связь между деталями искажений формы сигналов и стационарными характеристиками далеко не всегда просто. Поэтому часто бывают полезны сведения о том, в какой области частот располагаются спектральные компоненты сигнала, существенные для его воспроизведения. Это дает возможность качественно судить о том, какова должна быть полоса пропускания для прохождения тех или иных сигналов.

Спектр амплитуд одиночного прямоугольного импульса амплитудой U_m и продолжительностью t' описывается выражением

$$A(f) = \frac{t' U_m}{\pi} \cdot \frac{\sin \pi f t'}{\pi f t'}. \quad (1.36)$$

На рис. 1.25а приведен участок частотного спектра прямоугольного импульса. Из его рассмотрения видно, что удельный вес амплитуд высокочастотных компонент тем больше, чем меньше длительность импульса.

Поскольку все электрические устройства могут возбуждать и пропускать только сигналы, имеющие ограниченный спектр, условно

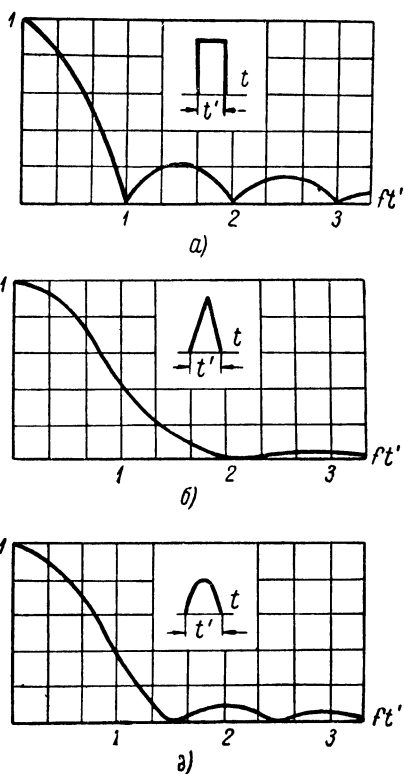


Рис. 1.25. Спектры импульсов прямоугольной, треугольной и косинусоидальной формы.

говорят о „ширине“ спектра одиночных или периодических импульсов. Иногда под шириной спектра понимают область частот, ограниченную значением $f=f^*$, при котором $A(f)$ первый раз обращается в нуль. Очевидно, что для прямоугольного импульса

$$f_{\text{пр}}^* = \frac{1}{t}. \quad (1.37)$$

Определенная таким же образом ширина спектра треугольного импульса (рис. 1.25б):

$$f_{\text{тр}}^* = \frac{2}{t} \quad (1.38)$$

и косинусоидального (рис. 1.25в):

$$f_{\text{кос}}^* = \frac{1,5}{t}. \quad (1.39)$$

Сравнение последних трех выражений может привести к выводу, что для пропускания прямоугольного импульса устройство может обладать более узкой частотной характеристикой, чем для пропускания треугольного или косинусоидального импульсов. На самом деле это не

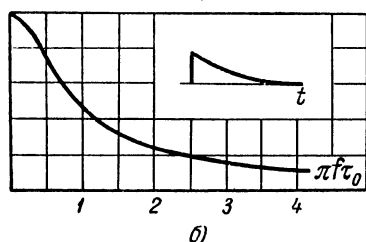
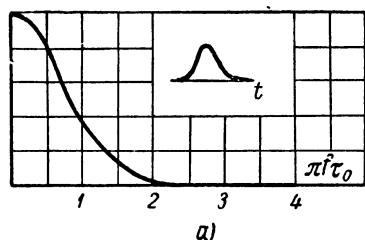


Рис. 1.26. Спектры колоколообразного и экспоненциального импульсов.

совсем так. Действительно, из вида приведенных на рис. 1.25 графиков следует, что удельный вес частотных компонент спектра прямоугольного импульса в области $f > f_{\text{пр}}^*$ значительно больше, чем спектра треугольного импульса в области $f > f_{\text{тр}}^*$. Поэтому, если для пропускания треугольного импульса без существенных искажений его формы достаточно полосы частот, определяемой соотношением (1.38), то для пропускания прямоугольного импульса с такой же степенью искажений необходима полоса приблизительно в три раза более широкая, чем это следует из (1.37).

Приведенное выше определение ширины спектра непригодно, если спектральная плотность амплитуд $A(f)$ не обращается в нуль при конечном значении частоты f . Примером этого могут служить колоколообразный и экспоненциальный импульсы, описываемые соответственно выражениями $u = U_m e^{-\frac{t^2}{\tau_0^2}}$ и $u = U_m e^{-\frac{t}{\tau_0}}$. Их спектры приведены на рис. 1.26. В связи с этим иногда под шириной спектра понимают ту область частот, в пределах которой располагается часть спектра, с которой связано 90% энергии импульса [1]. Определенная

таким образом ширина спектра колоколообразного импульса ограничена значением $f_{\text{кол}}^* = \frac{0,26}{\tau_0}$, а экспоненциального импульса — значением $f_{\text{экс}}^* = \frac{0,98}{\tau_0}$. Соответственно для прямоугольного, треугольного и косинусоидального импульсов определенная таким образом граничная частота дается выражениями $f_{\text{пр}}^* = \frac{0,81}{t'}$, $f_{\text{тр}}^* = \frac{0,84}{t'}$ и $f_{\text{кос}}^* = \frac{0,73}{t'}$.

Несмотря на условность понятия ширины спектра, оно полезно для выбора полосы пропускания устройства, на входе которого действуют импульсные сигналы. Вообще ширина полосы пропускания должна быть наибольшей, если сигналы описываются разрывными функциями, и меньшей, если функция и все ее производные непрерывны (как это имеет место, например, для колоколообразного импульса).

§ 2. Электрические процессы в колебательных контурах

1. Свободные колебания в одиночном контуре. Положим, что в течение длительного времени в цепи, состоящей из последовательного соединения активного сопротивления, емкости и индуктивности (рис. 1.27), действовала постоянная э. д. с. U_0 , а в момент $t=0$ рубильник переведен из положения 1 в положение 2. Процессы, протекающие после этого в контуре, носят название свободных. Составляя уравнение Кирхгофа для тока в контуре после переключения рубильника и интегрируя это уравнение, получим:

$$i = \frac{U_0}{2\kappa L} e^{-\delta t} (e^{\kappa t} - e^{-\kappa t}),$$

где

$$\kappa = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}, \quad \delta = \frac{R}{2L} \quad \text{и} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Если параметры контура таковы, что $\delta > \omega_0$, т. е. $R > 2\rho$, где $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ (ρ носит название характеристики контура), то κ — величина вещественная и

$$i = \frac{U_0}{\kappa L} e^{-\delta t} \text{sh } \kappa t, \quad (1.40)$$

т. е. свободный процесс в контуре носит аperiодический характер.

Если $R < 2\rho$ или, иначе говоря, $\delta < \omega_0$, то κ — величина мнимая, и выражение для тока в контуре принимает вид:

$$i = \frac{U_0}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t, \quad (1.41)$$

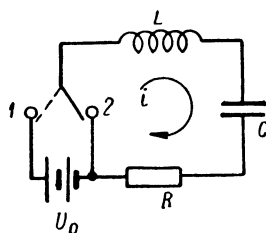


Рис. 1.27. К рассмотрению свободных колебаний в RCL -контуре.

где

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}. \quad (1.42)$$

Следовательно, в этом случае, после переключения рубильника в положение 2, в контуре имеются затухающие колебания (рис. 1.28).

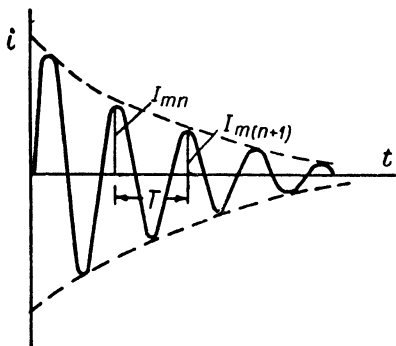


Рис. 1.28. Затухающие колебания в RCL -контуре.

Выполнение условия $R = 2\rho$ соответствует переходу от аperiodического к колебательному процессу. Такой контур носит название критического.

Часто параметры колебательного контура выбирают такими, что выполняется неравенство $\omega_0 \gg \delta$. Частота свободных колебаний в таком контуре:

$$\omega \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.43)$$

Процесс затухания колебаний практически удобно характеризовать отношением амплитуд колебаний I_{mn} и $I_{m(n+1)}$ (см. рис. 1.28) для двух моментов времени, отличающихся на величину $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$. Величина

$$\theta = \ln \frac{I_{mn}}{I_{m(n+1)}} = \delta T$$

носит название логарифмического декремента затухания контура, а величина, в π раз меньшая, называется затуханием контура:

$$d = \frac{\delta T}{\pi} = \frac{R}{\rho}. \quad (1.44)$$

Величина, обратная затуханию контура, носит название качества контура:

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\rho}{R} = \sqrt{\frac{L}{CR^2}}. \quad (1.45)$$

При колебаниях в контуре вся запасенная в нем энергия сосредотачивается то в индуктивности (в форме энергии магнитного поля), то в емкости (в форме энергии электростатического поля). Переход энергии из одной формы в другую сопровождается превращением части энергии в тепловую благодаря наличию в контуре активного сопротивления. Можно показать, что затухание, или качество контура, характеризует относительное уменьшение энергии в контуре за период. Если $Q \leq \frac{1}{2}$, то потери энергии настолько велики, что свободный колебательный процесс в контуре становится невозможным. Это и соответствует переходу к аperiodическому процессу.

2. Стационарные процессы в одиночном колебательном контуре при действии гармонической э. д. с. Комплексное сопротивление цепи, состоящей из последовательного соединения активного сопротивления, емкости и индуктивности (рис. 1.29а):

$$\dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

(в величину сопротивления R входит внутреннее сопротивление источника э. д. с., действующей в цепи). Следовательно, ток, текущий

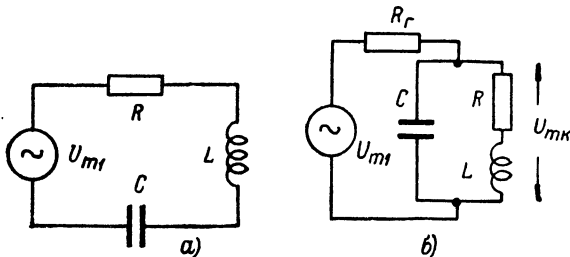


Рис. 1.29. Последовательное (а) и параллельное (б) включение генератора в RCL -контур.

в цепи при действии гармонической э. д. с. $u_1 = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi)$:

$$i = \frac{U_{m1}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \cos(\omega t + \varphi - \Psi),$$

где

$$\Psi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Если частота ω совпадает с величиной

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (1.46)$$

то имеет место явление резонанса. При резонансе полное сопротивление цепи достигает минимума и становится чисто активным, равным величине активного сопротивления цепи $Z = Z_{\text{рез}} = R$; амплитуда тока, протекающего в контуре, достигает максимума $I_{\text{мрез}} = \frac{U_{m1}}{R}$, а фаза тока совпадает с фазой э. д. с., действующей в цепи.

При этом амплитуда напряжения на индуктивности оказывается равной величине $U_{mL} = I_{\text{мрез}} \omega_0 L = QU_{m1}$, а амплитуда напряжения на емкости равна $U_{mC} = I_{\text{мрез}} \frac{1}{\omega_0 C} = QU_{m1}$. Следовательно, при резонансе значения амплитуд напряжений U_{mL} и U_{mC} в Q раз превосходят амплитуду э. д. с., действующей в цепи. Уменьшение амплитуды тока в контуре, по сравнению с ее значением при резонансе,

характеризуется зависимостью $\frac{I_m}{I_{m \text{ рез}}} = f(\omega)$, носящей название уравнения резонансной кривой контура.

Легко видеть, что

$$\frac{I_m}{I_{m \text{ рез}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}}.$$

Численно форму резонансной кривой контура (рис. 1.30) характеризуют той полосой частот $\omega_2^* - \omega_1^*$, в пределах которой амплитуда тока в контуре уменьшается не более, чем в $\frac{1}{\sqrt{2}}$ раз, по сравнению со своим максимальным значением. Если, как это обычно имеет место, значения ω_1^* и ω_2^* мало отличаются от значения ω_0 , то относительная полоса пропускания контура, ограниченная этими частотами:

$$\frac{\omega_2^* - \omega_1^*}{\omega_0} = \frac{1}{Q} = d. \quad (1.47)$$

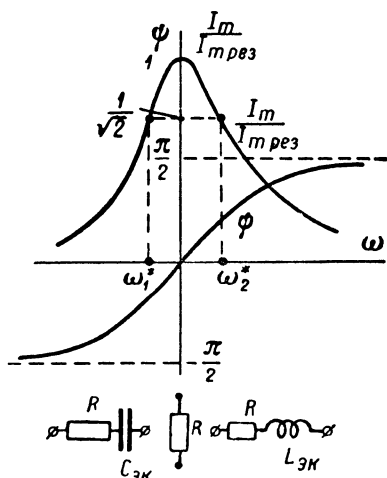


Рис. 1.30. Графики зависимости $\Psi = \Psi(\omega)$ и $\frac{I_m}{I_{m \text{ рез}}} = f(\omega)$ при последовательном включении генератора в контур.

На рис. 1.30, кроме резонансной кривой контура, приведен график зависимости $\Psi = \Psi(\omega)$. При $\omega < \omega_0$ угол Ψ меньше нуля, поэтому последовательная R, L, C -цепь в отношении входного сопротивления эквивалентна последовательному включению активного сопротивления и емкости. Величина последней — функция частоты гармонической э. д. с., действующей в цепи. Совершенно так же в области $\omega > \omega_0$ рас-

сматриваемая цепь имеет такое же входное сопротивление, как цепь, состоящая из последовательного соединения активного сопротивления R и индуктивности L , величина которой — функция частоты ω .

Перейдем к цепи, состоящей из параллельных ветвей, одна из которых содержит емкость, а другая — последовательно соединенные индуктивность и активное сопротивление (рис. 1.29 б). Для тока, протекающего в цепи питания такого параллельного контура, он представляет комплексное сопротивление

$$\dot{Z} = \frac{(j\omega L + R) \frac{1}{j\omega C}}{j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + R}.$$

При резонансе, т. е. при $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, сопротивление контура достигает максимума и становится чисто активным:

$$\dot{Z} = \dot{Z}_{\text{рез}} \approx R_{\text{св}} = \frac{\rho^2}{R}. \quad (1.48)$$

Написанные соотношения справедливы, если затухание контура мало, т. е. $\delta^2 \ll \omega_0^2$.

Поэтому при резонансе в параллельном контуре оказывается максимальной амплитуда падающего на нем напряжения ($U_{\text{мк}}$ на рис. 1.29б), причем, если $R_{\text{св}} \gg R_{\text{г}}$, где $R_{\text{г}}$ — сопротивление источника э. д. с., действующей в цепи, то $U_{\text{мк}} \approx U_{\text{м1}}$.

Уменьшение амплитуды напряжения на контуре по сравнению с ее значением при резонансе характеризуется резонансной кривой контура $\frac{U_{\text{мк}}}{U_{\text{мрез}}} = f(\omega)$, которая имеет такой же вид, как зависимость $\frac{I_{\text{м}}}{I_{\text{мрез}}} = f(\omega)$ для последовательного контура. Относительная ширина полосы пропускания резонансной кривой параллельного контура, ограниченная частотами ω_1^* и ω_2^* , соответствующими значению $\frac{U_{\text{мк}}}{U_{\text{мрез}}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, определяется выражением:

$$\frac{\omega_2^* - \omega_1^*}{\omega_0} = d \left(1 + \frac{Z_{\text{рез}}}{R_{\text{г}}} \right). \quad (1.49)$$

Если $\omega \neq \omega_0$, то между напряжением на контуре и питающим его током имеется сдвиг фаз. Его величина определяется на основании выражения для $\dot{Z}_{\text{к}}$:

$$\Psi = \arctg \left[\frac{\omega L}{R} - \frac{\omega C}{R} (R^2 + \omega^2 L^2) \right]. \quad (1.50)$$

При $\omega < \omega_0$ сопротивление параллельного контура имеет индуктивный характер, т. е. протекающий в цепи ток отстает по фазе от действующей в цепи э. д. с. Наоборот, при $\omega > \omega_0$ сопротивление параллельного контура имеет емкостный характер, и протекающий в цепи ток опережает по фазе действующую на входе э. д. с. Таким образом, параллельный контур, так же как и последовательный контур, в отношении входного сопротивления при разных значениях частоты ω может быть эквивалентно заменен цепью из активного сопротивления и емкости или активного сопротивления и индуктивности.

3. Электрические процессы в колебательном контуре при действии одиночных прямоугольных импульсов. Найдем напряжение на выходе цепи, состоящей из последовательного соединения емкости, индуктивности и активного сопротивления, если на ее входе

действует прямоугольный импульс э. д. с. Положим, что выходом цепи служит емкость (рис. 1.31 а).

Уравнение Кирхгофа для рассматриваемой цепи удобнее всего записать в форме уравнения для заряда $q = Cu_2$ конденсатора C :

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\delta \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = \frac{u_1}{L},$$

где $\delta = \frac{R}{2L}$ и $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

В течение действия на входе цепи импульса э. д. с. $u_1 = U_{m1}$, а после окончания его действия $u_1 = 0$.

Интегрируя написанное уравнение и полагая, что до начала действия импульса э. д. с. на входе $q = 0$ и $i = 0$, получим следующие выра-

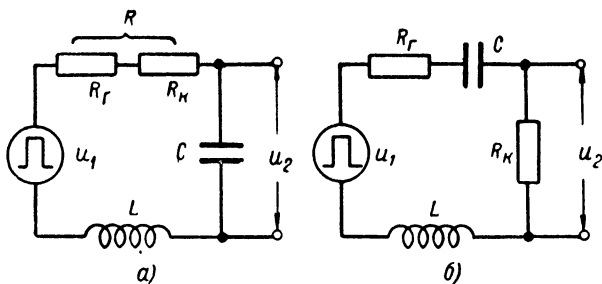


Рис. 1.31. RCL -цепь с емкостью (а) и активным сопротивлением (б) на выходе.

жения для напряжения на выходе, справедливые в течение времени действия импульса:

в случае аperiодического контура (т. е. при $R > 2\rho$):

$$u_2 = U_{m1} \left[1 - \frac{e^{-\delta t}}{\gamma} \omega_0 \operatorname{sh}(\gamma t + \alpha) \right], \quad (1.51)$$

где $\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\gamma}{\omega_0}$; $\gamma = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$;

в случае колебательного контура (т. е. при $R < 2\rho$):

$$u_2 = U_{m1} \left[1 - \frac{e^{-\delta t}}{\omega} \omega_0 \sin(\omega t + \beta) \right], \quad (1.52)$$

где $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ и $\beta = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\delta}$;

в случае критического контура (т. е. при $R = 2\rho$):

$$u_2 = U_{m1} - U_{m1} (1 + \delta t) e^{-\delta t}, \quad (1.53)$$

После окончания действия импульса, т. е. при $t > t'$, для апериодического контура имеем:

$$u_2 = \frac{U_{m1} e^{-\delta t}}{\chi} \omega_0 \{ e^{\delta t'} \operatorname{sh} [\chi (t - t') + \alpha] - \operatorname{sh} (\chi t + \alpha) \}; \quad (1.54)$$

для колебательного контура:

$$u_2 = \frac{U_{m1} e^{-\delta t}}{\omega} \omega_0 \{ e^{\delta t'} \sin [\omega (t - t') + \beta] - \sin (\omega t + \beta) \} \quad (1.55)$$

и, наконец, для критического контура:

$$u_2 = U_{m1} e^{-\delta t} \{ e^{\delta t'} [1 + \delta (t - t')] - (1 + \delta t) \}. \quad (1.56)$$

На рис. 1.32 а и 1.32 б приведены соответствующие полученным выражениям графики для разных соотношений между величинами δ и ω_0 . Из рассмотрения этих графиков видно, что при действии

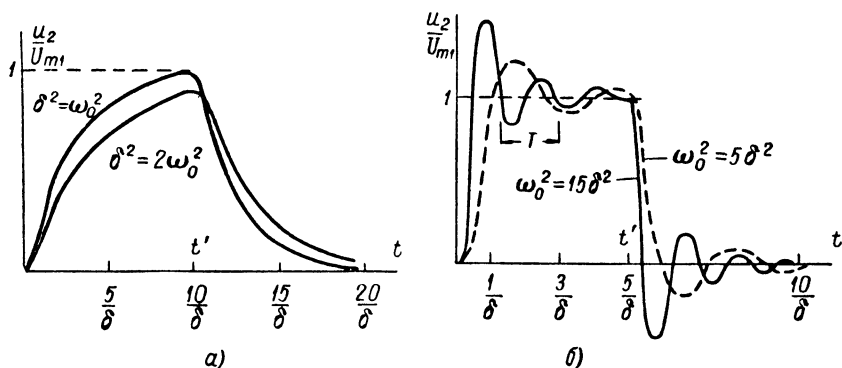


Рис. 1.32. Зависимость от времени напряжения на емкости RLC -контура при действии в цепи прямоугольного импульса напряжения:

(а) — апериодический и критический контуры, (б) — колебательный контур.

в колебательном контуре импульса э. д. с. напряжение на емкости изменяется не монотонно (рис. 1.32 б), и его мгновенные значения превосходят величину э. д. с. в импульсе на входе. В апериодическом и критическом контурах напряжение на емкости изменяется монотонно, стремясь к значению $u_C = U_{m1}$ — при действии импульса и к $u_C = 0$ — после его прекращения (рис. 1.32 а).

Если выходом RLC -цепи является активное сопротивление (рис. 1.31 б), то напряжение на выходе, при действии на входе прямоугольных импульсов э. д. с., легко найти, воспользовавшись результатами определения напряжения на клеммах емкости. Действительно, заметив, что $u_R = iR_k = R_k C \frac{du_C}{dt}$, получим на основании выражений

(1.51) и (1.54), что в случае аperiodического контура с активным выходом

$$u_2 = \frac{2U_{m1} R_K \delta e^{-\delta t}}{(R_K + R_r) \kappa} \operatorname{sh} \kappa t \quad (1.57)$$

в интервале времени $0 \leq t \leq t'$ и

$$u_2 = -\frac{2U_{m1} R_K \delta e^{-\delta t}}{(R_K + R_r) \kappa} [e^{\delta t'} \operatorname{sh} \kappa (t - t') - \operatorname{sh} \kappa t] \quad (1.58)$$

при $t > t'$.

Совершенно так же для колебательного контура получаем

$$u_2 = \frac{2U_{m1} R_K \delta e^{-\delta t}}{(R_K + R_r) \omega} \sin \omega t \quad (1.59)$$

при $0 \leq t \leq t'$ и

$$u_2 = -\frac{2U_{m1} R_K \delta e^{-\delta t}}{(R_K + R_r) \omega} [e^{\delta t'} \sin \omega (t - t') - \sin \omega t] \quad (1.60)$$

при $t > t'$.

Наконец, для критического контура

$$u_2 = \frac{2U_{m1} R_K \delta t e^{-\delta t}}{R_K + R_r} \quad (1.61)$$

при $0 \leq t \leq t'$ и

$$u_2 = \frac{2U_{m1} R_K \delta e^{-\delta t}}{(R_K + R_r)} [(t' - t) e^{\delta t'} + t] \quad (1.62)$$

при $t > t'$.

Из рассмотрения приведенных соотношений видно, что при действии импульса э. д. с. напряжение на сопротивлении контура изменяется не монотонно при любом выборе его параметров. Но в случае колебательного контура напряжение u_R приближается к своей стационарной величине $u_R = 0$, последовательно изменяя свою полярность (рис. 1.33 а). В случае же аperiodического контура, полярность напряжения на сопротивлении остается неизменной до прекращения действия импульса на входе (рис. 1.33 б).

В случае, если выходом RLC -цепи служит индуктивность, выходное напряжение может быть найдено на основании написанных выражений для u_C , если принять во внимание, что $u_L = L \frac{di}{dt}$. При этом можно показать, что в случае аperiodического и критического контуров напряжение на индуктивности приближается к своему стационарному значению $u_L = 0$ после однократного изменения полярности (рис. 1.34 а). В случае же колебательного контура наблюдаются затухающие колебания величины напряжения u_L около ее нулевого значения (рис. 1.34 б).

Отметим, что если сложная RL - или RC -цепь представляется эквивалентной последовательной RLC -цепью (см. § 1 настоящей главы), то последняя цепь всегда оказывается аperiодической. Это непо-

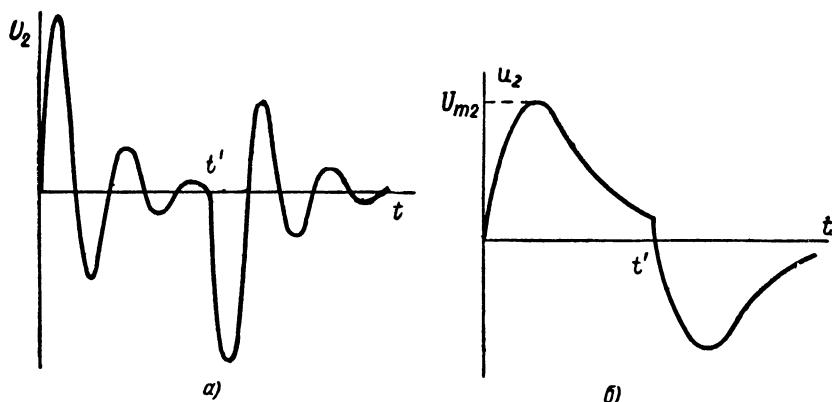


Рис. 1.33. Зависимость от времени напряжения на активном сопротивлении RLC -контура при действии в цепи прямоугольного импульса напряжения: (а) — колебательный контур, (б) — аperiодический контур.

средственно следует из того, что в RC - или RL -цепи не может иметь место свободный колебательный процесс. Поэтому, очевидно,

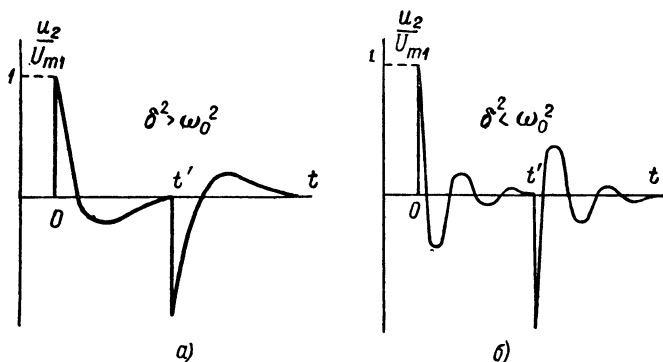


Рис. 1.34. Зависимость от времени напряжения на индуктивности RLC -контура при действии в цепи прямоугольного импульса напряжения: (а) — аperiодический контур (б) — колебательный контур.

и в эквивалентной цепи свободный процесс должен носить аperiодический характер. В частности, на рис. 1.3б приведена цепь, эквивалентная сложной RC -цепи, изображенной на рис. 1.3а. Сравнивая значения R_s и $2\rho_s = 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$, легко убедиться в том, что контур

на рис. 1.3 б — аperiodический. Поэтому при действии на входе цепи, изображенной на рис. 1.3 а, прямоугольного импульса э. д. с. зависимость от времени напряжения на его выходе будет описываться выражениями (1.57) и (1.58), а графически изобразится в виде кривой, подобной приведенной на рис. 1.33 б.

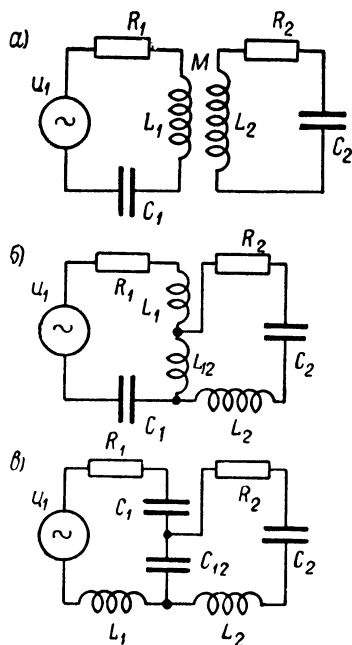


Рис. 1.35. Примеры связи между контурами.

4. Стационарные процессы в связанных контурах. Контур, которые могут обмениваться электрической энергией, носят название связанных. Связь между контурами, т. е. передача энергии, может осуществляться через взаимную индукцию (M на рис. 1.35 а), общую для обоих контуров индуктивность ($L_{1,2}$ на рис. 1.35 б), общую емкость ($C_{1,2}$ на рис. 1.35 в) или несколькими путями одновременно.

Электрические процессы в системе двух связанных колебательных контуров описываются системой из двух дифференциальных уравнений второго порядка или, иначе говоря, дифференциальным уравнением четвертого порядка. Следовательно, такая система не может быть заменена эквивалентной цепью, состоящей из последовательного включения индуктивности, емкости и активного сопротивления. Однако в частном случае стационарного процесса при действии гармонической э. д. с. эквива-

лентная RLC -цепь может быть найдена, но ее параметры оказываются функциями частоты.

Обратимся, например, к схеме рис. 1.35 а. Если второго контура нет, то уравнение Кирхгофа, написанное в форме комплексных амплитуд, записывается в виде:

$$\dot{U}_{m1} = \dot{I}_{m1} R_1 + \dot{I}_{m1} jX_1,$$

где

$$X_1 = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}.$$

При наличии второго контура имеем систему уравнений:

$$\dot{U}_{m1} = \dot{I}_{m1} R_1 + \dot{I}_{m1} jX_1 + \dot{I}_{m2} j\omega M$$

и

$$0 = \dot{I}_{m2} R_2 + \dot{I}_{m2} jX_2 + \dot{I}_{m1} j\omega M,$$

где $X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$.

Исключая из последних уравнений переменную i_{m2} , получим:

$$\dot{U}_{m1} = i_{m1} \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2 \right) + i_{m1} j \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2 \right).$$

Сравнивая это выражение с уравнением для одного первого контура, заключаем, что связь с ним второго привела к изменению его активного сопротивления на величину $R_{\text{вн}} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} R_2$ и изменению реактивного сопротивления на величину $X_{\text{вн}} = -\frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2$. Эти параметры носят название „вносимых“, и при их учете стационарные процессы в первом контуре при действии гармонической э. д. с. могут рассматриваться так, словно он не связан ни с каким другим контуром.

Величина $\omega M = X_{\text{св}}$ имеет размерность сопротивления и носит название сопротивления связи. Нетрудно убедиться, что для схемы, представленной на рис. 1.35 б,

$$X_{\text{св}} = \omega L_{1,2},$$

а для схемы на рис. 1.41 в

$$X_{\text{св}} = \frac{1}{\omega C_{1,2}}.$$

В общем виде вносимые в контур параметры при связи его с другим контуром могут быть записаны так:

$$R_{\text{вн}} = \frac{X_{\text{св}}^2}{Z_2^2} R_2 \quad (1.63)$$

и

$$X_{\text{вн}} = -\frac{X_{\text{св}}^2}{Z_2^2} X_2. \quad (1.64)$$

В частном случае, если с колебательным контуром связывается аperiodический контур (например RL -контур), то собственная частота колебательного контура изменяется, а его затухание возрастает.

В общем случае, когда система состоит из двух связанных колебательных контуров, процессы в ней оказываются гораздо более сложными. Их характер существенно зависит от соотношения между количеством энергии, передаваемой из первого контура во второй за один период колебаний, и величиной энергии, теряемой в течение этого времени во втором контуре. При „слабой“ связи система из двух контуров с равными собственными частотами имеет одну резонансную частоту, соответствующую собственной частоте каждого контура, и зависимость величины амплитуды тока в первом контуре от частоты генератора имеет вид обычной резонансной кривой. При „сильной“ связи такая же система имеет две резонансные частоты, носящие название частот связи, а резонансная кривая имеет два

максимума (рис. 1.36). Одна из частот связи меньше собственной частоты каждого контура и носит название медленной частоты связи; вторая — больше собственной частоты каждого контура и носит название быстрой частоты связи ($\omega'_{св}$ и $\omega''_{св}$ на рис. 1.36). По мере увеличения связи контуров разность между частотами связи возрастает.

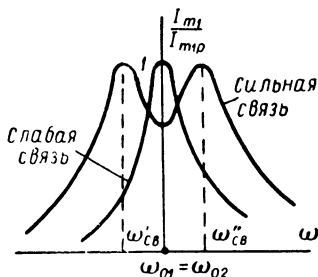


Рис. 1.36. Резонансные кривые двух связанных контуров при сильной и слабой связи.

Системы, состоящие из двух или большего числа связанных контуров, играют существенную роль в высокочастотных установках. Большое значение имеет передача энергии из контура, в который включен генератор, во второй контур.

Мощность, отдаваемая генератором, включенным в один из связанных контуров (будем называть его промежуточным контуром), может быть записана в виде $P = P_1 + P_2$, где P_1 — мощность, выделяющаяся в первом контуре, а P_2 — во втором (потерей мощности, связанной с передачей энергии из одного контура в другой, пренебрегаем). Эффективность передачи мощности во второй контур оценивается величиной

$$\eta_k = \frac{P_2}{P_1 + P_2}, \quad (1.65)$$

носящей название к. п. д. передачи мощности или к. п. д. промежуточного контура.

Замечая, что $P_1 = \frac{I_{m1}^2 R_1}{2}$ и $P_2 = \frac{I_{m2}^2 R_2}{2}$, полагая, что собственные частоты обоих контуров одинаковы и равны частоте э. д. с., возбуждаемой генератором в первом контуре, и, следовательно, $I_{m2} = I_{m1} \frac{X_{св}}{R_2}$, получаем:

$$\eta_k = \frac{\frac{X_{св}^2}{R_2}}{R_1 + \frac{X_{св}^2}{R_2}}.$$

Отсюда видно, что из первого контура во второй передается тем большая часть мощности, отдаваемой генератором, чем больше связь между контурами.

Выражение для η_k часто записывают в виде

$$\eta_k = \frac{n^2}{1 + n^2}, \quad (1.66)$$

где

$$n = \frac{X_{св}}{\sqrt{R_1 R_2}} \quad (1.67)$$

(эта величина носит название степени связи).

Мощность, передаваемую из промежуточного контура во второй, формально можно рассматривать как мощность, выделяющуюся на активном сопротивлении, вносимом в промежуточный контур при связи с ним второго. Действительно, принимая во внимание, что $I_{m2} = I_{m1} \frac{X_{св}}{Z_2}$ и $R_{вн} = \frac{X_{св}^2}{Z_2^2} R_2$, выражение для мощности $P_2 = \frac{I_{m2}^2 R_2}{2}$, выделяющейся во втором контуре, можно записать в виде

$$P_2 = \frac{I_{m1}^2}{2} R_{вн}.$$

Очевидно, что чем большее активное сопротивление вносит второй контур в промежуточный, тем большая доля мощности, отдаваемой генератором системе, выделяется во втором контуре.

§ 3. Электрические процессы в линиях

1. Стационарные процессы в линии при действии гармонической э. д. с. Электрическая линия, состоящая из двух параллельных проводников или проводника и проводящей поверхности (например Земля), или двух коаксиальных проводящих цилиндров и т. п., представляет собой цепь с распределенными параметрами. Каждый участок такой линии обладает емкостью, индуктивностью и активным сопротивлением, а между проводами линии, вообще говоря, имеются утечки. Если линия однородная, т. е. расстояние между проводниками, из которых она состоит, их сечение и форма, а также электрические и магнитные свойства среды остаются постоянными вдоль всей длины, то можно считать, что на каждую единицу длины линии приходится емкость C_1 , индуктивность L_1 , активное сопротивление R_1 и утечка, проводимость которой G_1 .

Уравнения для мгновенных значений тока и напряжения в линии можно составить, заменив участок dx однородной линии цепью, состоящей из последовательного соединения индуктивности $L_1 dx$, активного сопротивления $R_1 dx$ и параллельного соединения емкости $C_1 dx$ и сопротивления утечки $\frac{1}{G_1 dx}$ (рис. 1.37). Это эквивалентно представлению линии в виде цепочки из бесконечного числа отдельных ячеек, каждая из которых заменяет элемент dx ее длины. В случае действия в начале линии гармонической э. д. с., интегрирование составленных таким образом уравнений приводит к следующим выражениям для комплексных амплитуд тока и напряжения:

$$i_m = \frac{1}{Z_n} (\dot{A}_1 e^{ix} - \dot{A}_2 e^{-ix}), \quad \dot{U}_m = \dot{A}_1 e^{ix} + \dot{A}_2 e^{-ix}, \quad (1.68)$$

где

$$Z_n = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}}, \quad (1.69)$$

$$\dot{\gamma} = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)}, \quad (1.70)$$

а отсчет координаты x ведется от конца линии, к которому присоединена нагрузка.

Представляя величину $\dot{\gamma}$ (она носит название постоянной распространения линии) в виде суммы вида $a + jb$, напомним выражения для мгновенных значений напряжения и тока в виде

$$\left. \begin{aligned} u^* &= \dot{A}_1 e^{ax} e^{j\omega(t + \frac{b}{\omega}x)} + \dot{A}_2 e^{-ax} e^{j\omega(t - \frac{b}{\omega}x)} \\ i^* &= \frac{1}{\dot{Z}_n} \left[\dot{A}_1 e^{ax} e^{j\omega(t + \frac{b}{\omega}x)} - \dot{A}_2 e^{-ax} e^{j\omega(t - \frac{b}{\omega}x)} \right] \end{aligned} \right\} \quad (1.71)$$

Первые члены в уравнениях (1.71) представляют собой выражения бегущих волн напряжения и тока, распространяющихся от нача-

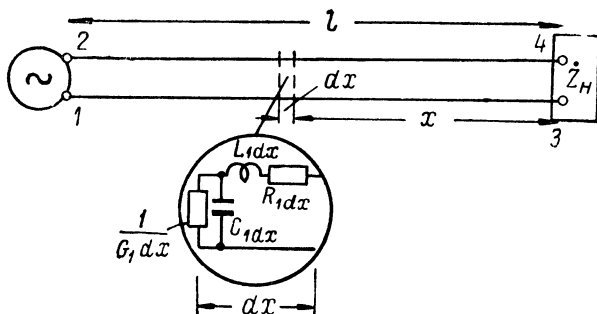


Рис. 1.37. Замена участка dx длинной линии элементарной цепью с сосредоточенными параметрами.

ла линии к ее концу (в сторону убывания координаты x), а вторые члены — выражения бегущих волн напряжения и тока, распространяющихся от конца линии к ее началу. Первые носят название прямых, а вторые — обратных, или отраженных, волн.

В частном случае, если $R_1 = 0$ и $G_1 = 0$ (такая линия носит название линии без потерь), $a = 0$ и $b = \omega \sqrt{L_1 C_1}$. При этом амплитуды прямых и обратных волн напряжения и тока не зависят от координаты x , а скорость их распространения, абсолютная величина которой определяется выражением

$$v = \frac{\omega}{b} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}},$$

не зависит от частоты действующей в начале линии э. д. с.

Амплитуды прямых волн тока и напряжения для любого значения координаты x , так же как и амплитуды обратных волн тока и напряжения, связаны величиной \dot{Z}_n . Эта величина имеет размерность сопротивления и носит название волнового сопротивления линии.

Для линии без потерь

$$\dot{Z}_n = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \rho.$$

В общем случае $R_1 \neq 0$ и $G_1 \neq 0$, и амплитуды прямых волн экспоненциально убывают по мере приближения к концу линии, а амплитуды обратных волн экспоненциально уменьшаются при приближении к началу линии (к месту включения источника э. д. с.). При этом скорость распространения волн — функция частоты э. д. с., действующей в начале линии. Наконец, волновое сопротивление линии в общем случае — величина комплексная. Во многих случаях применения линий в физических лабораториях выполняются условия $R_1 \ll \omega L_1$ и $G_1 \ll \omega C_1$. Такие линии можно приближенно рассматривать как линии без потерь. Волновое сопротивление большинства линий равно нескольким десяткам или сотням ом. Чем дальше расположены провода линии, тем меньше величина C_1 и, соответственно, больше ее волновое сопротивление.

В однородной линии обратная волна напряжения или тока может возникнуть только в результате отражения прямой волны от конца линии. Для того чтобы найти соотношения между амплитудами прямой и отраженной волн, определим постоянные интегрирования \dot{A}_1 и \dot{A}_2 , воспользовавшись граничными условиями: $\dot{I}_m = \dot{I}_m^*$ и $\dot{U}_m = \dot{U}_m^* = = \dot{I}_m^* \dot{Z}_n$ (\dot{Z}_n — сопротивление нагрузки) при $x=0$. Обращаясь к уравнениям (1.68), получаем:

$$\dot{A}_1 = \frac{1}{2} \dot{I}_m^* (\dot{Z}_n + \dot{Z}_n),$$

$$\dot{A}_2 = \frac{1}{2} \dot{I}_m^* (\dot{Z}_n - \dot{Z}_n).$$

При $x=0$ амплитуда прямой волны напряжения $U_{m\text{пр}}^* = \dot{A}_1$, а амплитуда обратной волны $U_{m\text{обр}}^* = \dot{A}_2$. Отношение

$$p_u = \frac{\dot{U}_{m\text{обр}}^*}{\dot{U}_{m\text{пр}}^*} = \frac{\dot{A}_2}{\dot{A}_1} = \frac{\dot{Z}_n - \dot{Z}_n}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_n} \quad (1.72)$$

носит название коэффициента отражения волны напряжения.

При $x=0$ амплитуда прямой волны тока $\dot{I}_{m\text{пр}}^* = \frac{\dot{A}_1}{\dot{Z}_n}$, а амплитуда обратной волны тока $\dot{I}_{m\text{обр}}^* = -\frac{\dot{A}_2}{\dot{Z}_n}$. Отношение

$$p_i = \frac{\dot{I}_{m\text{обр}}^*}{\dot{I}_{m\text{пр}}^*} = -\frac{\dot{A}_2}{\dot{A}_1} = \frac{\dot{Z}_n - \dot{Z}_n}{\dot{Z}_n + \dot{Z}_n} \quad (1.73)$$

носит название коэффициента отражения волны тока.

Положим, что сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии. Тогда, очевидно,

$$p_u = 0 \quad \text{и} \quad p_i = 0. \quad (1.74)$$

Следовательно, в этом случае в линии имеются только бегущие волны, распространяющиеся от источника э. д. с. к нагрузке, в которой они целиком поглощаются.

Линии часто используются для передачи энергии от генератора к полезной нагрузке (они носят название фидеров). Очевидно, что в этом случае отсутствие отраженных волн весьма существенно, так как при этом потери энергии в линии минимальны.

Положим, что линия разомкнута на конце, т. е. $Z_n = \infty$. Тогда

$$p_u = 1 \quad \text{и} \quad p_i = -1. \quad (1.75)$$

Следовательно, в разомкнутой линии имеются прямые и обратные волны напряжения и тока, причем отражение прямых волн от разомкну-

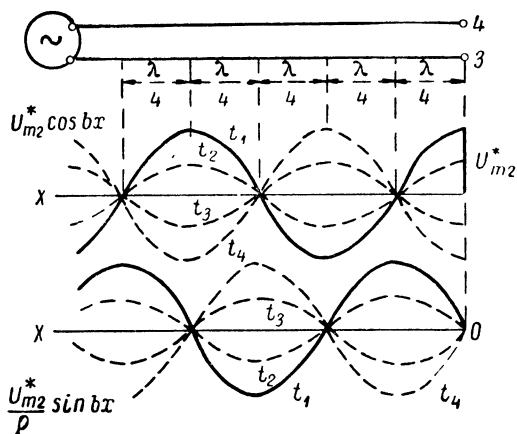


Рис. 1.38. Распределение в разные моменты времени тока и напряжения в длинной линии, разомкнутой на конце.

того конца линии не сопровождается уменьшением величины их амплитуды. Далее, амплитуда напряжения в конце линии $U_m^* = U_{m\text{пр}}^* + U_{m\text{обр}}^*$ равна удвоенной амплитуде прямой волны напряжения, достигающей конца линии, а амплитуда тока $I_m^* = I_{m\text{пр}}^* - I_{m\text{обр}}^*$ равна нулю.

Прямые и обратные бегущие волны образуют в линии систему стоячих волн напряжения и тока. Мгновенные распределения величины тока в линии без потерь, разомкнутой на конце, и разности потенциалов между ее проводниками изображены на рис. 1.38 для четырех моментов времени. Пучности напряжения и узлы тока соответствуют значениям координаты x , равным четному числу $\frac{\lambda}{4}$, где λ — длина бегущих в линии волн напряжения и тока. Соответственно,

пучности тока и узлы напряжения отвечают значениям x , равным нечетному числу $\frac{\lambda}{4}$.

Обратим внимание на то, что для получения определенного значения амплитуды напряжения на конце разомкнутой линии может служить генератор, питающий линию напряжением с меньшей амплитудой. Для этого следует лишь выбрать длину линии l такой, чтобы генератор не оказался включенным в пучность напряжения. Отношение амплитуды напряжения на конце линии к амплитуде напряжения, возбуждающего в ней электрические волны, достигает максимального значения, если $l = \frac{2n-1}{4}\lambda$, т. е. если генератор включается в узел напряжения. Таким образом, линия, разомкнутая на конце, может рассматриваться как трансформатор напряжения.

Если линия короткозамкнута на конце, т. е. $Z_n = 0$, то

$$p_u = -1 \text{ и } p_i = 1. \quad (1.76)$$

Следовательно, как и в разомкнутой линии, в этом случае имеются прямые и обратные волны напряжения и тока, причем отра-

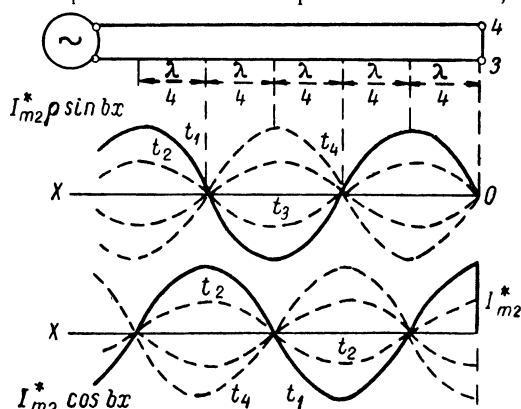


Рис. 1.39. Распределение в разные моменты времени тока и напряжения в линии, короткозамкнутой на конце.

жение происходит без потери амплитуд волн. Но в отличие от разомкнутой, в короткозамкнутой линии фаза волны напряжения при отражении изменяется на π , а фаза волны тока не меняется. Следовательно, амплитуда напряжения на конце линии равна нулю, а амплитуда тока удваивается. Прямые и обратные волны в короткозамкнутой линии образуют систему стоячих волн, причем пучности напряжения и узлы тока соответствуют значениям координаты x , равным нечетному числу $\frac{\lambda}{4}$, а пучности тока и узлы напряжения — значениям x , равным четному числу $\frac{\lambda}{4}$ (рис. 1.39).

Амплитуда тока на конце короткозамкнутой линии превосходит амплитуду тока, питающего линию, во всех случаях, кроме включения генератора в пучность тока. Отношение этих амплитуд достигает максимума, если длина линии $l = \frac{2n-1}{4}\lambda$, т. е. если генератор включается в узел тока. Таким образом, линия, короткозамкнутая на конце, может рассматриваться как трансформатор тока.

В общем случае, при нагрузке линии на комплексное сопротивление, не равное ее волновому сопротивлению, имеются прямые и отраженные волны. При этом отражение от конца линии происходит с потерей амплитуды волн как напряжения, так и тока. Это соответствует частичному поглощению в нагрузке энергии, полученной линией от генератора.

2. Входное сопротивление линии. Линия представляет собой некоторую нагрузку для источника э. д. с. (генератора сигналов), к клеммам которого она присоединена. В стационарном режиме при действии гармонической э. д. с. это сопротивление

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{ml}}{\dot{I}_{ml}},$$

где \dot{U}_{ml} — амплитуда напряжения, а \dot{I}_{ml} — амплитуда тока в начале линии (на расстоянии l от ее конца). Величина $\dot{Z}_{\text{вх}}$ носит название входного сопротивления линии. На основании (1.68) имеем:

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{Z}_l \frac{\dot{A}_1 e^{\dot{\gamma}x} + \dot{A}_2 e^{-\dot{\gamma}x}}{\dot{A}_1 e^{\dot{\gamma}x} - \dot{A}_2 e^{-\dot{\gamma}x}}.$$

Если линия нагружена на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, то $\dot{A}_2 = 0$ и

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{Z}_l,$$

т. е. в этом случае входное сопротивление линии, независимо от ее длины, равно \dot{Z}_l . В частности, если линия не имеет потерь, то

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Для разомкнутой на конце линии $\dot{A}_1 = \dot{A}_2$. Поэтому при отсутствии потерь

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = -j\rho \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l,$$

т. е. входное сопротивление линии зависит от ее длины. Но $\operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l > 0$ в интервале изменения величины l от 0 до $\frac{\lambda}{4}$. Поэтому входное сопротивление $\dot{Z}_{\text{вх}}$ имеет емкостный характер и изменяется по величине от $-\infty$ до нуля. В области значений l от $\frac{\lambda}{4}$ до $\frac{\lambda}{2}$

$\operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l < 0$, и $\dot{Z}_{\text{вх}}$ имеет индуктивный характер и возрастает по величине от нуля до ∞ (рис. 1.40). Далее, при $l > \frac{\lambda}{2}$ картина изменения $\dot{Z}_{\text{вх}}$ повторяется. При $l = n \frac{\lambda}{2}$ входное сопротивление линии совпадает с резонансным сопротивлением цепи, состоящей из параллельно соединенных индуктивности и емкости, а при $l = \frac{2n-1}{4} \lambda$ — с резонансным сопротивлением цепи, состоящей из последовательно

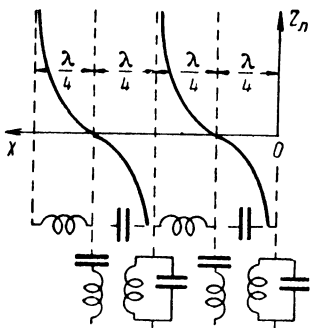


Рис. 1.40. Зависимость величины входного сопротивления линии, разомкнутой на конце, от ее длины.

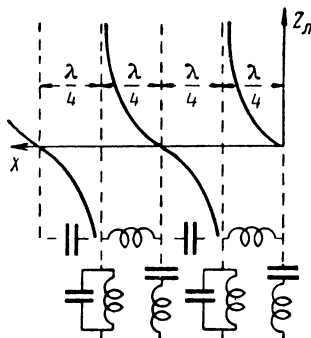


Рис. 1.41. Зависимость величины входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины.

соединенных индуктивности и емкости. Совершенно аналогично найдем, что для короткозамкнутой на конце линии

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = j\rho \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l.$$

Из рассмотрения этого выражения видно, что короткозамкнутая линия, в зависимости от величины отношения $\frac{l}{\lambda}$, представляет собой либо емкость, либо индуктивность (рис. 1.41). При этом, если для некоторого значения $\frac{l}{\lambda}$ входное сопротивление разомкнутой линии эквивалентно емкости, то входное сопротивление короткозамкнутой линии эквивалентно индуктивности, и наоборот.

В общем случае, при нагрузке линии на сопротивление R_n , не равное ее волновому, входное сопротивление $\dot{Z}_{\text{вх}}$ имеет активную и реактивную компоненты. Значения этих компонент зависят от длины линии. В частности, $\dot{Z}_{\text{вх}}$ делается чисто активным и равным R_n при $l = \frac{n}{2} \lambda$, а при $l = \frac{(2n-1)}{4} \lambda$

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = \frac{\rho^2}{R_n}.$$

Из изложенного следует, что любое сопротивление \dot{Z} можно заменить участком двухпроводной линии. Индуктивность может быть заменена короткозамкнутым на конце отрезком линии, имеющим длину, меньшую $\frac{\lambda}{4}$, а емкость — разомкнутым на конце отрезком линии, длиной меньше $\frac{\lambda}{4}$. Наконец, комплексное сопротивление заменяется отрезком линии, нагруженной на активное сопротивление.

На рис. 1.42 изображена эквивалентная замена индуктивности L_H и емкости C_H отрезками линий. Из этого рисунка видно, что включение на конце линии реактивного элемента эквивалентно ее удлинению. При этом распределение тока и напряжения в линии определяется приведенными выше соотношениями, но координату x следует отсчитывать от конца новой, удлиненной линии. Если, например, на конец разомкнутой линии, т. е. в пучность напряжения, включена емкость, то амплитуда напряжения на ее клеммах окажется меньшей, чем амплитуда в пучностях напряжения вдоль линии. Величина амплитуды U_{mc} равна амплитуде напряжения на расстоянии l_s от конца разомкнутой линии (рис. 1.42 б).

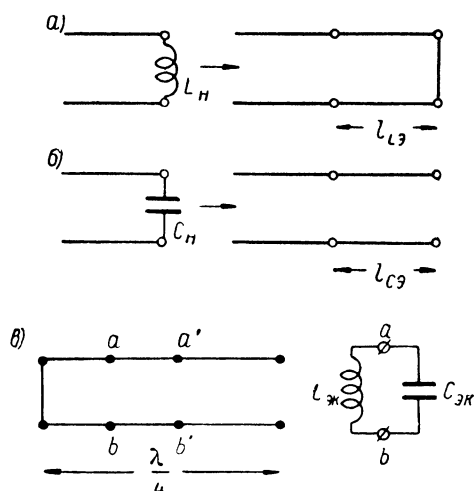


Рис. 1.42. Эквивалентная замена индуктивности, емкости и колебательного контура отрезками линий.

Возможна и обратная замена — короткозамкнутый отрезок линии длиной, меньшей $\frac{\lambda}{4}$, можно заменить индуктивностью, а разомкнутый — емкостью. Поэтому замкнутый с одной стороны участок линии длиной $\frac{\lambda}{4}$ может быть заменен параллельным соединением индуктивности $L_{Эк}$ и емкости $C_{Эк}$. Это иллюстрирует рис. 1.42 в, где участок линии левее точек a и b заменен индуктивностью, а участок правее этих точек — емкостью. Разумеется, вместо точек a и b могут быть выбраны другие (например, a' и b'). Тогда получаются другие значения $L_{Эк}$ и $C_{Эк}$, но во всех случаях резонансная частота контура останется одной и той же (равной $\omega_0 = \frac{\pi c}{2 \sqrt{\epsilon \mu} l}$, где l — длина линии, а c — скорость света).

Замена любого элемента цепи отрезком линии с равным входным сопротивлением возможна только, если в цепи действует гармоническая э. д. с. Если же частота действующей э. д. с. меняется или в цепи действует сигнал, имеющий сложный спектр, то следует ли тот или иной элемент считать сосредоточенным или представлять его как участок цепи с распределенными параметрами зависит от соотношения между геометрическими размерами элемента и длинами волн (частотами) компонент спектра, действующего в цепи сигнала.

Для пояснения этого обратимся, например, к устройству, состоящему из двух коаксиальных проводящих цилиндров, разделенных диэлектриком. Очевидно, что при действии на одном конце такого устройства э. д. с. его можно рассмотреть как линию, разомкнутую на другом конце. Если длина цилиндров меньше четверти длины волны наиболее высокочастотной компоненты спектра сигнала, то такая линия представляет собой емкость. Значение этой емкости остается постоянным, пока $\lambda \gg 4l$. Поэтому включение рассматриваемого устройства в цепь эквивалентно включению емкости. Если же в спектре сигнала имеются компоненты, для которых $l > \frac{\lambda}{4}$, то, в зависимости от соотношения между величинами l и λ , устройство из двух цилиндров будет представлять собой либо емкость, либо индуктивность. Следовательно, оно не может быть представлено в виде только сосредоточенной емкости или только сосредоточенной индуктивности для всех частот спектра и его следует рассматривать как цепь с распределенными параметрами.

Совершенно так же элемент, который является сосредоточенной индуктивностью при низких частотах, превращается в цепь с распределенными параметрами, если в спектре сигнала имеются достаточно высокочастотные составляющие.

3. Нестационарные процессы в линиях. Если к началу линии, не имеющей потерь, в момент $t=0$ присоединяется источник постоянного напряжения U_0 , то, начиная с этого момента, в линии распространяются прямые волны напряжения и тока. За время Δt в линии накапливается заряд $\Delta q = C_1 U_0 v \Delta t$, где C_1 — емкость на единицу длины линии, а v — скорость распространения электрического возмущения.

Следовательно, сила тока, отдаваемого генератором,

$$I_0 = \frac{\Delta q}{\Delta t} = C_1 U_0 v,$$

а отдаваемая им мощность

$$P = I_0 U_0 = U_0^2 C_1 v.$$

Так как, с другой стороны, мощность, запасаемая в линии, может быть записана в виде

$$\left(\frac{C_1 U_0^2}{2} + \frac{L_1 I_0^2}{2} \right) v,$$

то, очевидно,

$$U_0^2 C_1 x = \left(\frac{C_1 U_0^2}{2} + \frac{L_1 I_0^2}{2} \right) v.$$

Отсюда

$$\frac{C_1 U_0^2}{2} = \frac{L_1 I_0^2}{2}.$$

Иначе говоря, в любой момент времени величина тока в начале линии определяется соотношением

$$I_0 = \frac{U_0}{\rho},$$

где $\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ — волновое сопротивление линии. Таким образом, в первые моменты времени после присоединения к линии источника напряжения ее входное сопротивление равно волновому сопротивлению.

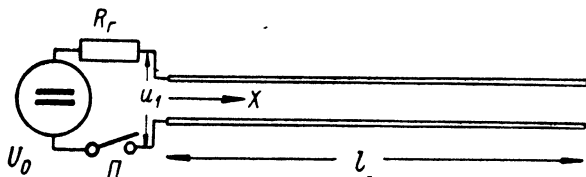


Рис. 1.43. Включение в линию постоянного напряжения.

Положим для определенности, что линия разомкнута на конце, а внутреннее сопротивление источника э. д. с., присоединяемого в момент $t=0$ к началу линии, равно ее волновому сопротивлению

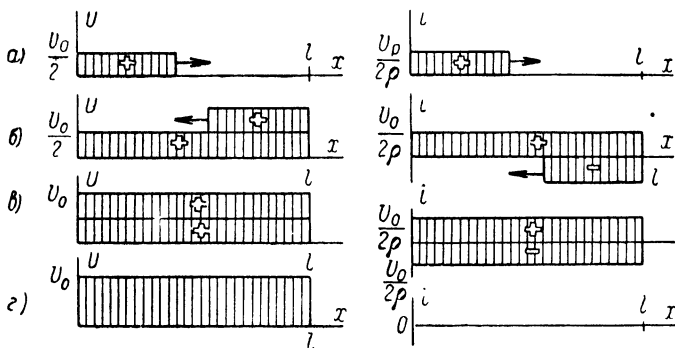


Рис. 1.44. Распределение напряжения и тока в разомкнутой на конце линии в разные моменты времени после включения на вход постоянного напряжения.

(рис. 1.43). После замыкания рубильника П от начала линии к ее концу распространяется волна постоянного напряжения $\frac{U_0}{2}$ и волна постоянного тока $I_0 = \frac{U_0}{2\rho}$ (рис. 1.44 а). Через промежуток времени

$t_{\lambda} = \frac{l}{v}$ обе волны достигают конца линии. Так как на разомкнутом конце линии ток должен быть равен нулю в любой момент времени, то на конце линии должно произойти изменение величины тока от значения, равного I_0 , до нуля. Это соответствует тому, что на конце линии энергия магнитного поля целиком превращается в энергию электростатического поля. В результате этого появляются волны напряжения и тока, распространяющиеся к началу линии. Отраженная волна напряжения имеет такую же амплитуду и полярность, как прямая волна напряжения, а отраженная волна тока имеет полярность, обратную полярности прямой волны, и амплитуду, равную амплитуде последней (рис. 1.44 б). Через промежуток времени, равный

$t_{\lambda} = \frac{l}{v}$, после того как прямая волна достигла конца линии, отраженная волна достигает ее начала, где включен генератор (рис. 1.44 в). Так как внутреннее сопротивление последнего равно волновому сопротивлению линии, то отражений обратных волн от начала линии не будет, и нестационарные процессы на этом заканчиваются. В результате вдоль всей линии устанавливается напряжение, равное U_0 , и ток, равный нулю (рис. 1.44 г).

Если после того, как процессы в линии установились, в момент $t = t'$ э. д. с. генератора внезапно приобретает значение, равное нулю, то в линии вновь протекает нестационарный процесс. Его характер вполне подобен характеру рассмотренного процесса установления режима, так как изменение величины э. д. с. до нуля эквивалентно последовательному включению в начале линии в момент $t = t'$ дополнительного генератора, дающего э. д. с. U_0 обратной полярности. Изменение при этом напряжения вдоль линии иллюстрирует рис. 1.45.

В случае, если $R_r \neq \rho$, процессы в линии практически устанавливаются после нескольких проходов прямых и обратных волн, причем последние претерпевают частичное отражение в начале линии. На рис. 1.46 изображен характер изменения с течением времени напряжения в начале разомкнутой линии в случае, если $R_r = \rho$, $R_r > \rho$ и, наконец, если $R_r < \rho$. График на рис. 1.46 а соответствует процессам, изображенным на рис. 1.44, — через время $t = 2t_{\lambda}$ после замыкания рубильника Π напряжение u_1 достигает величины U_0 . При $R_r > \rho$, вслед за включением рубильника Π , вдоль линии начинает

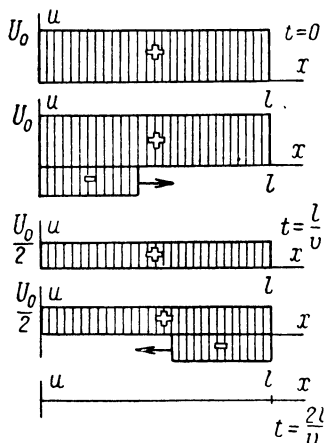


Рис. 1.45. Распределение напряжения в разомкнутой на конце линии в разные моменты времени после включения постоянного напряжения.

распространяться волна напряжения, равная $U_0 \frac{\rho}{R_r + \rho}$. Через время $t = 2t_d$ эта волна возвращается к началу линии, претерпевает отра-

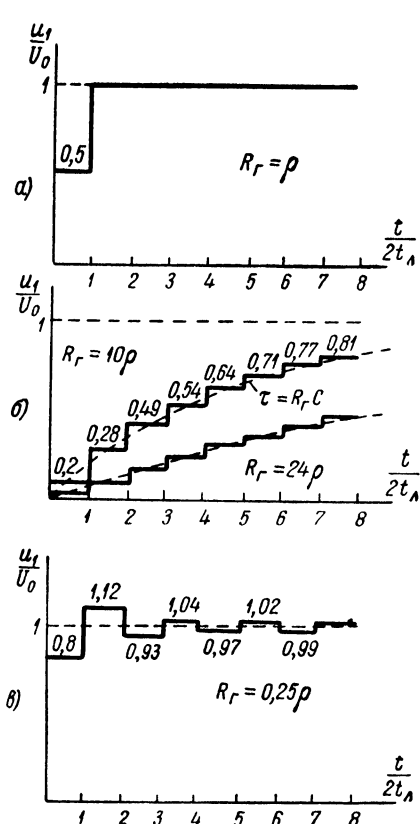


Рис. 1.46. Характер изменения напряжения в начале разомкнутой линии после включения постоянного напряжения при $R_r = \rho$ (а), $R_r > \rho$ (б) и $R_r < \rho$ (в).

жение (причем $p_u = \frac{R_r - \rho}{R_r + \rho}$) и вновь распространяется к концу. С каждым таким отражением амплитуда волны уменьшается и после достаточно большого числа прохождений волн, как в начале линии, так и вдоль всей ее длины, устанавливается напряжение, равное U_0 . Число прохождений прямых и обратных волн, необходимых для того, чтобы процессы в линии можно было бы считать практически установившимися, существенно зависит от величины отно-

шения $\frac{R_r}{\rho}$ — чем оно больше, тем дольше длится нестационарный процесс. При достаточно большом значении $\frac{R_r}{\rho}$ отдельные ступени возрастания напряжения становятся малыми, и с достаточной степенью точности можно считать, что величина u_1 изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_r C$, где C — общая емкость линии ($= C_1 l$).

Если $R_r < \rho$, то амплитуда первой волны напряжения превосходит $\frac{U_0}{2}$, а коэффициент отражения волны от начала линии —

$$p_u = \frac{R_r - \rho}{R_r + \rho} < 0. \text{ В этом случае на-}$$

пряжение устанавливается также после прохождения нескольких прямых и отраженных волн, но при этом оно проходит через значение, превосходящее U_0 (рис. 1.46 в).

Картина нестационарных процессов в короткозамкнутой линии без потерь, присоединенной к генератору с внутренним сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии, совершенно аналогична рассмотренной, но при отражении от конца линии сохраняется полярность волн тока и изменяется на обратную полярность волны

напряжения. В результате этого через время, равное $2t_{\text{д}} = \frac{2l}{v}$, после включения на входе линии генератора постоянного напряжения по всей длине линии устанавливается напряжение, равное нулю, и ток $I_0 = \frac{U_0}{\rho}$. Распределение напряжения и тока вдоль линии в разные

моменты времени изображается графиками, отличающимися от приведенных на рис. 1.44 только тем, что везде вместо тока i следует написать напряжение u , и наоборот. Если сопротивление генератора не равно волновому сопротивлению линии, то и в этом случае, так же как и при разомкнутой линии, процесс установления связан с прохождением ряда прямых и отраженных волн. Это иллюстрируют приведенные на рис. 1.47 графики изменения напряжения в начале короткозамкнутой линии без потерь при различных соотношениях R_r и ρ .

Если линия замкнута на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, то отраженных волн напряжения и тока нет, и нестационарные процессы сводятся к прохождению прямых волн напряжения и тока от генератора к нагрузке. При этом процессы установления не зависят от внутреннего сопротивления источника напряжения, включенного в начале линии.

В общем случае произвольного соотношения между сопротивлениями $R_{\text{н}}$, ρ и R_r в установившемся режиме на постоянное напряжение и ток, текущий вдоль линии, накладываются волны, проходящие от начала линии к ее концу и обратно (блуждающие волны).

Наконец, если линия имеет потери, то фронт сигнала (скажем, фронт волны, соответствующей внезапному включению э. д. с. в начале линии) искажается. Это является следствием того, что для линии с потерями скорость распространения и затухание гармонических волн зависят от частоты. Поэтому имеют место частотные и фазовые искажения сигнала, проходящего от начала линии к ее концу.

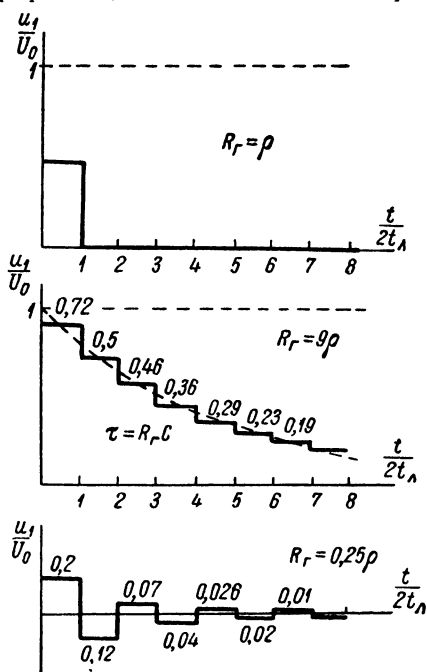


Рис. 1.47. Изменение напряжения в начале короткозамкнутой линии после включения постоянного напряжения при различных соотношениях между величинами R_r и ρ .

4. Искусственные линии. В высокочастотной технике широко применяются „искусственные“ линии, процессы в которых во многих отношениях подобны процессам в длинных линиях. Такие линии применяются, в частности, для преобразования формы импульсов и для увеличения на определенную величину времени прохождения импульсов напряжения через то или иное устройство. Они носят название линий задержек. В качестве линии задержки может быть использован отрезок коаксиального кабеля длиной l . Время задержки при этом определяется соотношением

$$t_n = \frac{l}{c} \sqrt{\epsilon}, \quad (1.77)$$

где c — скорость света, а ϵ — диэлектрическая постоянная среды между проводниками. В концентрическом кабеле со сплошной изоляцией из высокочастотной пластмассы ($\epsilon \approx 2,5$) время задержки порядка нескольких десятых микросекунды на каждые 100 м его длины. Поэтому практически кабели могут быть использованы только для создания небольших задержек, составляющих малые доли микросекунды.

Искусственные линии позволяют получить значительно большие задержки при малых габаритах. Их дополнительным преимуществом является большое волновое сопротивление, что часто бывает необходимо для включения в схему без опасности появления ряда отраженных волн (волновое сопротивление коаксиальных кабелей порядка нескольких десятков или сотни ом). В настоящее время находят применение искусственные линии двух типов — с распределенными постоянными и с сосредоточенными.

Примеры построения искусственных линий из отдельных секций, содержащих сосредоточенные индуктивности и емкости, показаны на рис. 1.48. Каждое звено состоит из последовательно включенной индуктивности L и параллельно включенной емкости C . В зависимости от того, сосредоточены ли индуктивность и емкость ячейки в одной или двух катушках самоиндукции и в одном или двух конденсаторах, различают ячейки типа T , Π и Γ (рис. 1.48). Линия, построенная из ячеек одного типа, отличается от линии, построенной из ячеек другого типа, только видом входа и выхода — вид промежуточных звеньев во всех случаях одинаков.

Возможность построения искусственной линии из отдельных LC -звеньев вытекает из того, что действительная линия может быть разбита на отдельные участки, и последние представлены в виде последовательного включения индуктивности и параллельного включения емкости (рис. 1.37). При этом чем большим числом звеньев заменяется действительная линия, т. е. чем меньшему участку действительной линии соответствует каждое звено, тем ближе свойства искусственной линии к свойствам действительной линии.

Анализ процессов в искусственной линии показывает, что ее свойства приближаются к свойствам действительной линии, если

частота гармонического напряжения, действующего на ее входе, не превышает значения

$$\omega_{кр} = \frac{2}{\sqrt{LC}}. \quad (1.78)$$

При этом, если $\omega \ll \omega_{кр}$, то время прохождения волны от начала искусственной линии, состоящей из N идентичных звеньев, до ее конца определяется соотношением

$$t_d = N \sqrt{LC} = \frac{2N}{\omega_{кр}}, \quad (1.79)$$

а волновое сопротивление линии:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.80)$$

Если частота сигнала, оставаясь меньшей $\omega_{кр}$, приближается к величине последней, то значения t_d и ρ оказываются функциями частоты ω .

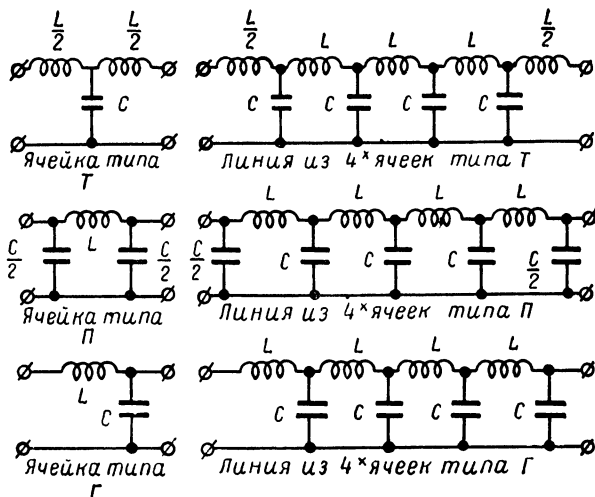


Рис. 1.48. Построение искусственных линий из ячеек разных типов.

Поэтому прохождение через линию сигнала, значительная часть спектра которого расположена в области частот, близких к $\omega_{кр}$ и превосходящих это значение, сопровождается большими искажениями формы. В первую очередь искажения выражаются в замедлении нарастания выходного напряжения по сравнению с нарастанием напряжения, действующего в начале линии. Численно оно может быть оценено как длительность фронта выходного напряжения при мгновенном скачке напряжения на входе. Вычисление этого времени сложно. Экспериментально было найдено, что при числе звеньев

3 ÷ 30 изменение выходного напряжения от 0,1 до 0,9 своей величины с достаточной степенью точности определяется соотношением [2]

$$t_{\Phi} = 1,1 N^{1/2} \sqrt{L_1 C_1} \quad (1.81)$$

(волновое сопротивление линии согласовано с сопротивлением нагрузки и источника сигналов).

Отсюда видно, что при заданном времени прохождения сигнала t_n , время нарастания выходного напряжения тем меньше, чем большее число звеньев содержит линия.

Для иллюстрации приведенных соотношений определим параметры линии, имеющей $t_n = 2 \cdot 10^{-6}$ сек., $t_{\Phi} = 0,2 \cdot 10^{-6}$ сек. и $\rho = 10^3$ ом. Решая (1.79) и (1.81) относительно N , а также (1.79) и (1.80) относительно C_1 и L_1 , находим:

$$N = \left(1,1 \frac{t_n}{t_{\Phi}}\right)^{2/3}, \quad L_1 = \frac{t_n}{N} \rho, \quad C_1 = \frac{t_n}{N \rho}. \quad (1.82)$$

Подставляя сюда численные значения t_n , t_{Φ} и ρ , получаем $N = 36$, $L_1 = 55$ мкгн и $C_1 = 55$ пф.

Из приведенных соотношений и численного примера видно, что для получения большой задержки при малом времени нарастания

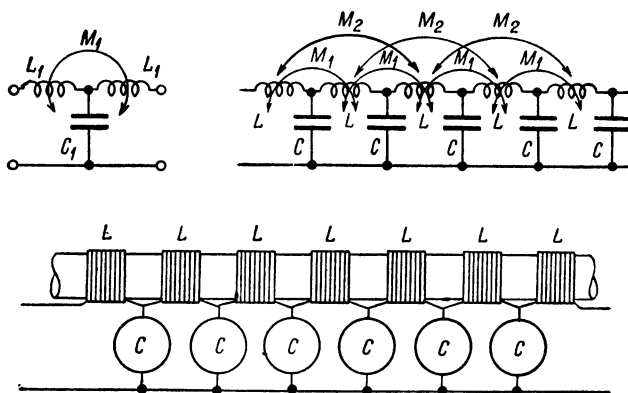


Рис. 1.49. Искусственная линия с взаимной индукцией между отдельными катушками индуктивности.

сигнала на выходе линии требуется большое число звеньев. Это усложняет постройку линии и, кроме того, при недостаточно точной подгонке параметров отдельных звеньев линии приводит к появлению большого числа отраженных волн, что ухудшает форму импульсов на выходе линии.

Область частот, в пределах которой время прохождения сигнала через линию приблизительно постоянно, расширяется, если катушки

соседних звеньев индуктивно связаны между собой. Соответственно уменьшаются искажения сигналов при неизменном числе звеньев. Каждое Т-образное звено такой линии состоит из двух индуктивно связанных между собой катушек и конденсатора (рис. 1.49). Анализ показывает, что имеется оптимальное значение взаимной индукции, соответствующее наименее резкой зависимости t_d от частоты [3]. На практике наилучшая величина взаимной индукции подбирается экспериментально при изготовлении и исследовании линии. Для этого удобно катушки намотать на цилиндрическом стержне из материала с малыми потерями (например из полистирола). Изменяя расстояние между катушками (рис. 1.49), легко регулировать величину M . Помимо взаимной индукции между соседними катушками, может быть также заметная индуктивная связь между более отдаленными катушками. Ее величина существенно зависит от расстояния до экрана. Ряд полезных сведений и практических указаний по изготовлению таких линий приведен в литературе [4, 5, 6].

В течение последних лет широкое применение нашли искусственные линии с распределенными постоянными. Большой частью они изготавливаются в виде намотанной на стержень из изолирующего материала спирали, покрытой сверху слоем изоляции и помещенной затем в проводящий чулок (рис. 1.50). Последний, с целью уменьшения потерь, связанных с токами Фуко, сплетают из изолированных проводов. Входом линии служит один конец спирали и отвод от проводящего чулка, а выходом — второй конец спирали и отвод от чулка. Для предохранения линии от механических повреждений поверх проводящего чулка помещается та или иная защита.

Индуктивность и емкость на единицу длины такой линии определяются соотношениями:

$$L_1 \approx 10^{-8} n^2 D^2 \text{ гн/см} \quad (1.83)$$

и

$$C_1 \approx 5 \cdot 10^{-13} \frac{\epsilon D}{d} \text{ ф/см},$$

где D — диаметр спирали, d — толщина слоя изоляции, отделяющей спираль от проводящего чулка (в сантиметрах), n — число витков спирали на 1 см длины линии, а ϵ — диэлектрическая проницаемость материала, изолирующего спираль от проводящего чулка. Время прохождения гармонического сигнала от начала линии до ее конца и величина волнового сопротивления линии определяются обычными соотношениями $t_d = l \sqrt{L_1 C_1}$ и $\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, которые справедливы только

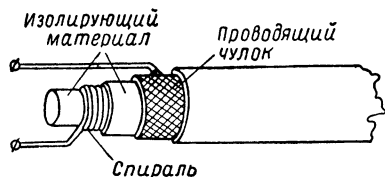


Рис. 1.50. Линия задержки в виде проволочной спирали.

в том случае, если частота гармонического сигнала, действующего в начале линии, не слишком велика. В противном случае значения t_n и ρ оказываются функциями частоты. Поэтому импульсные сиг-

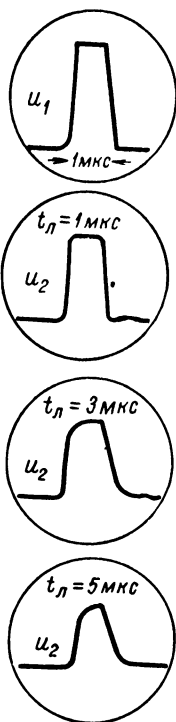


Рис. 1.51. Импульсы на выходе линии при разном времени задержки.

налы, проходящие через спиральную искусственную линию, искажаются, причем характер искажений такой же, как при прохождении через искусственную линию в виде цепочки. На рис. 1.51 приведены осциллограммы импульсов, прошедших через искусственную линию с распределенными параметрами при разном времени задержки. Частота $\omega = \omega_{кр}$, ниже которой процессы в спиральной линии подобны процессам в действительной однородной длинной линии — функция диаметра спирали и расстояния от спирали до чулка. Поэтому искажения сигналов существенно зависят от размеров линии. Эта зависимость очень сложная, и для расчета линии пользуются графиками [7] или подбирают размеры линии экспериментально.

В некоторых конструкциях спиральной линии применяется не сплошная намотка, и линия состоит из отдельных участков спирали, разделенных сравнительно большими промежутками. Иногда для увеличения распределенной емкости и улучшения частотной характеристики линии на поверхность трубки или стержня из изолирующего материала до намотки спирали помещают продольные тонкие медные пластинки, проходящие или вдоль всей спирали или вдоль ее отдельных участков [4, 8]. Наконец, имеются конструкции линий, в которых внутри спирали помещается сердечник.

В настоящее время трудно указать лучшую конструкцию спиральной линии или установить простую связь между параметрами и геометрическими размерами для сложных конструкций. Описание разных конструкций спиральных искусственных линий, а также подробное рассмотрение их характеристик можно найти в периодической литературе [4, 8].

§ 4. Основные характеристики и параметры электронных ламп

1. Статические характеристики и параметры электронных ламп.

Как известно, простейшей электронной лампой является вакуумный диод. Основные электрические свойства вакуумного диода определяются его вольтамперной характеристикой, т. е. зависимостью величины анодного тока i_a от величины разности потенциалов между

катодом и анодом u_a . Обычно при рассмотрении процессов в электрических цепях имеют в виду техническое направление тока, т. е. считают, что ток через диод протекает от анода к катоду. Разность потенциалов между катодом и анодом большей частью отсчитывают от катода, потенциал которого условно считается нулевым. В настоящее время используются катоды трех типов — из чистого металла (вольфрамовые), катоды с мономолекулярной пленкой (карбидированные) и полупроводниковые (оксидные). Наиболее широкое распространение благодаря своей экономичности получили оксидные катоды, представляющие собой металлическую основу (чаще всего никель с примесью кремния), покрытую окислами стронция, бария и кальция.

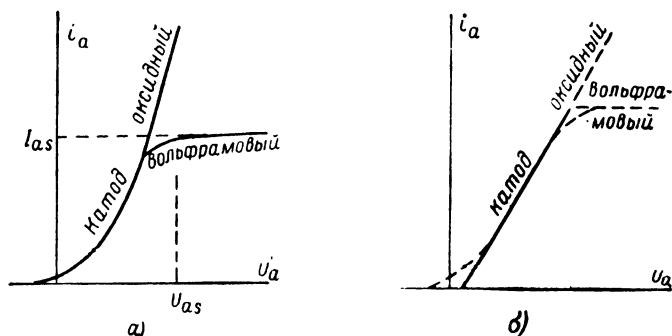


Рис. 1.52. Зависимость анодного тока диода от напряжения на аноде при разных катодах (а) и приближенное представление вольтамперной характеристики лампы отрезками прямых (б).

Характеристики диодов с разными катодами подобны кривым, приведенным на рис. 1.52.

Область тока насыщения ($i_a = \text{const} = I_{as}$), отвечающая потенциалу анода лампы, превосходящему некоторое значение u_{as} , соответствует тому, что все электроны, эмиттированные катодом, удаляются от него, и объемный заряд около катода исчезает. Дальнейшее возрастание величины анодного тока возможно только при увеличении эмиттирующей способности катода.

В лампах с оксидным катодом ток насыщения не достигается. С увеличением анодного напряжения ток быстро нарастает, и при некотором критическом значении i_a катод разрушается.

Оксидные катоды могут быть двух типов — прямого накала и подогревные. В последних ток, нагревающий катод, протекает через специальный подогреватель, электрически не соединенный с металлической подложкой, на которую нанесен оксид. Такие катоды удобны при постройке многоламповых схем, так как при одном общем для всех ламп источнике питания катоды электрически не соединены друг с другом. Однако, из-за наличия емкости между катодом и подогревателем (порядка 10 пф), существует емкостная связь между

катодами ламп при питании накалов от одного источника. Это надо иметь в виду при постройке многоламповых схем, в которых такая связь может вызвать паразитные явления.

Подогревные катоды обладают большой тепловой инерцией. Это позволяет питать их техническим переменным током. Катоды прямого накала можно питать техническим переменным током, только если для работы устройства несущественны небольшие колебания величины анодного тока лампы с частотой 100 гц.

Характеристика диода при отрицательных потенциалах на его аноде хорошо описывается экспоненциальным законом (i_a экспоненциально убывает по мере возрастания абсолютного значения u_a), что соответствует максвелловскому распределению энергий электронов, покидающих катод. В области положительных значений u_a , близких к нулю, изменение i_a следует степенному закону (закон трех вторых). Наконец, в области значений u_a , превышающих несколько единиц или десятков вольт, характеристика диода с достаточной для практических расчетов точностью может быть заменена отрезками прямых (рис. 1.52б). При этом для диода с вольфрамовым катодом она задается крутизной наклонной части и током насыщения, а для диода с оксидным катодом — крутизной и максимально допустимым анодным током.

Крутизна характеристики диода

$$S = \frac{di_a}{du_a} \quad (1.84)$$

имеет размерность проводимости, и величина, обратная ей,

$$R_t = \frac{1}{S} = \frac{du_a}{di_a} \quad (1.85)$$

носит название внутреннего сопротивления диода.

Вообще говоря, значение крутизны характеристики диода или его внутреннего сопротивления — функция величины анодного напряжения (и температуры катода). При замене действительной характеристики лампы отрезками прямых значения S и R_t , разумеется, остаются постоянными в пределах каждого прямолинейного участка.

Диоды широко применяются для выпрямления переменного тока низкой и высокой частоты в измерительных приборах, а также в специальных устройствах для преобразования и формирования сигналов.

Диоды, предназначенные для выпрямления технического переменного тока, носят название кенотронов. При постройке выпрямителя бывает существенно знать, каково максимальное выпрямленное напряжение и максимальный постоянный ток, которые могут быть получены при применении того или иного кенотрона. Максимальная величина выпрямленного напряжения определяется величиной обратного

напряжения кенотрона, т. е. величиной наибольшего отрицательного напряжения, которое может быть подано на анод лампы без опасности пробоя между анодом и катодом. В связи с этим различают низковольтные и высоковольтные кенотроны. У первых величина $U_{обр}$ составляет 500—2000 в, а у вторых может превышать 100 кв.

Величина анодного тока кенотрона ограничивается не только допустимой величиной тока эмиссии (для оксидных катодов), но также нагреванием анода лампы вследствие электронной бомбардировки его поверхности. У типичных низковольтных кенотронов (5Ц4С, 5Ц3С, 6Ц5С, 30Ц6С, 30Ц1С) выпрямленный ток лежит в пределах от 70 до 250 ма. У высоковольтных кенотронов величина этого тока может быть значительно меньше. Так, например, кенотрон 2Ц2С, широко применяемый в цепях питания электроннолучевых трубок и имеющий $U_{обр} = 12\,500$ в, позволяет получить выпрямленный ток около 7,5 ма.

Диоды, предназначенные для использования в измерительных схемах, в высокочастотных устройствах, в схемах преобразования и формирования импульсов и т. д., часто называются „высокочастотными“. Для их работы существенное значение имеют емкость между анодом и катодом $C_{ак}$, величина напряжения, при котором анодный ток практически прекращается (напряжение запираения $U_{aзап}$), и ток, который протекает через диод при анодном напряжении, равном нулю $I_a^{(0)}$. Для типовых современных высокочастотных диодов $C_{ак}$ порядка 0,2—3 пф, $U_{aзап}$ лежит в области от 0 до —0,5 в, а $I_a^{(0)}$ не превышает 1 ма.

Для усиления сигналов (а также для их генерации, преобразования формы и т. д.) применяются электронные лампы с управляющей сеткой (триоды и экранированные лампы).

Анодный ток вакуумного триода при постоянной температуре катода — функция двух переменных: потенциала его анода и потенциала его сетки:

$$I_a = F(u_a, u_c).$$

Для описания работы лампы удобно рассматривать зависимость величины ее анодного тока от потенциала сетки при постоянном напряжении на аноде:

$$I_a = f_1(u_c)_{u_a = \text{const}},$$

и зависимость величины анодного тока от потенциала анода при постоянном напряжении на сетке:

$$I_a = f_2(u_a)_{u_c = \text{const}}.$$

Эти зависимости дают два семейства характеристик: семейство статических сеточных характеристик и семейство статических анодных характеристик лампы.

Типичные графики семейств статических сеточных и анодных характеристик триода приведены на рис. 1.53 (они соответствуют

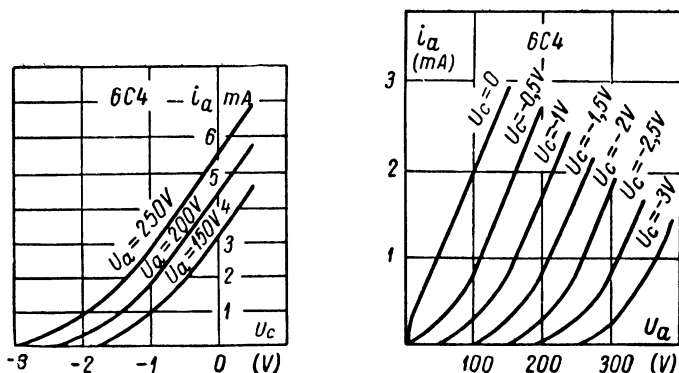


Рис. 1.53. Семейства статических сеточных и анодных характеристик триода.

лампе 6C4). Не представляет труда убедиться, что, располагая одним семейством характеристик, легко построить второе.

Характеристики триода описываются сложными аналитическими выражениями. Для решения некоторых задач эти выражения аппроксимируют полиномами. Однако часто можно ограничиться представлением характеристик отрезками прямых (рис. 1.54).

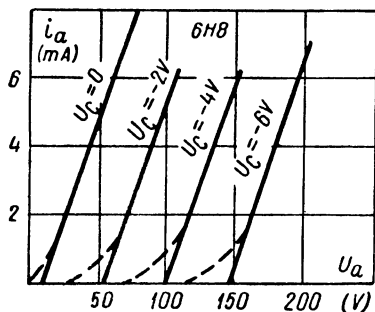


Рис. 1.54. Представление статических анодных характеристик триода отрезками прямых.

Если потенциал управляющей сетки таков, что при положительном потенциале на аноде в анодной цепи не протекает ток, лампа носит название запертой. Потенциал сетки, соответствующий переходу от открытой к запертой лампе, носит название потенциала ее запираания.

Часть электронов, эмиттированных катодом, попадает на управляющую сетку лампы. Величина сеточного тока i_c так же, как и

величина анодного тока, зависит от потенциалов анода и сетки лампы. На рис. 1.55 приведены семейства статических характеристик сеточного тока триода. Характеристики $i_c = f(u_c)_{u_a = \text{const}}$ могут быть приближенно аппроксимированы отрезками прямых.

При значительном положительном потенциале управляющая сетка может отвлекать на себя столь большую долю тока эмиссии катода, что дальнейшее увеличение значения напряжения u_c сопровождается

не возрастанием, а уменьшением величины анодного тока лампы. Значение напряжения u_c , соответствующее уменьшению величины тока i_a , зависит от типа лампы и тем выше, чем больше напряжение на аноде. Большей частью при использовании лампы для усиления электрических сигналов стремятся работать без сеточных токов. Для этого, очевидно, область изменений потенциала сетки лампы должна быть ограничена таким значением u_c , при котором сеточного тока еще нет. Обычно это означает, что потенциал сетки должен оставаться отрицательным.

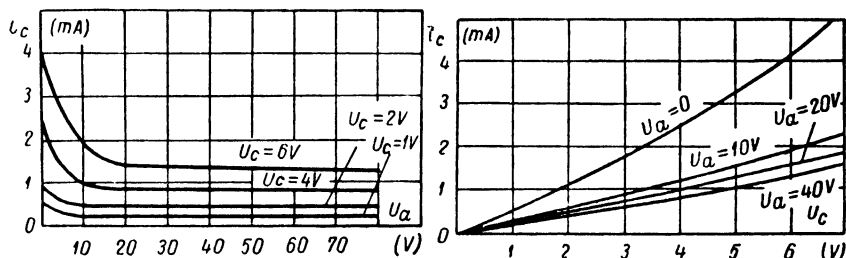


Рис. 1.55. Статические сеточные и анодные характеристики сеточного тока триода.

Лампы, у которых значительная часть приблизительно линейных участков характеристик, соответствующих нормальным анодным напряжениям, расположена в области значений $u_c < 0$, носят название левых ламп. Если же основные части приблизительно линейных участков характеристик $i_a = f(u_a)$ располагаются в области $u_c > 0$, то лампа носит название правой.

Изменение величины анодного тока триода при варьировании потенциалов электродов лампы вблизи значений $u_a = U_{a0}$ и $i_a = I_{a0}$ может быть найдено как полный дифференциал функции $F(u_a, u_c)$:

$$di_a = \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_c} \right)_{u_a = U_{a0}} du_c + \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right)_{u_c = U_{c0}} du_a$$

Частная производная

$$\left(\frac{\partial i_a}{\partial u_c} \right)_{u_a = U_{a0}} = S \quad (1.86)$$

определяет наклон характеристики $i_a = f_1(u_c)_{u_a = U_{a0}}$ возле точки $i_a = I_{a0}$ и носит название крутизны сеточной характеристики лампы (она обычно измеряется в миллиамперах на вольт).

Частная производная

$$\left(\frac{\partial i_a}{\partial u_a} \right)_{u_c = U_{c0}} = Y_i$$

определяет наклон характеристики $i_a = f(u_a)_{u_c = U_{c0}}$ возле точки $i_a = I_{a0}$ и имеет смысл дифференциальной проводимости лампы. Обычно

пользуются величиной, обратной Y_i , которая носит название внутреннего сопротивления лампы:

$$R_i = \frac{1}{Y_i} = \left(\frac{\partial u_a}{\partial i_a} \right)_{u_c = \text{const}}. \quad (1.87)$$

Принимая во внимание (1.86) и (1.87), выражение для изменения величины анодного тока лампы можно записать в виде

$$di_a = \frac{1}{R_i} (SR_i du_c + du_a). \quad (1.88)$$

Из последнего соотношения видно, что приращение сеточного напряжения вызывает в SR_i раз большее изменение величины анодного тока лампы, чем равное приращение анодного напряжения. Величина

$$SR_i = \mu \quad (1.89)$$

носит название статического коэффициента усиления лампы. Практически для всех ламп, за исключением весьма специальных [например, электрометрических (см. гл. III)], $\mu \gg 1$.

Иногда пользуются понятием проницаемости лампы — величины, обратной статическому коэффициенту усиления:

$$D = \frac{1}{\mu} = \frac{1}{SR_i}. \quad (1.90)$$

Эта величина показывает, во сколько раз изменение анодного тока лампы при приращении анодного напряжения меньше изменения тока при равном по величине приращении сеточного напряжения.

Коэффициенты S , R_i и μ (или D) носят название статических параметров лампы. Очевидно, что только два из них независимы. Вследствие нелинейности характеристик лампы ее крутизна и внутреннее сопротивление — функции потенциалов анода и сетки. Величина статического коэффициента усиления лампы изменяется сравнительно мало, пока триод открыт.

Если при анализе электрических процессов в схеме, содержащей триод, допустимо заменить характеристики последнего отрезками прямых (рис. 1.54), то уравнение (1.88) может быть переписано в виде

$$i_a = \frac{1}{R_i} (SR_i u_c + u_a) = \frac{u_{\text{упр}}}{R_i}. \quad (1.91)$$

Напряжение $u_{\text{упр}}$ носит название управляющего напряжения лампы.

Из этого выражения, в частности, видно, что потенциал запирающего триода определяется приближенным соотношением

$$u_{\text{зап}} \approx - \frac{u_a}{\mu}. \quad (1.92)$$

Параметры ламп, приводимые в справочниках, соответствуют приблизительно прямолинейным участкам характеристик. Значения R_p , S и μ , отвечающие выбранному режиму работы лампы, легко найти, пользуясь семейством экспериментально снятых характеристик.

Подчеркнем, что внутреннее сопротивление триода представляет собой дифференциальное сопротивление лампы. Оно имеет смысл только при малых изменениях величины напряжения на аноде. Для постоянного напряжения, действующего в анодной цепи триода, интервал анод — катод последнего представляет собой сопротивление R_p , вообще говоря, не равное сопротивлению R_i . Действительно, если, например, анодное напряжение триода U_{a0} (рис. 1.56) и в анодной цепи при этом протекает ток I_{a0} , то сопротивление интервала анод — катод лампы характеризуется котангенсом угла наклона прямой Om (угол γ' на рис. 1.56). Дифференциальное же сопротивление триода в этом режиме определяется котангенсом угла наклона касательной, проведенной к его характеристике в точке I_{a0} , U_{a0} (угол γ на рис. 1.56). Так же как и величина R_i , величина сопротивления R_p — функция потенциалов анода и сетки лампы.

К числу параметров, имеющих существенное значение при работе лампы с управляющей сеткой, помимо S , R_i и μ , относятся межэлектродные емкости: емкость сетка — анод (C_{ca}), сетка — катод ($C_{ск}$) и анод — катод ($C_{ак}$). Вообще говоря, желательно, чтобы каждая из этих емкостей была бы минимальной, но особенно существенно снижение „проходной“ емкости лампы C_{ca} . Меньшей, чем у триодов, емкостью C_{ca} обладают экранированные лампы (тетроды и пентоды), у которых между анодом и управляющей сеткой помещена дополнительная сетка, служащая для экранирования электродов лампы от поля, создаваемого анодом. В зависимости от типа лампы, эта сетка поддерживается при напряжении, лежащем в пределах от $0,1 U_{a0}$ до U_{a0} . Величина проходной емкости у экранированных ламп порядка $0,01 — 0,005$ пф.

Экранная сетка, ослабляя поле около катода, связанное с потенциалом анода, приводит к увеличению в десятки и сотни раз статического коэффициента усиления лампы и ее внутреннего сопротивления. Экранированные лампы имеют левые характеристики и, следовательно, большой рабочий участок, в пределах которого может изменяться потенциал сетки без проявления сеточного тока.

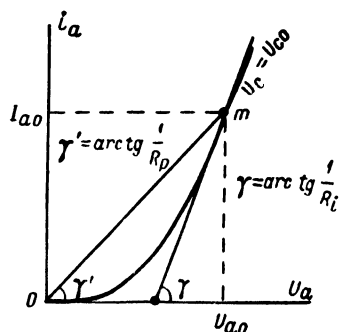


Рис. 1.56. Определение внутреннего сопротивления триода и сопротивления постоянному току.

По своему виду характеристики, экранированных ламп существенно отличаются от характеристик триодов. На рис. 1.57 приведены графики зависимости анодного тока и тока экранной сетки тетрода от

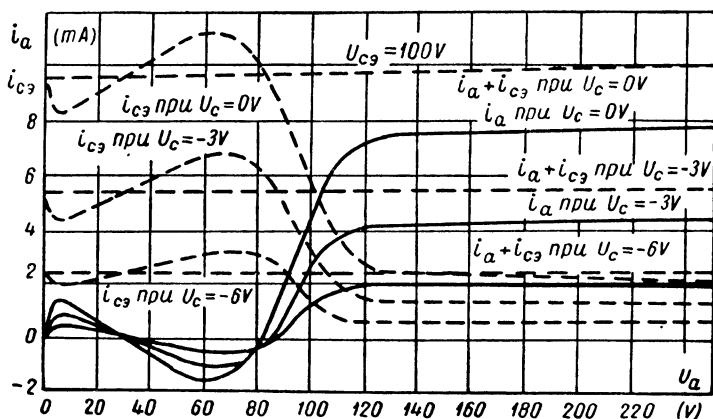


Рис. 1.57. Статические анодные характеристики анодного тока и тока экранной сетки тетрода.

потенциала анода при постоянном экранном напряжении и разных потенциалах управляющей сетки. Немонотонное изменение величины анодного тока лампы связано с явлением вторичной эмиссии с анода и увлечением значительной части вторичных электронов на экранную

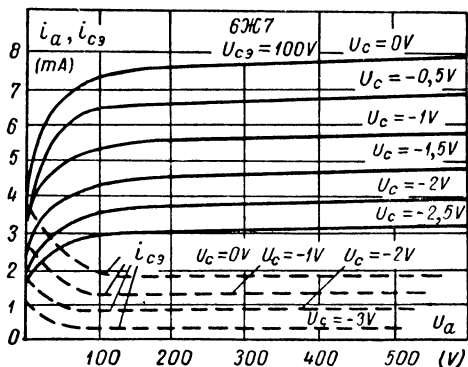


Рис. 1.58. Статические анодные характеристики анодного тока и тока экранной сетки пентода.

сетку лампы, если у анода имеется отрицательный градиент потенциала. Провалы в анодных характеристиках тетродов ограничивают область, в пределах которой может изменяться анодное напряжение ламп при работе во многих схемах. Кроме того, наличие у анодных характеристик участков с отрицательной крутизной приводит к ряду нежелательных явлений.

У пентодов, имеющих, помимо экранной сетки, еще одну сетку, расположенную

между экранной сеткой и анодом и соединенную с катодом внутри лампы или вне ее, градиент потенциала у анода положителен, даже если напряжение на аноде ниже, чем на экранной сетке. Поэтому характеристики пентодов не имеют провалов, и с возрастанием анодного напряжения анодный ток изменяется монотонно (рис. 1.58).

Положительный градиент потенциала у анода при всех значениях его потенциала имеется также в так называемых лучевых лампах. Соответствующим расположением управляющей и экранной сеток и введением в лампу специальных „лучеобразующих“ пластин, лежащих в стороне от путей электронов, последние удастся сгруппировать в пучки, у которых плотность объемного заряда максимальна в области между экранной сеткой и анодом. Благодаря этому потенциал этой области понижается, и около анода появляется положительный градиент потенциала, даже если потенциал анода ниже потенциала экранной сетки. Вследствие этого провалы в анодных характеристиках ликвидируются.

Лучевые тетроды применяются большей частью в каскадах усиления мощности. При этом оказывается желательным, чтобы их внутреннее сопротивление было бы невелико (см. гл. II). У лучевого тетрода 6ПЗС $R_f = 25 \text{ ком}$, а $\mu = 130$.

По мере увеличения частоты сигналов, кроме межэлектродных емкостей ламп, существенную роль начинают играть также индуктивности вводов электродов, время пролета электронов от катода до анода и диэлектрические потери в цоколе. Специально для работы в области ультравысоких частот были разработаны конструкции триодов и пентодов, отличающиеся малыми расстояниями между электродами (порядка десятков микрон), короткими вводами (порядка 10 мм) и отсутствием цоколя. Для того чтобы сохранить малыми емкости лампы при близком расположении электродов, площади последних уменьшаются. К числу таких ламп относятся триоды и пентоды „жолуди“, которые могут быть использованы для усиления и генерации сигналов, имеющих частоту порядка нескольких сотен мегагерц.

Благодаря большому сопротивлению между вводами сетки и катода, возможности использования лампы в области весьма высоких частот и, наконец, благодаря удовлетворительной работе лампы при очень низких напряжениях на ее электродах пентоды-жолуди широко применяются в лабораторной практике (например, в ламповых вольтметрах, в схемах измерения слабых токов и т. п.).

В настоящее время разработана целая серия миниатюрных безцокольных ламп, получивших название „пальчиковых“. Среди них имеются триоды (например двойной триод 6Н15П), пентоды с малой проходной емкостью (например пентод 6Ж4П, у которого $C_{ca} = 0,005 \text{ пф}$) и лампы, содержащие в одном баллоне диод и пентод (лампа 6Б2П) и др.

Ряд пальчиковых ламп требует малой мощности для питания накала (например, для питания диода 1Б1П требуется всего около 70 мвт), что бывает весьма полезно при постройке портативных устройств, которые по условиям работы должны, вместе с источниками питания, иметь малый вес.

Вследствие малых размеров электродов, лампы типа „жолуди“ и пальчиковые лампы применяются для усиления и генерации сигналов лишь малой мощности.

Для решения специальных задач радиоприема были разработаны пентоды, у которых в некоторой области значений потенциала управляющей сетки резко изменяется крутизна характеристик анодного тока. Вне этой области анодные характеристики приблизительно прямолинейны (рис. 1.59). Это дает возможность, выбирая то или иное смещение, получать либо относительно большое, либо относительно малое усиление сигналов при небольших искажениях их формы. Примером пентодов такого типа, носящих название пентодов с удли-

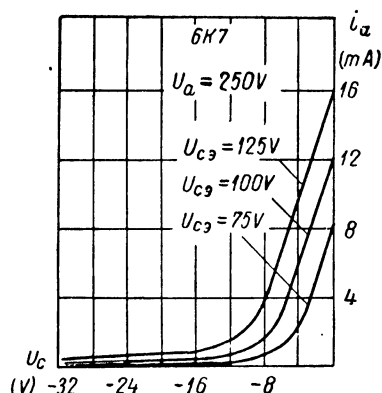


Рис. 1.59. Статические сеточные характеристики пентода с удлиненными характеристиками.

ненной характеристикой, могут служить лампы 6К7 и 6К4П (последняя — пальчиковая).

Кроме ламп с одной управляющей сеткой, имеются лампы, содержащие, помимо экранной и пентодной (антидинаatronной) сеток, две управляющие сетки. Обычно для уменьшения емкости между ними эти сетки разделяются дополнительной экранной сеткой. Такие лампы, имеющие пять сеток, носят название пентагридов.

Величина анодного тока пентагрида при постоянных напряжениях питания — функция переменных напряжений на обеих управляющих сетках u_c^* и u_c^{**} . Поэтому вместо

одного семейства статических анодных характеристик следует рассматривать два частных семейства статических характеристик: $i_a = f(u_c^*)$ — при постоянных потенциалах u_a , u_c^{**} и u_c^* и $i_a = f(u_c^{**})$ — при постоянных потенциалах u_a , u_c^* и u_c^{**} . Соответственно можно говорить о параметрах лампы, отнесенных к одному или к другому сеточному напряжению.

Обычно при работе пентагрида потенциалы обеих управляющих сеток изменяются одновременно. Можно показать, что если при действии сигналов u_c^* и u_c^{**} изменения потенциалов сеток лампы лежат в пределах линейных участков ее характеристик, то мгновенное значение анодного тока может быть записано в виде $i_a = i_{a0} + A u_c^* u_c^{**}$. Следовательно, изменение величины анодного тока пропорционально произведению напряжений, действующих на ее управляющих сетках. Такая мультипликация сигналов применяется, например, для выделения частоты биений между двумя гармоническими сигналами.

2. Динамические характеристики электронных ламп. При работе электронной лампы в ее анодную цепь чаще всего включается некоторая „нагрузка“ \hat{Z}_a , а к сетке подводится переменное напряжение (рис. 1.60). Здесь для простоты будем полагать, что в анодную цепь лампы включено активное сопротивление R_a .

Если мгновенное значение переменного напряжения, действующего в цепи сетки, равно нулю, то потенциал сетки $u_c = U_{c0} \approx E_c$ (этот потенциал носит название сеточного смещения). При этом в анодной цепи протекает некоторый ток $i = I_{a0}$ (начальный анодный ток), а напряжение на аноде лампы (начальное анодное напряжение):

$$u_a = U_{a0} = E_a - I_{a0}R_a. \quad (1.93)$$

Появление на входе схемы (точки 1 и 2 на рис. 1.60), например, положительного напряжения u'_1 вызывает повышение анодного тока лампы и снижение анодного напряжения вследствие увеличения падения напряжения на сопротивлении нагрузки (сопротивлением батареи пренебрегаем). Совершенно аналогично при действии на входе напряжения $u''_1 < 0$ анодное напряжение лампы увеличивается.

На анодных или сеточных характеристиках лампы можно указать точку, соответствующую рабочим значениям i_a и u_c . Эта точка носит название рабочей точки. Если напряжение на сетке лампы с течением времени изменяется в пределах от $U_{c0} + u'_1$ до $U_{c0} - u'_1$, то рабочая точка перемещается по некоторой линии. Эта линия носит название динамической характеристики. В случае чисто активной нагрузки лампы и перемещения рабочей точки в пределах, где параметры лампы приблизительно постоянны, динамическая характеристика представляет собой прямую. Действительно, замечая, что

$$du_a = -R_a di_a \quad (1.94)$$

на основании выражения (1.88), напомним:

$$di_a = \mu \frac{du_c}{R_i + R_a}. \quad (1.95)$$

Следовательно,

$$i_a = \frac{\mu}{R_a + R_i} u_c + \text{const.}$$

Тангенс угла наклона динамической прямой меньше крутизны статических характеристик лампы и изменяется в пределах от нуля при $R_a \rightarrow \infty$ до S при $R_a = 0$ (рис. 1.61 а).

Не представляет труда показать, что в координатах i_a, u_a уравнение динамической характеристики для лампы с чисто активной нагрузкой будет:

$$i_a = -\frac{u_a}{R_a} + \frac{E_a}{R_a} \quad (1.96)$$

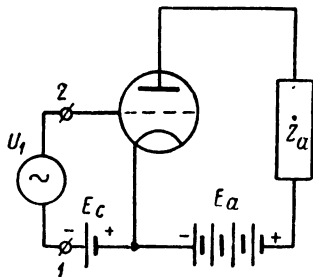


Рис. 1.60. Принципиальная схема усилителя на триоде.

(попрежнему полагаем, что рабочая точка перемещается в области, где параметры лампы можно считать постоянными). Следовательно, в этих координатах динамическая характеристика представляет собой прямую, тангенс угла наклона которой меняется в пределах от $-\infty$ при $R_a = 0$ до нуля при $R_a \rightarrow \infty$ (рис. 1.61 б).

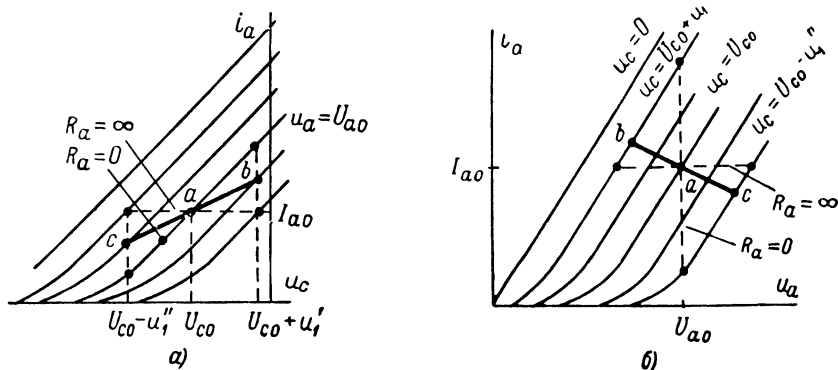


Рис. 1.61. Динамические характеристики триода в осях i_a , u_c (а) и в осях i_a , u_a (б).

Совершенно такой же вид имеют динамические характеристики тетрода или пентода с активной нагрузкой, если рабочая точка остается в пределах линейных участков его характеристик. При комплексной нагрузке динамические характеристики лампы изображаются в виде более или менее сложной петли. Ее вид зависит от параметров нагрузки, частоты сигналов, действующих в цепи сетки, и границ области, в пределах которой перемещается рабочая точка.

Пользуясь статическими и динамическими характеристиками, можно легко выбрать правильный режим работы лампы, установить степень нелинейных искажений сигналов и т. д. В общем случае комплексной нагрузки лампы пользование динамическими характеристиками оказывается сложным. Поэтому, рассматривая процессы в той или иной схеме, большей частью предполагают, что нагрузка лампы представляет чисто активное сопротивление. Получаемые при этом приближенные результаты обычно бывают весьма полезны. Положим, например, что в анодную цепь лампы, семейство статических анодных характеристик которой приведено на рис. 1.62, включено активное сопротивление R_a . Динамическая характеристика такого каскада может быть построена проведением через точку a , соответствующую начальному режиму лампы, и любую вторую точку, координаты которой отличаются от значений $i_a = I_{a0}$ и $u_a = U_{a0}$ на величины Δi_a и Δu_a , удовлетворяющие условию $\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = -R_a$ (линии pq на рис. 1.62). При действии в цепи сетки

переменного напряжения рабочая точка перемещается по линии pq , причем пределы этого перемещения и его закон определяются законом изменения сеточного напряжения лампы. Это изменение потенциала сетки изображено на рис. 1.62 графиком $u_c = f(t)$. Последний расположен таким образом, что координата времени совпадает с касательной в точке a к статической характеристике лампы, соответствующей потенциалу ее сетки $u_c = U_{c0}$.

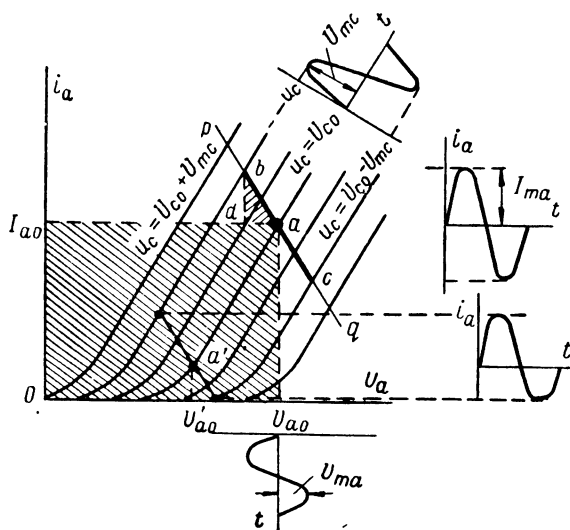


Рис. 1.62. К исследованию режима работы лампы с помощью ее динамической характеристики.

Изменение с течением времени величины анодного тока и напряжения находится путем очевидного геометрического построения. Такое построение позволяет наглядно судить о характере искажений формы сигналов при их прохождении через схему. Так, например, если начальное анодное напряжение выбрано равным U_{a0} , то форма переменного анодного тока и переменного напряжения на аноде лампы существенно отличается от формы напряжения, действующего в цепи сетки.

Площадь треугольника dba на рис. 1.62 представляет собой выраженную в некотором масштабе мощность, выделяющуюся в анодной цепи лампы, а площадь заштрихованного прямоугольника — мощность, теряемую в лампе (т. е. рассеиваемую на ее аноде) в исходном режиме. Следовательно, пользуясь динамической характеристикой лампы, легко судить об энергетических соотношениях в схеме, зависимости их от выбора режима лампы, сопротивления нагрузки, амплитуды сигналов и т. д.

Для того чтобы в действительной схеме обеспечить выбранный при расчете режим работы лампы, необходимо знать, каково должно быть напряжение источников питания. Очевидно, что напряжение источника питания анодной цепи должно быть больше U_{a0} на величину падения напряжения на сопротивлении, которое встречает постоянный ток, протекающий в анодной цепи лампы. Если, например, в анодную цепь включено активное сопротивление R_a и, кроме того, RC -цепь (рис. 1.63 а), то

$$E_a = U_{a0} + R_a I_{a0}. \quad (1.97)$$

Иногда встречается обратная задача — напряжение источника питания анодной цепи задано и требуется найти положение начальной

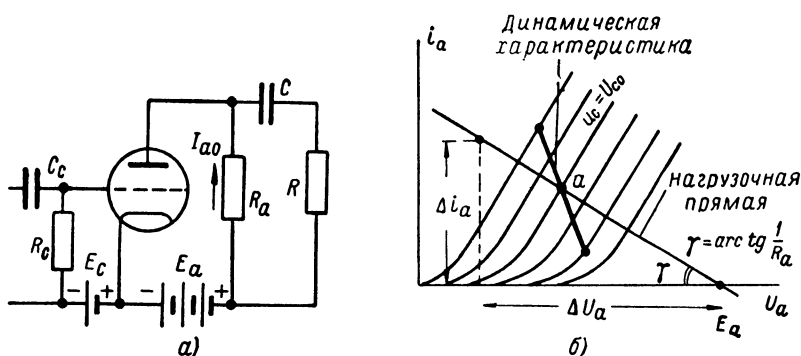


Рис. 1.63. Пример различия динамической и нагрузочной характеристик (б) для схемы, в которой сопротивление анодной цепи лампы для постоянного и переменного тока разные (а).

рабочей точки при выбранном сеточном смещении и известном сопротивлении анодной цепи лампы. Для этого достаточно через точку $u_a = E_a$ на оси напряжений и какую-либо другую точку, координаты которой отличаются от координат первой на величины Δi_a и Δu_a , удовлетворяющие соотношению $\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a} = -R_a$, провести прямую линию (рис. 1.63 б). Эта линия носит название нагрузочной прямой. Нетрудно убедиться в том, что начальная рабочая точка есть точка пересечения нагрузочной прямой со статической характеристикой лампы, соответствующей потенциалу сетки $u_c = U_{c0}$ (точка а на рис. 1.63 б).

Напряжение батареи сеточного смещения определяется на основании очевидного соотношения

$$E_c = U_{c0} + I_{c0} R_c,$$

где I_{c0} — значение начального сеточного тока, а R_c — сопротивление, которое встречает этот ток, протекая в цепи, соединяющей сетку лампы с батареей E_c (рис. 1.63 а).

Рассмотрение характеристик ламп, разумеется, не исключает необходимости обращаться к аналитическим соотношениям, описывающим процессы в схеме. При использовании лампы для усиления электрических сигналов в первую очередь представляют интерес выражения для коэффициента усиления каскада. Они могут быть найдены на основании написанных выше соотношений, связывающих мгновенные значения i_a , u_c и u_a . Действительно, исключая di_a из (1.94) и (1.95), получаем:

$$du_a = -\mu \frac{R_a}{R_a + R_i} du_c. \quad (1.98)$$

Отношение изменения анодного напряжения лампы к вызвавшему его изменению сеточного напряжения носит название коэффициента усиления напряжения:

$$K = \frac{du_a}{du_c}. \quad (1.99)$$

Для схемы, содержащей лампу с включенным в ее анодную цепь активным сопротивлением, имеем:

$$K = -\mu \frac{R_a}{R_i + R_a}. \quad (1.100)$$

Знак минус, стоящий в этом выражении, соответствует тому, что увеличение потенциала сетки вызывает уменьшение потенциала анода лампы. Если $\frac{R_i + R_a}{R_a} < \mu$, то изменение величины сеточного напряжения сопровождается большим по абсолютной величине изменением напряжения на аноде лампы.

Написанные соотношения могут быть распространены на случай изменений потенциалов электродов лампы на конечные величины, если в пределах этих изменений можно считать значения параметров μ и R_i лампы постоянными. В частности, если при этом в цепи сетки действует гармоническое напряжение, то

$$K = \frac{U_{ma}}{U_{mc}} = -\mu \frac{R_a}{R_a + R_i}. \quad (1.101)$$

Знак минус указывает на то, что при включении в анодную цепь лампы чисто активного сопротивления напряжение на аноде находится в противофазе с напряжением на сетке.

Выход рабочей точки за пределы линейных участков характеристик лампы сопровождается значительными искажениями формы усиливаемых сигналов, так как равные малые приращения сеточного напряжения вызывают различные по величине изменения анодного напряжения. В результате действие, например, гармонического напряжения в цепи сетки приводит к появлению переменного анодного

напряжения сложного спектрального состава. Эти искажения носят название нелинейных.

В общем случае, при комплексной нагрузке в анодной цепи лампы

$$\dot{K} = -\mu \frac{\dot{Z}_a}{R_i + \dot{Z}_a}. \quad (1.102)$$

Комплексность коэффициента усиления свидетельствует о том, что усиление сигналов сопровождается частотными и фазовыми искажениями.

Схема, изображенная на рис. 1.60, может рассматриваться не только как усилитель напряжения, но и как усилитель тока. При действии напряжения на входе схемы в сеточной цепи лампы всегда протекает некоторый (обычно весьма малый по сравнению с анодным) ток I_1 .

Отношение

$$K_T = \frac{dI_a}{dI_1} \quad (1.103)$$

будем называть коэффициентом усиления тока.

Пользуясь выражением (1.95), получаем для случая активной нагрузки лампы:

$$K_T = \mu \frac{R_{вх}}{R_i + R_a}, \quad (1.104)$$

где $R_{вх}$ — величина сопротивления между входными клеммами схемы (точки 1 и 2 на рис. 1.60). При $\frac{R_i + R_a}{R_{вх}} < \mu$ величина dI_a превосходит величину dI_1 , и значение коэффициента K_T оказывается большим единицы.

В ряде случаев нагрузкой усилителя является устройство, потребляющее значительную мощность при своей работе, а усилитель должен дать возможность управлять его действием с помощью сигналов малой мощности. Для характеристики таких усилителей можно ввести коэффициент усиления мощности

$$K_M = \frac{P_2}{P_1}, \quad (1.105)$$

где P_2 — полезная мощность, выделяющаяся в нагрузке, а P_1 — мощность, расходуемая источником сигналов, присоединенным ко входу схемы. В простейшем случае, при включении в анодную цепь лампы активного сопротивления и действии на ее входе гармонического сигнала, $P_1 = R_{вх} \frac{I_{m1}^2}{2}$, а мощность, выделяющаяся при этом

в анодной цепи при протекании переменного тока через нагрузку, $P_2 = R_a \frac{I_{ma}^2}{2}$. Поэтому

$$K_M = \mu^2 \frac{R_{вх} R_a}{(R_i + R_a)^2}. \quad (1.106)$$

Простейшая схема усилителя, изображенная на рис. 1.60, рассматривалась здесь и как усилитель напряжения, и как усилитель тока, и, наконец, как усилитель мощности. Это свидетельствует о том, что между этими типами усилителей нет принципиальной разницы: в зависимости от соотношения между параметрами лампы

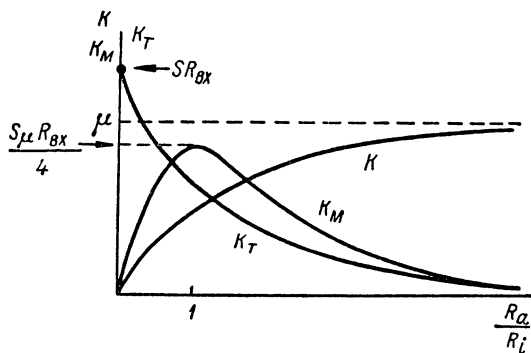


Рис. 1.64. Зависимость величин K , K_T и K_M от величины отношения $\frac{R_a}{R_i}$ для усилительного каскада.

и сопротивлением нагрузки каскад будет иметь большое значение K , K_T или K_M . Это иллюстрируют графики, изображенные на рис. 1.64. На самом деле для усилителей каждого типа рационально применять специальные лампы, отличающиеся определенным значением их параметров (см. гл. II и III).

Электронные лампы, содержащие управляющую сетку, широко применяются для генерирования электрических сигналов.

Как правило, всякое периодически действующее устройство, работающее как усилитель и возбуждающее за счет расхода энергии источников питания мощность, большую чем нужно для управления его работой, можно сделать автоматическим, т. е. превратить в автоколебательную систему. Для этого достаточно часть энергии, получаемой на выходе, использовать для управления работой устройства.

Пусть, например, сначала к сетке лампы, в анодную цепь которой включена нагрузка \hat{Z}_a (рис. 1.65), от постороннего источника подводится гармоническое напряжение u_1 с амплитудой \dot{U}_{m1} . В результате этого на нагрузке лампы появляется напряжение u_2 с амплитудой

$\dot{U}_{m2} = \dot{K}\dot{U}_{m1}$. Если теперь соответствующим выбором элементов схемы выделить из напряжения u_2 часть $u_{обр}$, в точности равную по амплитуде и фазе напряжению u_1 , подвести его к сетке лампы и убрать напряжение от внешнего источника, то напряжение на нагрузке сохранит свою величину (если положить, что подключение входа схемы к нагрузке лампы практически не меняет величины последней).

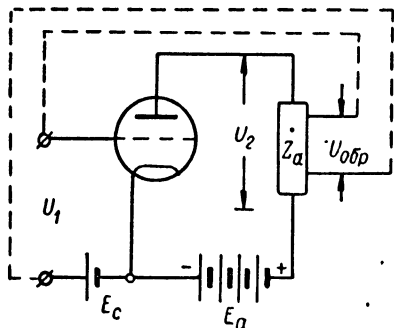


Рис. 1.65. Обратная передача части напряжения с выхода усилителя на его вход.

Следовательно, в анодной цепи лампы такой схемы будет выделяться некоторая колебательная мощность без внешнего управления потенциалом сетки. Часть этой колебательной мощности тем или иным способом может быть передана другому устройству.

Цепь, служащая для передачи части напряжения (по существу — части энергии) с выхода схемы на ее вход, носит название цепи обратной связи, а величину

$$\beta = \frac{\dot{U}_{m\text{обр}}}{\dot{U}_{m2}} \quad (1.107)$$

называют коэффициентом обратной связи.

Условие $\dot{U}_{m\text{обр}} = \dot{U}_{m1}$, необходимое для существования автоколебаний в схеме, может быть записано в виде

$$\dot{K}\beta = 1. \quad (1.108)$$

Это соотношение представляет собой общее условие самовозбуждения и можно показать, что оно справедливо не только для электрических систем.

Подставляя в (1.108) выражение для \dot{K} из (1.102), получим частную формулу самовозбуждения

$$\beta = D + \frac{1}{S\dot{Z}_a}. \quad (1.109)$$

Выражения (1.108) и (1.109), по существу, являются лишь формальным критерием возможности перехода схемы в автоколебательный режим. В частности, совершенно неясно, будут ли колебания устойчивыми, нужно ли для их возникновения в схеме какое-либо внешнее воздействие и т. д. Ответы на эти вопросы могут быть получены только в результате детального рассмотрения электрических процессов в схемах ламповых генераторов.

3. Эквивалентные схемы цепей, содержащих электронные лампы. Анализируя цепи, содержащие электронные лампы, последние заменяют некоторым эквивалентом. При этом можно говорить об эквивалентной схеме лампы по цепи каждого ее электрода. Наиболее существенны эквивалентные схемы по цепям управляющей сетки и анода лампы.

Входная цепь каскада, построенного на электронной лампе, в отношении протекающего в ней тока при действии напряжения сигнала эквивалентна RC -цепи, состоящей из параллельного сопротивления и емкости. При вычислении значений эквивалентных параметров, помимо сопротивления R_c , включенного в схему, необходимо принимать во внимание утечки между вводами электродов лампы, сопротивление, связанное с протеканием сеточного тока (его величина определяется видом характеристики $i_c = f(u_c)_{u_a = U_{a0}}$) и, наконец, емкости между сеткой и остальными электродами лампы.

Сопротивление, связанное с протеканием сеточного тока, зависит от потенциала сетки лампы и для большинства усилительных ламп имеет величину порядка нескольких килоом при потенциале сетки, близком к нулю. Во многих случаях лампы работают практически без сеточных токов. Тогда эту компоненту входной проводимости можно считать равной нулю. Далее, сопротивление утечки между вводами у обычных усилительных ламп порядка $10^9 — 10^{10}$ ом или больше, и его приходится принимать во внимание лишь при использовании ламп для специальных измерительных целей в высокоомных цепях.¹

Поэтому основную роль в определении эквивалентных параметров входной цепи каскада при действии на его входе переменного напряжения играют межэлектродные емкости лампы.

Если амплитуда напряжения, действующего между сеткой и катодом лампы, равна \dot{U}_{m1} , то через емкость $C_{ск}$ протекает ток с амплитудой $\dot{I}'_{m1} = \dot{U}_{m1} j\omega C_{ск}$ (рис. 1.66). При вычислении амплитуды тока, протекающего через емкость $C_{са}$, надо иметь в виду, что между сеткой и анодом лампы действует переменное напряжение $\dot{U}_{m1} — \dot{U}_{m2}$. Поэтому, $\dot{I}''_{m1} = j\omega C_{са} (\dot{U}_{m1} — \dot{U}_{m2})$. В случае чисто активной нагрузки в анодной цепи лампы $\dot{U}_{m2} = — K\dot{U}_{m1}$ и, следовательно, входная проводимость,

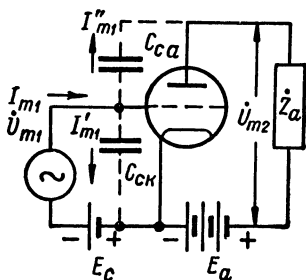


Рис. 1.66. Протекание тока через межэлектродные емкости лампы.

¹ Более подробно входная проводимость, обусловленная сеточным током и утечками между вводами электродов, рассмотрена при описании электрометрических ламп, где она играет существенную роль (см. гл. III, § 5).

обусловленная межэлектродными емкостями, определяется выражением:

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{i'_{m1} + i''_{m1}}{\dot{U}_{m1}} = j\omega [C_{\text{ск}} + (1 + K) C_{\text{са}}].$$

Отсюда видно, что вход лампы с активной нагрузкой может быть заменен эквивалентной емкостью (рис. 1.67 а)

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{ск}} + (1 + K) C_{\text{са}}. \quad (1.110)$$

Если величина сопротивления R_a много больше внутреннего сопротивления лампы, то величина $C_{\text{вх}}$ приближается к максимальному значению, равному

$$C_{\text{вх max}} = C_{\text{ск}} + (\mu + 1) C_{\text{са}}.$$

В качестве примера укажем, что для триода 6С4 (6Ф5) $\mu = 100$, $C_{\text{са}} = 2 \text{ пф}$, $C_{\text{ск}} = 6 \text{ пф}$ и, следовательно, $C_{\text{вх max}} = 208 \text{ пф}$. Последняя цифра свидетельствует о том, что входная емкость триода может быть весьма значительной.

При вычислении входной емкости экранированной лампы следует принимать во внимание емкость между управляющей и экранной сетками ($C_{\text{сэ}}$). Поэтому для экранированной лампы

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{ск}} + C_{\text{сэ}} + (1 + K) C_{\text{са}}. \quad (1.111)$$

Величина емкости $C_{\text{са}}$, играющая основную роль в определении величины емкости $C_{\text{вх}}$, у экранированных ламп мала. Поэтому входная емкость таких ламп оказывается значительно меньшей, чем у триодов — порядка нескольких пикофард. В справочниках для экранированных ламп часто приводятся величины „выходной“, „проходной“ и „входной“ емкостей. При этом имеются в виду соответственно емкости $C_{\text{ак}} + C_{\text{аэ}}$, $C_{\text{са}}$ и $C_{\text{ск}} + C_{\text{сэ}}$. Так как величина $C_{\text{са}} (1 + K)$ обычно бывает заметно меньше, чем $C_{\text{ск}} + C_{\text{сэ}}$, то приводимая в справочниках величина статической входной емкости мало отличается от входной емкости при работе экранированной лампы в схеме.

В случае комплексной нагрузки напряжения \dot{U}_{m1} и \dot{U}_{m2} сдвинуты по фазе на угол, не равный π , и в составе входной проводимости, обусловленной межэлектродными емкостями, появляется активная составляющая. При этом интервал сетка — катод лампы может быть заменен параллельным соединением емкости и активного сопротивления (рис. 1.67 б), причем

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх}} &= \frac{(1 + R_i G_a)^2 + R_i^2 B_a^2}{\mu \omega C_{\text{са}} R_i B_a} \\ \text{и} \quad C_{\text{вх}} &= C_{\text{ск}} + C_{\text{сэ}} + C_{\text{са}} \left(1 + \mu \frac{1 + R_i G_a}{(1 + R_i G_a)^2 + R_i^2 B_a^2} \right), \end{aligned} \right\} \quad (1.112)$$

где G_a и B_a — активная и реактивная компоненты проводимости анодной цепи лампы ($\dot{Y}_a = \frac{1}{\dot{Z}_a} = G_a + jB_a$).

Активная компонента входного сопротивления $R_{вх}$ с увеличением частоты уменьшается и, следовательно, возрастает энергия, потребляемая входом схемы от источника сигналов. В случае индуктивного характера нагрузки $B_a < 0$, и величина сопротивления $R_{вх}$ становится отрицательной. Это соответствует тому, что энергия в цепи сетки не потребляется, а выделяется (за счет перехода ее из анодной

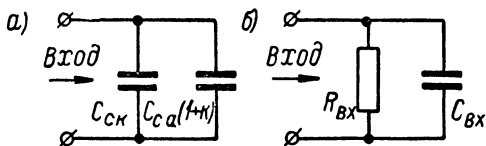


Рис. 1.67. Эквивалентные схемы входа лампы с нагрузкой: (а) — в случае активной нагрузки лампы, (б) — в случае комплексной нагрузки лампы.

цепи лампы). В результате этого в схеме может возникнуть генерация.

В выражении (1.112) не учитывается влияние на величину входного сопротивления лампы конечного времени пролета электронов от катода до анода и индуктивности вводов. То и другое приводит к дополнительному сдвигу фазы между напряжениями \dot{U}_{m1} и \dot{U}_{m2} . Этот сдвиг фазы тем больше, чем выше частота усиливаемых сигналов. Поэтому в области сверхвысоких частот, даже при чисто активной нагрузке анодной цепи, входное сопротивление лампы оказывается малым, что препятствует ее использованию для усиления или генерации сигналов. Необходимость повышения входного сопротивления является одной из причин того, что, как уже отмечалось выше, в лампах, предназначенных для работы в области сверхвысоких частот, расстояния между электродами должны быть возможно меньшими, а вводы электродов возможно более короткими.

Эквивалентные схемы лампы по анодной цепи могут быть найдены на основании следующих соображений.

Ток, протекающий в анодной цепи лампы при постоянных потенциалах ее электродов

$$I_a = \frac{E_a}{R_p + R_a},$$

где R_p — сопротивление интервала катод — анод лампы постоянному току при выбранных потенциалах электродов, а R_a — сопротивление анодной цепи, которое встречает анодный ток I_a . Поэтому анодная цепь лампы для постоянного тока эквивалентна последовательному соединению сопротивлений R_p и R_a , замкнутых на источник питания E_a (рис. 1.68 а).

Если в цепи сетки лампы действует переменное напряжение с амплитудой $\dot{U}_{мс}$ и рабочая точка не выходит за пределы прямо-

линейных участков характеристик лампы, то амплитуда переменного анодного напряжения

$$\dot{U}_{ma} = -\mu \frac{\dot{Z}_a}{R_i + \dot{Z}_a} \dot{U}_{mc}. \quad (1.113)$$

Это выражение показывает, что лампа по ее анодной цепи может быть заменена генератором, который дает э. д. с. с амплитудой $-\mu \dot{U}_{mc}$ и имеет внутреннее сопротивление, равное величине R_i

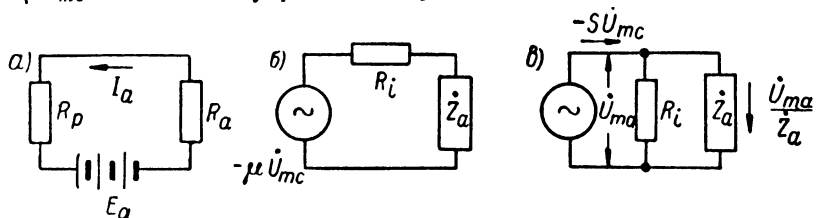


Рис. 1.68. Эквивалентные схемы лампы по анодной цепи: (а) — для постоянного тока, (б) и (в) — для переменного тока.

(рис. 1.68 б). Иногда пользуются другой эквивалентной схемой анодной цепи. Выражение (1.113) может быть переписано в виде

$$-S \dot{U}_{mc} = \frac{\dot{U}_{ma}}{\dot{Z}_a} + \frac{\dot{U}_{ma}}{R_i}, \quad (1.114)$$

т. е. лампу можно рассматривать как генератор тока с амплитудой $-S \dot{U}_{mc}$, распределяющегося между параллельно включенными сопротивлениями \dot{Z}_a и R_i (рис. 1.68 в). Если $|Z_a|$ и R_i одного порядка, то при анализе электрических процессов в схеме обычно пользуются цепью рис. 1.68 б. В случае же пентодной схемы при $|Z_a| \ll R_i$ бывает удобна вторая эквивалентная цепь с заменой лампы генератором тока.

В сложных схемах напряжение на сетке лампы может быть функцией анодного тока. Так, например, в схеме, изображенной на рис. 1.69 а, в которой имеется обратная связь через емкость C , сеточное напряжение складывается из двух частей: $\dot{U}'_{mc} = \dot{I}_{m1} R_c$ и $\dot{U}''_{mc} = \dot{I}_{ma} R_c$ (полагаем, что сопротивление источника сигналов значительно больше R_c). Поэтому амплитуда э. д. с. генератора, эквивалентно заменяющего лампу, по анодной цепи равна величине $\mu (\dot{U}'_{mc} + \dot{U}''_{mc})$, а схема, эквивалентная рассматриваемой, изображится в виде цепи, представленной на рис. 1.69 б.

Написанные выше выражения, на основании которых составлены эквивалентные схемы лампы по анодной цепи, справедливы только в том случае, если лампу можно рассматривать как линейный элемент. Возможность этого определяется, с одной стороны, пределами

разрядного промежутка включено достаточно большое сопротивление, то устанавливается так называемый тлеющий разряд. Нормальному тлеющему разряду соответствует участок de вольтамперной характеристики, приведенной на рис. 1.70, а участок ef этой характеристики отвечает аномальному тлеющему разряду. Скачок тока к его более высокому значению при переходе от несамостоятельного к тлеющему разряду отмечен на рисунке пунктирными линиями, соответствующими разным сопротивлениям в цепи питания разрядного промежутка. Потенциал, при котором несамостоятельный разряд переходит в самостоятельный, называют потенциалом зажигания ($U_{\text{зж}}$).

Участок gh вольтамперной характеристики, изображенной на рис. 1.70, соответствует дуговому разряду. Такой разряд легко может быть получен в широком интервале давлений газа или пара, если электрод, служащий катодом, поддерживается при высокой температуре.

В газоразрядных приборах используется как тлеющий, так и дуговой разряд. Простейший двухэлектродный ионный прибор с тлеющим разрядом — неоновая лампочка, имеющая холодные электроды. Для ограничения величины тока, протекающего через неоновую лам-

почку, в цепь ее питания обычно включается активное сопротивление.

Зависимость величины протекающего в цепи тока (или падения напряжения на неоновой лампочке) от величины напряжения источника питания E и величины активного сопротивления R , включенного в цепь, может быть найдена графически. Действительно, величина протекающего через лампочку тока и величина падения напряжения на ней определяются точкой пересечения нагрузочной прямой, проходящей через точку $u = E$ на оси напряжений, со статической характеристикой лам-

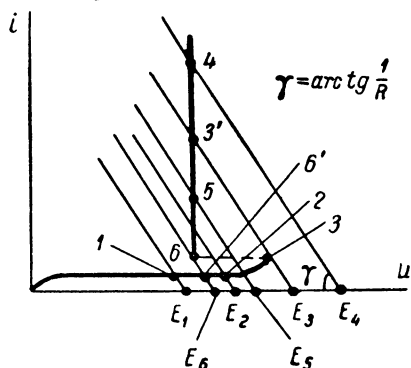


Рис. 1.71. Определение величины тока, протекающего в цепи неоновой лампочки при изменении напряжения питания.

почки. Если напряжение питания при постоянной величине сопротивления R принимает значения E_1 , E_2 , E_3 (рис. 1.71), то рабочая точка соответственно занимает положения 1, 2, 3, перемещаясь по нижнему участку статической характеристики лампочки. При этом, если напряжение источника питания достигает величины E_3 , то рабочая точка перескакивает из положения 3 в положение 3', т. е. происходит зажигание разряда. Дальнейшее возрастание напряжения сопровождается перемещением рабочей точки по верхнему участку характеристики лампы (напряжение E_4 и соответствующая

ему рабочая точка 4). Уменьшение напряжения после зажигания лампочки сопровождается перемещением рабочей точки по верхнему участку статической характеристики, пока напряжение не достигнет значения, при котором самостоятельный разряд в лампочке прекращается (напряжение E_6 на рис. 1.71). При этом рабочая точка перескакивает с верхнего участка характеристики на нижний (точки 6' и 6). Если изобразить зависимость тока, протекающего через лампочку, от напряжения при неизменном сопротивлении в цепи, то получается график с характерной петлей (рис. 1.72). Границы последней определяются потенциалами зажигания и потухания, причем, как легко видеть, первый превышает второй.

Совершенно аналогично можно было бы рассмотреть, каким образом протекающий через неоновую лампочку ток зависит от величины включенного в цепь ее питания сопротивления при постоянном напряжении источника питания. Нетрудно убедиться, что и в этом случае получается петлеобразная характеристика.

Время развития разряда в ионном приборе имеет величину порядка нескольких сотых долей микросекунды. За это время развиваются электрический ток и оптические явления, связанные с разрядом. После того как напряжение на разрядном промежутке становится недостаточным для протекания разряда, оптические явления заканчиваются столь же быстро, как и развиваются, если атомы или молекулы наполняющего разрядный промежуток газа или пара не имеют метастабильных состояний. В противном случае излучение продолжается значительно дольше. Электрические явления в разрядном промежутке заканчиваются по истечении времени, необходимого для рекомбинации всех ионов. Это время — время деионизации — порядка 10^{-4} сек. Таким образом, в отличие от вакуумных приборов, газоразрядные приборы обладают значительно большей инерционностью.

Газоразрядные диоды с холодными электродами, наполненные неоном или смесью газов, используются как сигнальные лампочки, применяются в стробоскопах, служат разрядниками, ограничивающими нарастание напряжения в цепи определенной величиной, применяются для постройки простых релаксационных генераторов, для стабилизации напряжения и т. п.

Возможность стабилизировать величину напряжения с помощью прибора тлеющего разряда вытекает из того, что в определенном интервале изменения величины тока, протекающего через такой прибор, напряжение на его клеммах остается приблизительно постоянным.

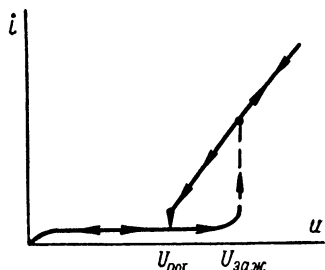


Рис. 1.72. Зависимость тока, протекающего в цепи неоновой лампочки, от напряжения на ее электродах.

Поэтому, если, например, в схеме, представленной на рис. 1.73, величина напряжения u_1 изменяется в известных пределах, значение u_2 остается приблизительно постоянным. Газоразрядные диоды, специально предназначенные для постройки стабилизаторов напряжения, носят название стабилотов. Среди них имеются рассчитанные как на относительно низкое напряжение (75—280 в), так и на высокое напряжение (800—1000 в).

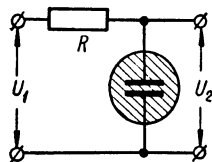


Рис. 1.73. Схема включения неоновых разрядников для стабилизации величины постоянного напряжения.

Газоразрядные диоды широко применяются для выпрямления технического переменного тока. Специально для этой цели строятся приборы с накаливаемым катодом (газотроны, тунгары), работающие в режиме дугового разряда.

Напряжение зажигания газотронов и тунгаров порядка 10—20 в, а величина выпрямленного тока весьма велика по сравнению с током, даваемым кенотронами. Поэтому потери выпрямленного напряжения в газотронном выпрямителе малы, а допустимая величина тока нагрузки обычно бывает во много раз больше, чем в кенотронном выпрямителе. Среди выпускаемых промышленностью газотронов и ртутных выпрямителей с жидким (ртутным) катодом имеются рассчитанные на выпрямленный ток, измеряемый тысячами ампер. В лабораторной практике часто применяют газотроны, позволяющие получить выпрямленный ток в несколько единиц или десятков ампер.

Кроме простых двухэлектродных газоразрядных приборов, имеются приборы с так называемым управляемым разрядом. Они отличаются наличием дополнительного устройства, позволяющего управлять разрядом между основными электродами. Такое управление может быть осуществлено с помощью зажигающего (стартера), управляющей сетки, помещенной в газоразрядный промежуток, магнитным полем, изменяющим траектории движущихся в разрядном промежутке заряженных частиц (в первую очередь, электронов), и, наконец, сильным электрическим полем, создаваемым в разрядном промежутке с помощью специальных электродов, расположенных вне его. Практически наибольший интерес представляют два первых метода управления разрядом, которые применяются в приборах как с холодным, так и с горячим катодом. Ртутные выпрямители с поджигающим электродом, изготовленным из тугоплавкого, несмачиваемого ртутью материала с большим сопротивлением (например карбида кремния), опущенным в ртутный катод, получили название игнитронов. Игнитроны строятся с расчетом на большой выпрямленный ток. Стартером снабжены некоторые стабилоты и неоновые лампочки (так называемая двуханодная лампочка МТХ-90, G150/20 и др.). Двуханодные неоновые лампочки, в которых приложение напряжения к одному из анодов вызывает появление разряда

и протекание тока между катодом и другим анодом, применяются в релейных схемах, для постройки пересчетных устройств и т. д.

Газоразрядные приборы с накалимым катодом и управляющей сеткой — тиратроны — первоначально были разработаны для постройки выпрямителей, в которых величиной выпрямленного тока можно легко управлять, изменяя потенциал сетки лампы. Почти сразу же они стали использоваться в схемах реле и нашли широкое применение в самых разнообразных устройствах.

Пока разряда в тиратроне нет, его сетка, подобно сетке вакуумной электронной лампы, действует на электроны, эмиттированные катодом, тормозя или ускоряя их. Если она имеет значительный отрицательный потенциал, то даже при высоком анодном напряжении электроны, покинувшие катод, не проникают в область между сеткой и анодом, где они могут ускоряться, и зажигание тиратрона не наступает. Вследствие того, что сетка не представляет собой сплошной перегородки в лампе, поле, создаваемое анодом, частично проникает в область между сеткой и катодом. Поэтому, увеличивая анодное напряжение, можно вывести некоторое количество электронов за пределы, ограниченные сеткой, и зажечь лампу. Требующееся для этого напряжение тем больше, чем выше по абсолютной величине отрицательный потенциал сетки. Так же как и в газотроне, при вспышке тиратрона его анодный ток сразу приобретает большую величину.

После того как тиратрон вспыхнул, сетка теряет свое управляющее действие. Причина этого заключается в том, что в непосредственной близости от сетки образуется ионная оболочка, которая ее полностью экранирует. Вне этой оболочки поле оказывается практически таким же, как в отсутствии сетки. Разумеется, если отверстия в сетке невелики, а ее отрицательный потенциал выбран столь значительным, что ионные слои, образующиеся около поверхности сетки, полностью перекрывают эти отверстия, то разряд в лампе прекращается. Для этого нужен большой отрицательный потенциал сетки, и гашение разряда изменением потенциала сетки возможно лишь в тиратронах специальной конструкции. Обычно же для того, чтобы погасить тиратрон, необходимо снять напряжение с его анода (или понизить величину напряжения u_a до нескольких вольт).

Потеря сеткой тиратрона управляющего действия после вспышки в лампе разряда существенно отличает работу тиратрона от работы вакуумного триода, в котором изменение анодного тока следует за изменениями потенциала сетки. Тиратроны непригодны для постройки усилителей, которые должны давать на выходе неискаженное по форме воспроизведение сигнала, действующего на входе (см. ниже). Вместе с тем они дают возможность строить схемы, резко изменяющие свое электрическое состояние, если сигнал, независимо от его формы, достиг определенной величины. Такие схемы, носящие название релейных схем, широко применяются во многих устройствах. Благодаря большой величине, которую приобретает анодный ток

тиратрона после вспышки в нем разряда, тиратроны позволяют приводить в действие устройства, требующие для своей работы большой мощности.

Тиратрон удобно характеризовать зависимостью напряжения на аноде, при котором в лампе вспыхивает разряд u_a заж от потенциала сетки u_c (характеристика зажигания или пусковая характеристика).

Часто также пользуются понятием коэффициента сеточного управления, понимая под ним отношение анодного напряжения к напряжению на сетке, при котором в тиратроне вспыхивает разряд. В современных тиратронах эта величина имеет порядок

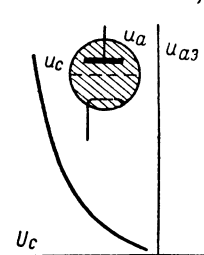


Рис. 1.74. Характеристика зажигания тиратрона.

нескольких сотен.

Характеристика зажигания тиратрона имеет вид, подобный кривой, приведенной на рис. 1.74, и в зависимости от конструкции тиратрона может располагаться в области как положительных, так и отрицательных потенциалов сетки.

Как всякий газоразрядный прибор, тиратрон обладает инерционностью; это связано с тем, что деионизация в нем происходит за время порядка 10^{-3} — 10^{-4} сек. (у водородных тиратронов это время значительно меньше). После окончания процесса деионизации сетка тиратрона восстанавливает свое управляющее действие. Если напряжение с анода лампы снято на время, меньшее времени деионизации, а затем приложено вновь, разряд опять вспыхивает, независимо от напряжения на сетке лампы. Эту особенность работы тиратронов надо иметь в виду при построении схем, которые должны работать с большой частотой повторения сигналов.

Сеточный ток тиратрона значительно больше, чем сеточный ток вакуумного триода. Особенно он велик при потенциалах, близких к вспышке разряда, но заметный ток протекает даже и при отрицательных потенциалах сетки. Поэтому для управления работой тиратронов нужно, вообще говоря, затрачивать мощность большую, чем для управления анодным током вакуумной электронной лампы. Выбором соответствующей конструкции и расположения сетки, а также введением дополнительной экранной сетки удастся снизить сеточный ток тиратрона.

Изменяя напряжение на экранной сетке тиратрона, можно перемещать его пусковую характеристику и таким образом изменять напряжение на управляющей сетке, при котором при заданном анодном напряжении в лампе вспыхивает разряд.

Г Л А В А II

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

§ 1. Основные характеристики усилителей электрических сигналов

1. Основные характеристики усилителей. Усилителем называется устройство, позволяющее повысить мощность сигнала без изменения его формы. Это определение нуждается в дополнениях. Во-первых, усиление сигналов практически всегда сопровождается некоторым изменением их формы. Качество усилителя, вообще говоря, считается тем более высоким, чем меньше эти искажения. Во-вторых, часто бывает удобно говорить не о мощности сигналов на входе или выходе усилителя, а о величинах напряжений или токов. В связи с этим усилительные каскады (или усилители в целом) условно делят на усилители тока, напряжения и мощности. Принадлежность усилителя к тому или иному классу определяется его назначением и выбором соответствующих параметров схемы и ламп.

Усилители обладают рядом характеристик, которые могут быть разделены на четыре группы. К характеристикам первой группы относят те, которые позволяют оценить искажения формы сигналов или определить, какой формы сигналы усиливаются практически без искажений. Характеристики второй группы показывают, каковы параметры усилителя для сигналов, проходящих через схему без искажений. Характеристики третьей группы связаны с помехами, которые встречаются при усилении сигналов. Наконец, характеристики четвертой группы касаются особенностей схемы и режима работы ламп.

Искажения формы сигналов могут быть оценены либо по виду стационарных, либо по виду переходных характеристик усилителя. Говоря о стационарных характеристиках, обычно имеют в виду частотную, фазовую и амплитудную характеристики. Частотная и фазовая характеристики, не позволяя непосредственно судить о деталях изменения формы сигнала, дают возможность выяснить, в какой области должен быть расположен спектр сигнала для того, чтобы усиление не сопровождалось недопустимыми искажениями. Амплитудная характеристика связывает амплитуды сигналов на выходе и

на входе усилителя (рис. 2.1). Отклонение ее от линейной обусловлено наличием в схеме нелинейных элементов (электронные лампы, трансформаторы и дроссели с железом и т. д.). Искажения, величина которых зависит от амплитуды сигналов, носят название амплитудных или нелинейных. Область значений амплитуд сигналов, в пределах которой амплитудная характеристика линейна и, следовательно, амплитудных искажений нет, называют динамическим диапазоном усилителя.

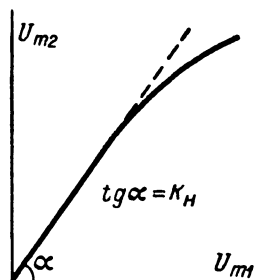


Рис. 2.1. Амплитудная характеристика усилителя.

Непосредственно судить об искажении формы сигналов можно на основании переходной характеристики усилителя, которая имеет тот же смысл, что и переходная характеристика линейной цепи (см. § 1 гл. I). Однако можно показать, что наличие нелинейных элементов в схеме делает недостаточным ее исследование только при мгновенном изменении напряжения на ее входе, когда закон перехода от одного

постоянного значения к другому постоянному значению входного напряжения остается неопределенным. Поэтому в общем случае нужно также исследовать форму сигналов на выходе при непрерывном изменении входного напряжения по известному закону (например, линейному или экспоненциальному) [9].

К числу характеристик второй группы относятся в первую очередь коэффициенты усиления напряжения, тока или мощности. Большей частью усилительное устройство содержит несколько каскадов, включенных последовательно. Тип последнего, так называемого оконечного, или выходного, каскада, определяется тем, нужно ли для управления работой прибора, присоединенного к выходу усилителя, затрачивать заметную (или большую) мощность или эта мощность мала, но необходимо достаточно большое напряжение или ток. Если лампа выходного каскада работает с токами сетки, то получение колебательной мощности в нагрузке связано с затратой мощности для управления работой оконечного каскада. Такие каскады носят название усилителей мощности.

Выходной каскад оценивается по величине мощности, отдаваемой нагрузке, мощности, потребляемой от источников питания, мощности и амплитуде сигналов, которые надо подвести к сетке лампы для нормальной работы каскада. Амплитуда напряжения, действующего на сетке лампы, носит название „раскачки“ каскада. Говоря о мощности, отдаваемой каскадом, обычно имеют в виду „неискаженную“ мощность, т. е. наибольшую выходную мощность, которую можно получить при условии, что степень нелинейных искажений формы сигналов не превосходит некоторой допустимой величины. Если выделяющаяся в нагрузке усилителя полезная мощность мала (по сравнению с мощностью, потребляемой каскадом от источников питания),

то выходной каскад характеризуется коэффициентом усиления напряжения или тока и динамическим диапазоном. Коэффициентом усиления напряжения или тока обычно характеризуются также все каскады усилителя, предшествующие оконечному (или предоконечному, если он играет роль мощного усилителя). Иногда говорят о крутизне усилителя, имея в виду отношение приращения величины тока на его выходе к приращению величины напряжения на входе.

Ко второй группе параметров, характеризующих усилитель, относятся также величины его входного и выходного сопротивлений. Первое позволяет судить о том, какова мощность, поглощаемая усилителем от источника сигналов. Она может быть крайне мала, но тем не менее играть существенную роль, если сам источник сигналов весьма маломощен. Выходное сопротивление позволяет судить о том, как изменяется отдаваемая усилителем мощность или амплитуда напряжения или тока в нагрузке при изменении ее величины (в пределах, не вызывающих появления недопустимых искажений сигналов).

К третьей группе параметров, характеризующих усилитель, относятся стабильность схемы, устойчивость работы, чувствительность к внешним помехам и величина флюктуационного напряжения на входе схемы, создающего „фон“ усилителя.

Стабильность схемы определяется величиной изменения ее параметров (усиления, отдаваемой мощности и т. д.) при смене ламп, изменении напряжения источников питания, изменении температуры и влажности в помещении, где расположен усилитель, и т. д. Для измерительных усилителей, используемых для количественных исследований, стабильность имеет очень существенное значение и во многих случаях (например при измерении слабых постоянных токов) является одним из главных факторов, определяющих точность измерений.

Под устойчивостью работы усилителя понимается невозможность самовозбуждения схемы (при ее включении, воздействии сигнала большой амплитуды, резком изменении напряжения питания и т. п.). Чувствительность усилителя к внешним помехам может быть определена только экспериментально; имеется ряд приемов, позволяющих если не ликвидировать ее вовсе, то значительно понизить.

Наконец, величина флюктуационного напряжения, создающего фон усилителя, кладет предел возможности усиления слабых сигналов. Уровень фона существенно зависит от параметров схемы, режима ламп, качества деталей, полосы пропускания усилителя и т. д.

2. Основные схемы и типы усилителей. По виду анодной цепи лампы усилительные каскады подразделяются на апериодические и резонансные. Нагрузкой лампы резонансного каскада обычно служит колебательный контур, собственная частота которого лежит в пределах спектра усиливаемых сигналов. Такой каскад позволяет выделить сигнал нужной частоты или относительно узкий диапазон

частот из массы сигналов с различными частотами. Это свойство резонансного каскада носит название избирательности. Включение в анодную цепь лампы системы связанных контуров дает возможность расширить полосу пропускания каскада и, следовательно, усилить сигналы более сложного спектрального состава, чем это возможно с помощью усилителя с одиночными колебательными контурами. Такие схемы носят название полосовых усилителей. Выбором соответствующих параметров контуров полоса пропускания этих усилителей может быть сделана значительно более широкой, чем резонансных усилителей.

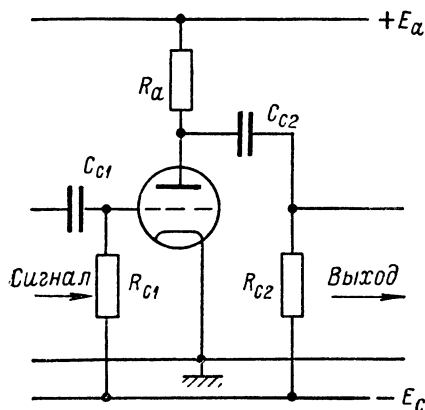


Рис. 2.2. Схема усилительного каскада на сопротивлениях.

Последнее необходимо для усиления импульсов высокочастотных колебаний.

Нагрузкой лампы аperiодического усилительного каскада служит цепь, не имеющая ярко выраженных резонансных свойств. Схемы трех наиболее распространенных типов аperiодических каскадов приведены на рис. 2.2, 2.3 и 2.4. На рис. 2.2 изображена схема усилительного каскада на сопротивлениях, или реостатного каскада. Благодаря включению „входной“ цепи $C_{c1}R_{c1}$, на сетку лампы поступает только переменная составляющая напряжения, что позволяет обеспечить правильный режим второй лампы независимо от режима первой.

Необходимое для нормальной работы лампы сеточное смещение подается через сопротивление R_{c1} . Через „переходную“ цепь $C_{c2}R_{c2}$ на сетку второй лампы подается с анода первой только переменная составляющая напряжения, что позволяет обеспечить правильный режим второй лампы независимо от режима первой.

Схема дроссельного каскада (рис. 2.3) отличается от схемы реостатного каскада заменой активного сопротивления R_a дросселем D_a . Каскад, построенный по схеме, изображенной на рис. 2.4, носит название трансформаторного. Все три типа каскадов широко используются для постройки так называемых звуковых усилителей, полоса пропускания которых лежит в пределах от нескольких десятков герц до нескольких единиц или десятков килогерц. В технике физического эксперимента особенно часто применяются реостатные каскады. Выбором соответствующих параметров схемы и введением в нее некоторых дополнительных цепей относительно легко удастся значительно расширить полосу пропускания такого каскада до многих соген килогерц или нескольких мегагерц. Поэтому реостатный усилитель обычно кладется в основу построения „широкополосных“ усилителей, пригодных для усиления сигналов с широким спектром

(например импульсов с крутыми фронтами и плоскими вершинами).

Путем введения в цепь связи узкополосных фильтров удастся получить избирательный усилитель, позволяющий выделять полосу

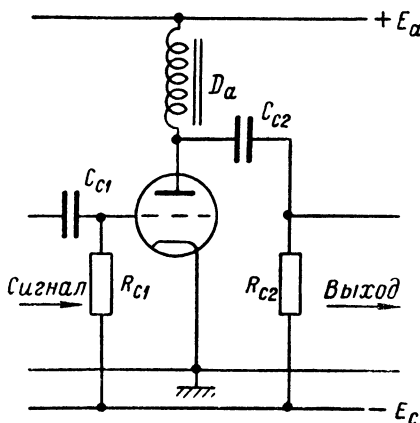


Рис. 2.3. Схема дроссельного усилительного каскада.

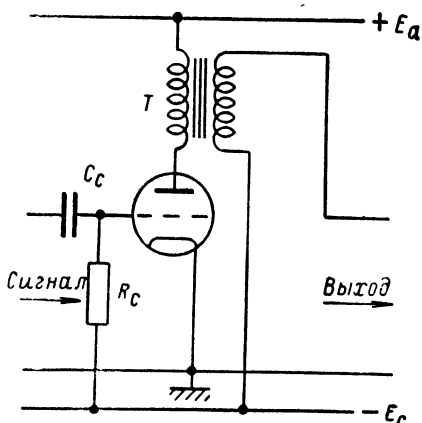


Рис. 2.4. Схема трансформаторного усилительного каскада.

частот в несколько единиц или десятков герц в области субзвуковых или звуковых частот, где резонансные каскады работают плохо.

Усилители, в которых связь между анодом одной лампы и сеткой другой осуществляется через разделительную емкость (C_c) или взаимоиндукцию, непригодны для усиления постоянного или медленно изменяющего напряжения или тока. Для этой цели служат каскады с непосредственной связью, осуществляемой через вспомогательную батарею (рис. 2.5) или другую цепь, позволяющую, с одной стороны, передать сколь угодно медленные изменения напряжения с анода одной лампы на сетку следующей, а с другой стороны, дающую возможность обеспечить правильный режим сеточной цепи второй лампы. Такие усилители носят название усилителей постоянного тока или постоянного напряжения.

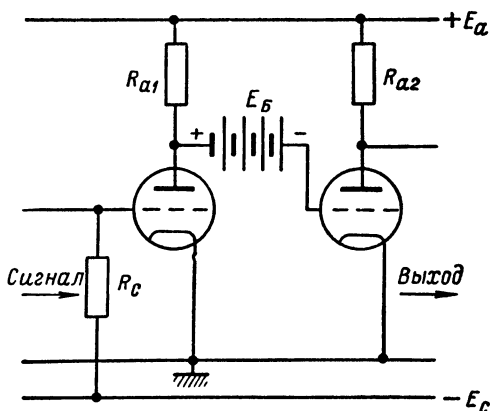


Рис. 2.5. Схема связи каскадов с помощью батареи.

Классификация усилительных каскадов по виду анодной нагрузки обычно не распространяется на выходные каскады. Последние различаются по способу включения в анодную цепь

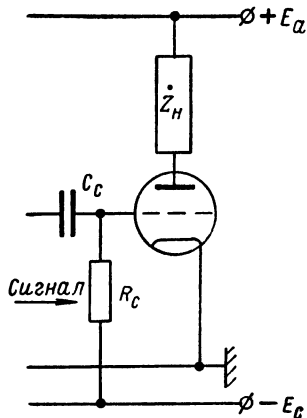


Рис. 2.6. Схема каскада с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы.

выходной лампы полезной нагрузки, на которую работает весь усилитель в целом. Именно, различают схемы с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы (рис. 2.6), схемы с дроссельным выходом (рис. 2.7) и схемы с трансформаторным выходом (рис. 2.8). Трансформаторная схема позволяет получить наиболее выгодные энергетические характеристики оконечного каскада. В технике физического эксперимента часто применяется схема непосредственного включения нагрузки в анодную цепь последней лампы усилителя.

Все приведенные схемы относятся к числу однотактных усилителей. Кроме схем такого типа, имеются усилители, носящие название двухтактных. Двухтактный каскад содержит две лампы, включенные таким образом, что действие сигнала на входе вызывает изменение потенциалов их сеток в противоположных направлениях. Анодные цепи ламп построены так, что при этом сигналы, получаемые от каждой лампы, не ней-

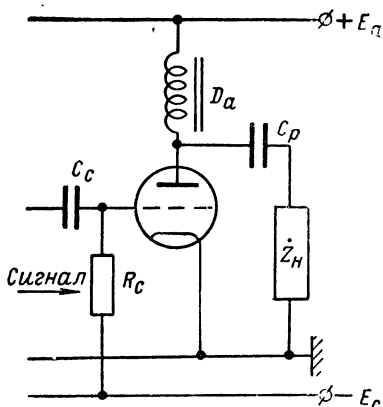


Рис. 2.7. Схема каскада с дроссельным выходом.

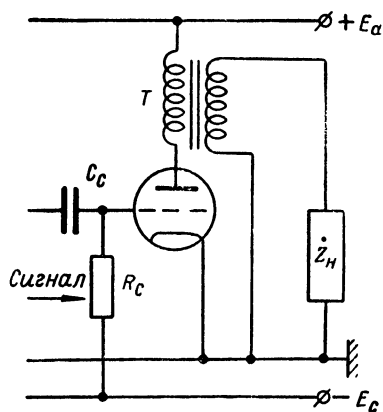


Рис. 2.8. Схема каскада с трансформаторным выходом.

трализируются, а складываются. Пример схемы двухтактного трансформаторного усилительного каскада приведен на рис. 2.9. Каскады такого типа имеют ряд преимуществ перед однотактными каскадами,

так как обладают большим к. п. д. и позволяют полнее использовать динамический диапазон ламп. Кроме того, они дают возможность построить усилитель с симметричным относительно земли выходом, что

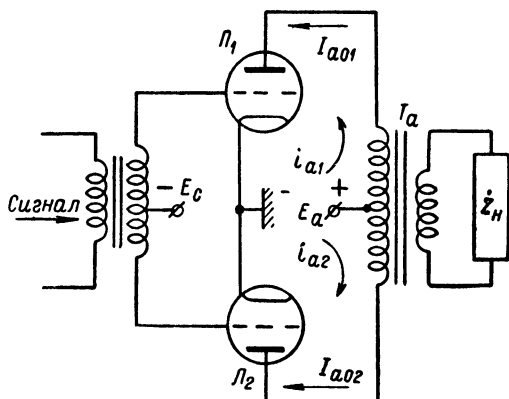


Рис. 2.9. Схема двухтактного трансформаторного усилительного каскада.

часто бывает полезно (например, при питании отклоняющих пластин осциллографической трубки, питании симметричной линии и т. д.).

Отметим, что помимо усилителей, в которых сигнал действует между сеткой и катодом лампы (как это имеет место во всех приведенных выше схемах), широко распространены каскады, в которых сигналы действуют между сеткой и анодом (рис. 2.10).

Такие каскады „с катодной нагрузкой“, обладающие некоторыми интересными свойствами, будут специально рассмотрены ниже.

Перечисленными схемами не исчерпывается все разнообразие усилительных каскадов. Здесь отмечены только наиболее типичные из них.

3. Режимы работы ламп в усилительных каскадах. Различают три основных режима работы ламп в усилительных каскадах — режимы *А*, *В* и *С*.

Режим *А* характеризуется тем, что при действии сигнала рабочая точка не выходит за пределы практически прямолинейного участка динамической характеристики лампы (рис. 2.11а). При этом нелинейные искажения минимальны, но к. п. д. каскада оказывается низким. Последнее связано с тем, что в анодной цепи лампы протекает

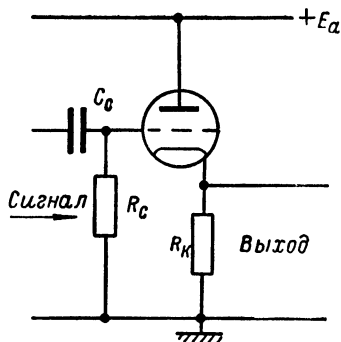


Рис. 2.10. Схема каскада с катодной нагрузкой.

постоянный ток значительной величины. Режим класса *A* широко используется в схемах относительно маломощных усилителей, в частности, лампы аperiodических усилителей напряжения или тока почти исключительно работают в этом режиме. Усилители, у которых амплитудная характеристика линейна в пределах рабочих значений амплитуды сигналов, носят название линейных или пропорциональных усилителей.

Для постройки маломощных оконечных каскадов также обычно предпочитают режим *A*, особенно, если необходимо, чтобы

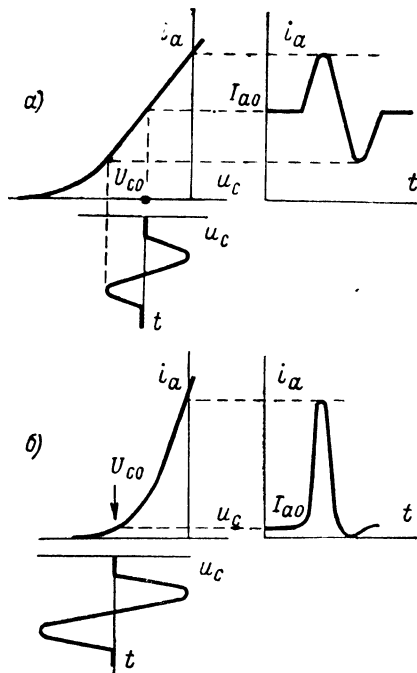


Рис. 2.11. Графическая иллюстрация работы лампы в режиме *A* (а) и в режиме *B* (б).

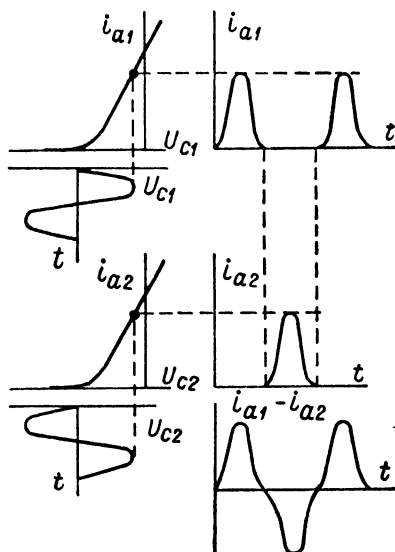


Рис. 2.12. Графическая иллюстрация работы ламп в режиме *B* в двухтактном каскаде.

степень нелинейных искажений была бы мала. В установках большой мощности, вследствие малого к. п. д., этот режим почти не применяется.

При работе лампы в режиме *B* на ее сетку подается такое смещение, что рабочая точка располагается в области сильно искривленного участка динамической характеристики (рис. 2.11б). К. п. д. каскада в этом случае значительно выше, чем при работе лампы в режиме *A*, так как величина постоянной составляющей анодного тока мала, но нелинейные искажения сигналов оказываются большими.

При работе лампы в режиме *C* абсолютная величина сеточного смещения выбирается еще большей, чем в режиме *B*. Работа

усилителя в этом режиме связана с еще большими нелинейными искажениями сигналов.

Режимы работы *B* и *C* широко применяются в резонансных усилителях, а также в двухтактных схемах. Благодаря резонансным свойствам анодной нагрузки лампы, гармоники основной частоты оказываются ослабленными и, следовательно, усиление сигналов связано с небольшими нелинейными искажениями.

При использовании режимов *B* и *C* в двухтактных схемах нелинейные искажения также относительно невелики, даже если нагрузка каскада апериодическая. Это видно из графиков на рис. 2.12, иллюстрирующих работу двухтактного каскада при действии на его входе гармонического напряжения. Здесь i_{a1} и i_{a2} — мгновенные значения анодных токов первой и второй лампы. Напряжение на сетках обеих ламп действует в противофазе, что учтено на приведенном графике. Форма напряжения на выходе определяется изменением с течением времени величины разности токов i_{a1} и i_{a2} . Легко видеть, что напряжение значительно ближе по форме к входному, чем в однотактном каскаде, работающем в таком же режиме.

Кроме трех основных режимов работы ламп, иногда используются промежуточные режимы *AB* и *BC*, в которых начальная рабочая точка располагается соответственно правее или левее ее положения в режиме *B*. Оба эти режима также связаны с большими нелинейными искажениями и применяются в таких же схемах, что и режимы *B* и *C*.

§ 2. Усилитель на сопротивлениях

1. Стационарные характеристики усилительного каскада на сопротивлениях. Линейные искажения сигналов при усилении связаны, вообще говоря, с процессами во всех цепях каскада, содержащих реактивные элементы, — в анодной цепи лампы (включая цепь связи одного каскада с другим), цепи смещения и цепи питания экранной сетки (если каскад построен на пентоде или тетроде). Существенную роль играют паразитные параметры, причем, как можно показать, во всяком случае в области не слишком высоких частот, паразитные емкости вносят более существенные искажения, чем паразитные индуктивности элементов монтажа (исключая, впрочем, индуктивности рассеяния трансформаторов). Для того чтобы упростить рассмотрение характеристик реостатного усилительного каскада, будем полагать сначала, что каскад построен на триоде, а цепь смещения не искажает формы сигналов. Искажения, связанные с этими цепями, рассмотрим отдельно. Далее, будем считать, что при действии сигналов рабочая точка остается в пределах области линейных участков характеристик лампы и поэтому последнюю можно рассматривать как линейный элемент.

На рис. 2.13а приведена эквивалентная схема лампы с нагрузкой по ее анодной цепи в случае усилительного каскада на сопротивлениях. Анодная нагрузка лампы для переменного тока состоит из сопротивления R_a , цепи связи анода лампы с сеткой следующей лампы — C_{c2} , R_{c2} и паразитных параметров. К числу последних относятся параметры входа следующего каскада — активное сопротивление $R_{вх2}$ и емкость $C_{вх2}$ (см. рис. 1.67), распределенная емкость

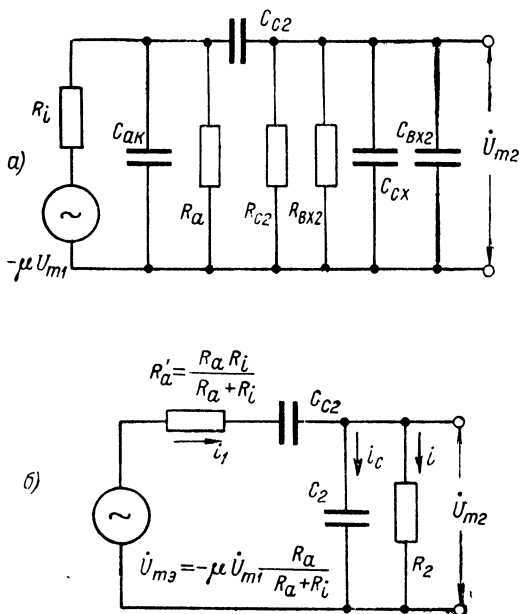


Рис. 2.13. Эквивалентные схемы для переменного тока анодной цепи лампы усилительного каскада на сопротивлениях.

монтажа $C_{сх}$ и емкость между анодом и катодом лампы рассматриваемого каскада $C_{ак}$. Так как емкость C_{c2} обычно на много порядков больше остальных емкостей схемы, то емкости $C_{вх2}$, $C_{ак}$ и $C_{сх}$ можно объединить в одну емкость:

$$C_2 = C_{вх2} + C_{ак} + C_{сх}. \quad (2.1)$$

Заменяя также параллельное включение сопротивлений R_{c2} и $R_{вх2}$ одним $R_2 = \frac{R_{вх2} R_{c2}}{R_{вх2} + R_{c2}}$, придадим эквивалентной схеме более компактный вид (рис. 2.13б). Составляя для этой схемы уравнения

Кирхгофа для мгновенных значений токов и напряжений и исключая переменные i_1 и i_c , получим:

$$\frac{R_2 C_2 R_a P_i}{R_a + R_i} \frac{di}{dt} + \left[\frac{R_a R_i}{R_a + R_i} + R_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_{c2}} \right) \right] i + \frac{1}{C_{c2}} \int i dt = -\mu u_1 \frac{R_a}{R_a + R_i}. \quad (2.2)$$

Это уравнение дает возможность найти стационарные характеристики каскада. Для этого, полагая, что на сетке лампы действует гармоническое напряжение, перейдем в (2.2) от мгновенных значений тока и напряжения к комплексным амплитудам. Производя простые алгебраические преобразования и считая, что $C_{c2} \gg C_2$, получим следующее выражение для комплексного коэффициента усиления каскада на сопротивлениях:

$$\dot{K} = -\mu \frac{1}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_2} \right) + j \left[\omega C_2 R_i - \frac{1}{\omega C_{c2} R_2} \left(\frac{R_i}{R_a} + 1 \right) \right]}. \quad (2.3)$$

Пользуясь этим выражением, нетрудно найти частотную и фазовую характеристики каскада.

Вид графиков $K = K(\omega)$ и $\Psi = \Psi(\omega)$, соответствующих выражению (2.3), иллюстрируют кривые, изображенные на рис. 2.14, причем отсчет величины Ψ ведется от значения, равного π . Так как изменение фазы всех частотных компонент спектра сигнала на угол π приводит только к изменению его полярности, а форма сигнала при этом не искажается, то обычно, говоря о фазовой характеристике каскада, и имеют в виду зависимость от частоты величины Ψ , отсчитанной от значения, равного π .

Частота, соответствующая $\Psi = \Psi_0 = 0$ (или, точнее говоря, $\Psi = \pi$) и, одновременно, максимальной величине коэффициента усиления $K = K_0$, носит название квазирезонансной частоты и определяется из соотношения:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_{c2} C_2 R_2 R_i} \left(\frac{R_i}{R_a} + 1 \right)}. \quad (2.4)$$

При этом значении частоты сигнала соотношение (2.3) можно переписать в виде

$$K_0 = -SR_0, \quad (2.5)$$

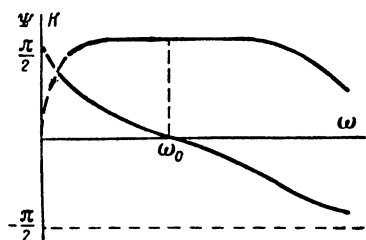


Рис. 2.14. Частотная и фазовая характеристики усилительного каскада на сопротивлениях.

где

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_s}}. \quad (2.6)$$

Соотношение (2.5) показывает, что эквивалентная схема каскада для сигнала с частотой ω_0 может быть представлена в виде цепи, не содержащей емкостей (рис. 2.15а).

Если частота $\omega \gg \omega_0$, то (2.3) можно приближенно записать в виде

$$\dot{K}_B = - \frac{SR_0}{1 + j\omega C_s R_0}. \quad (2.7)$$

Написанное выражение показывает, что в области высокочастотного конца спектра приближенная эквивалентная схема реостатного каскада имеет вид RC -цепи с емкостью на выходе (рис. 2.15б). Это соответствует тому, что при достаточно большой частоте сигнала сопротивлением конденсатора C_{c2} можно пренебречь, заменив его коротким замыканием. Уменьшение усиления с возрастанием частоты, по сравнению с квазирезонансной, обусловлено уменьшением сопротивления емкости C_2 и возрастанием в связи с этим доли переменного напряжения, падающего на сопротивлении R_i . Если $\omega \rightarrow \infty$, то $\frac{1}{\omega C_s} \rightarrow 0$, и величина коэффициента усиления каскада уменьшается до нуля.

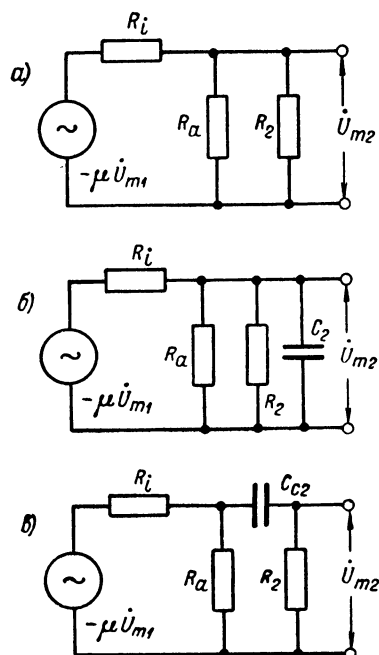
Если частота $\omega \ll \omega_0$, то соотношение (2.3) можно приближенно записать в виде

$$\dot{K}_B = - \frac{SR_0}{1 - \frac{j}{\omega R_B C_{c2}}}, \quad (2.8)$$

где

$$R_B = R_s + \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_i}}. \quad (2.9)$$

Рис. 2.15. Эквивалентные схемы анодной цепи лампы усилительного каскада на сопротивлениях: (а) — для квазирезонансной частоты, (б) — для области частот, значительно превышающих квазирезонансную, и (в) — для области частот, значительно меньших квазирезонансной.



Выражение (2.8) показывает, что в области нижних частот спектра эквивалентная схема реостатного каскада может быть представлена в виде RC -цепи с активным сопротивлением на выходе (рис. 2.15в).

Это соответствует тому, что при достаточно низкой частоте проводимость емкости C_2 становится настолько малой, что ею можно пренебречь по сравнению с проводимостью остальных элементов схемы. Уменьшение усиления по мере снижения частоты по сравнению с квазирезонансной обусловлено возрастанием сопротивления емкости C_{c2} . Если $\omega \rightarrow 0$, то $\frac{1}{\omega C_{c2}} \rightarrow \infty$, и коэффициент усиления каскада падает до нуля.

Пользуясь выражениями (2.5) и (2.7), найдем неравномерность частотной характеристики каскада в области высокочастотного конца спектра:

$$M_B = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_2 R_0)^2}}. \quad (2.10)$$

Зависимость коэффициента неравномерности M_B от безразмерной величины $\Omega_B = \omega C_2 R_0$ носит название обобщенной частотной харак-

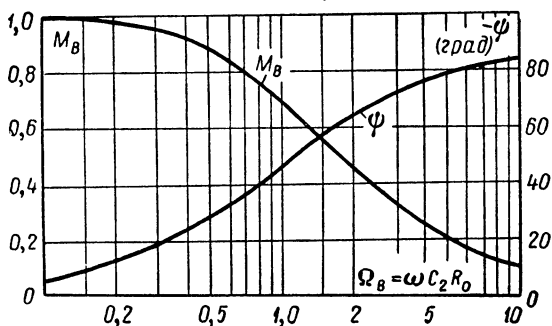


Рис. 2.16. Обобщенные частотная и фазовая характеристики усилительного каскада на сопротивлениях для высокочастотного конца спектра.

теристики реостатного каскада в области высокочастотной части спектра. Такая характеристика изображена на рис. 2.16. На этом же графике приведена обобщенная фазовая характеристика каскада, т. е. зависимость $\Psi = \Psi(\Omega_B)$. Из выражения (2.7) следует, что ее уравнение

$$\Psi = -\arctg \Omega_B. \quad (2.11)$$

Обратим внимание на то, что сдвиг фазы Ψ , соответствующий некоторой частоте ω , просто связан с величиной неравномерности частотной характеристики для этой частоты. Действительно, из (2.10) и (2.11) имеем:

$$|\cos \Psi_B| = M_B, \quad (2.12)$$

т. е. косинус угла сдвига фазы сигнала численно равен коэффициенту неравномерности частотной характеристики для той же частоты.

Неравномерность частотной характеристики каскада в области низкочастотного конца спектра, обусловленную его переходной цепью (M_{nc}), можно найти с помощью выражений (2.5) и (2.8):

$$M_{nc} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_{c2} R_H}\right)^2}}. \quad (2.13)$$

Зависимость $M_{nc} = f(\Omega_H)$, где $\Omega_H = \omega C_{c2} R_H$ носит название обобщенной частотной характеристики реостатного каскада в области

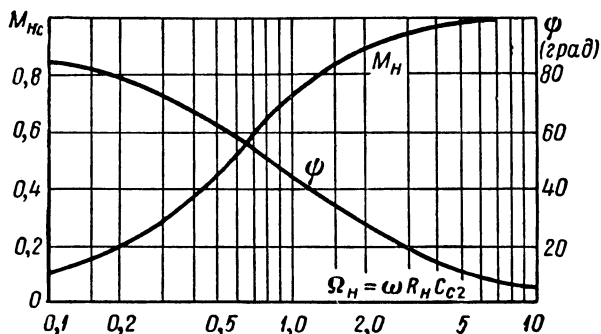


Рис. 2.17. Обобщенные частотная и фазовая характеристики усилительного каскада на сопротивлениях для низкочастотного конца спектра.

низкочастотного конца спектра. Такая характеристика изображена на рис. 2.17, на котором также приведена обобщенная фазовая характеристика каскада в низкочастотной части спектра, описываемая уравнением

$$\Psi_H = \arctg \frac{1}{\Omega_H}. \quad (2.14)$$

Из сравнения (2.13) и (2.14) следует, что

$$\cos \Psi_H = M_{nc}, \quad (2.15)$$

т. е., как и в области высокочастотного конца спектра, косинус угла сдвига фазы сигнала, проходящего через каскад, численно равен коэффициенту неравномерности частотной характеристики для той же частоты.

Из приведенных соотношений следует, что малые частотные искажения обеспечивают малые фазовые искажения. Фазовая характеристика каскада остается приблизительно прямолинейной даже если усиление в области крайних частот диапазона, на который рассчитан усилитель, на 10—15% меньше своей максимальной величины, т. е. если величина M падает до 0,9—0,85.

Обычно при расчете реостатного усилителя без коррекции, предназначенного для усиления сигналов, имеющих сравнительно узкий спектр, принимаются во внимание только частотные искажения. Параметры схемы выбираются такими, чтобы эти искажения не превосходили допустимой величины. Если указано, что величина коэффициента неравномерности частотной характеристики при частоте $\omega = \omega_b^* \gg \omega_0$ не должна быть менее чем M_b^* , то на основании выражения (2.10) находим, что параметры схемы должны удовлетворять соотношению

$$\omega_b^* \tau_a \leq \frac{\sqrt{1 - M_b^{*2}}}{M_b^*} = q, \quad (2.16)$$

где $\tau_a = C_2 R_0$.

Совершенно так же для того, чтобы при частоте $\omega = \omega_n^* \ll \omega_0$ коэффициент неравномерности частотной характеристики за счет переходной цепи был бы не меньше M_{nc}^* , параметры схемы должны удовлетворять условию

$$\omega_n^* \tau_c \geq \frac{M_{nc}^*}{\sqrt{1 - M_{nc}^{*2}}} = \frac{1}{q_c} \quad (2.17)$$

(здесь $\tau_c = C_{c2} R_n$), которое легко находится из соотношения (2.13).

Написанные соотношения могут служить для выбора параметров схемы каскада по заданным значениям верхней и нижней граничной частоты полосы пропускания. Численно величина, стоящая справа, определяется теми значениями M_b^* и M_n^* , которыми ограничивается полоса пропускания. При $M_{nc}^* = M_b^* = \frac{1}{\sqrt{2}}$ получаем $q = q_c = 1$. При $M_{nc}^* = M_b^* = 0,9$ получаем $q = q_c = \frac{1}{2}$.

Обратим внимание на то, что при выбранной лампе и фиксированной емкости монтажа расширение полосы пропускания каскада в сторону высоких частот сопровождается уменьшением величины коэффициента усиления в области средних частот. Действительно, из выражений (2.5) и (2.16) следует, что произведение абсолютного значения коэффициента усиления каскада на верхнюю границу полосы пропускания

$$\omega_b^* K_0 = \frac{qS}{C_2}. \quad (2.18)$$

Поэтому, если нужно построить широкополосный усилитель, у которого верхняя граница полосы пропускания лежит в области многих сотен килогерц или нескольких мегагерц, следует применять лампы с большой крутизной и малыми входной и выходной емкостями. Значения $\frac{S}{C_2}$ для некоторых ламп будут приведены ниже.

2. Переходные характеристики усилительного каскада на сопротивлениях. Рассматривая нестационарные процессы в схеме реостатного каскада, попрежнему будем считать, что лампа представляет

собой линейный элемент, т. е. будем полагать, что рабочая точка остается в пределах области линейных участков характеристик лампы.

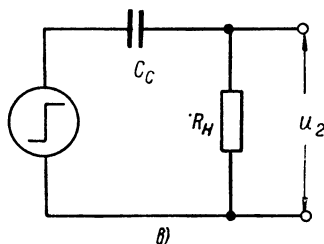
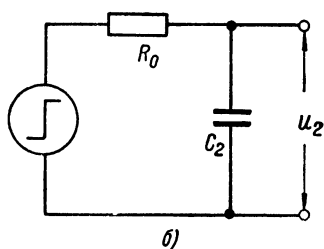
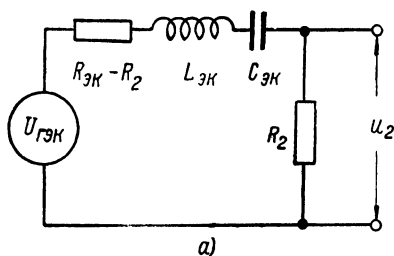


Рис. 2.18. Представление эквивалентной схемы усилительного каскада на сопротивлениях в виде аperiodического контура (а) и в виде RC-цепей для интервала времени $t \ll \tau_c$ (б) и интервала времени $t \gg \tau_a$ (в).

При этом переходная характеристика каскада будет совпадать с переходной характеристикой цепи, изображенной на рис. 2.13, на входе которой напряжение изменяется скачком на конечную величину. Для того чтобы найти эту характеристику, заметим, что уравнение (2.2) совпадает с уравнением для тока в цепи, состоящей из последовательно включенных индуктивности, емкости и сопротивления [выражение (1.4)]. Поэтому эквивалентная схема каскада может быть представлена в виде RLC-цепи с активным выходом (рис. 2.18а), параметры которой:

$$R_{эк} = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} + R_2 = R_n$$

(полагаем $C_2 \ll C_{c2}$),

$$C_{эк} = C_{c2},$$

$$L_{эк} = \frac{R_a R_2 R_i}{R_a + R_i} C_2 = R_n R_0 C_2,$$

$$U_{гэк} = -\mu U_{m1} \frac{R_a}{R_a + R_i}.$$

Изменение напряжения на выходе таких цепей при мгновенном изменении напряжения на их входе было уже рассмотрено в § 2 гл. I. Так как контур, изображенный на рис. 2.18, аperiodический (см. § 1 гл. I), то напряжение на его выходе описывается выражениями (1.57) и (1.58). Для того чтобы более под-

робно судить о характере процессов в схеме, заметим, что

$$\delta = \frac{R_{эк}}{2L_{эк}} = \frac{1}{2\tau_a} \text{ и } x = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = \frac{1}{2\tau_a} \sqrt{1 - \frac{4\tau_a}{\tau_c}} \approx \frac{1}{2\tau_a} - \frac{1}{\tau_c}$$

(поскольку $\tau_a \ll \tau_c$).

Поэтому, как это следует из выражения (1.57), при мгновенном изменении напряжения на сетке лампы на величину U_{m1} напряжение

на выходе каскада усилителя на сопротивлениях будет изменяться по закону

$$u_2 = -U_{m1}SR_0 \left(e^{-\frac{t}{\tau_c}} - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right). \quad (2.19)$$

Это выражение справедливо в течение всего времени, пока напряжение u_1 после скачка остается неизменным.

Так как $\tau_a \ll \tau_c$, то пока время t остается значительно меньшим величины τ_c , первое слагаемое в выражении (2.19) можно приближенно считать равным единице. Поэтому в первые моменты после скачка напряжения на сетке лампы напряжение на выходе каскада изменяется по закону:

$$u_2 = -U_{m1}SR_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right). \quad (2.20)$$

Следовательно, для значений времени, удовлетворяющих неравенству $t \ll \tau_c$, эквивалентная схема каскада может быть представлена в виде RC -цепи, состоящей из сопротивления R_0 и емкости C_2 , на входе которой действует напряжение, равное величине $U_{m1}SR_0$, а выходом является емкость C_2 (рис. 2.18б). Таким образом, искажение быстрых скачков напряжения обусловлено наличием паразитной емкости в схеме каскада. Чем меньше эта паразитная емкость, тем быстрее устанавливается напряжение на выходе и тем точнее воспроизводится скачок входного напряжения. В связи с этим качество каскада оценивается временем изменения выходного напряжения при скачке напряжения на входе (это время часто называют временем реакции). Время реакции может быть определено по-разному. Часто его считают равным интервалу времени

$$t = t_\Phi = 5\tau_a. \quad (2.21)$$

За это время напряжение на выходе каскада практически достигает своего максимального значения

$$|U_{m2}| = U_{m1}SR_0. \quad (2.22)$$

Иногда временем фронта условно называют величину

$$t_\Phi = \tau_a, \quad (2.23)$$

что соответствует приближенной замене экспоненциального нарастания напряжения на выходе каскада — линейным (рис. 2.19а).

Наконец, в некоторых случаях, говоря о времени нарастания напряжения, имеют в виду интервал времени,

$$t_\Phi = 2,2\tau_a, \quad (2.24)$$

в течение которого напряжение на выходе изменяется от 10 до 90% своего максимального значения (точки *a* и *б* на рис. 2.19а).

Приведенные соотношения могут быть записаны в виде

$$t_{\Phi} = q' \tau_a, \quad (2.25)$$

причем значение коэффициента q' определяется тем, что понимается под временем фронта. Пользуясь этим выражением, можно оценить, каково должно быть значение постоянной времени τ_a для того, чтобы возрастание напряжения на выходе каскада происходило за

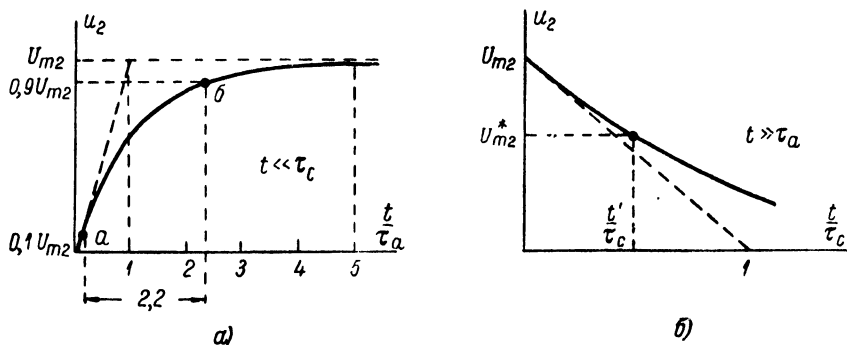


Рис. 2.19. Зависимость от времени напряжения на выходе усилительного каскада на сопротивлениях при мгновенном скачке напряжения на входе: (а) — для интервала времени $t \ll \tau_c$ и (б) — для интервала времени $t \gg \tau_a$.

определенный промежуток времени. Очевидно, что чем меньше допустимая величина последнего, тем меньше должно быть сопротивление R_0 и тем, следовательно, будет меньше величина стационарного коэффициента усиления, определяемого соотношением

$$K_m = \frac{|U_{m2}|}{U_{m1}} = SR_0. \quad (2.26)$$

Сопоставляя последнее выражение с выражениями для величины t_{Φ} , легко видеть, что

$$\frac{K_m}{t_{\Phi}} = \frac{1}{q'} \frac{S}{C_s}. \quad (2.27)$$

Поэтому для усиления сигналов с крутыми фронтами необходимо применять лампы с большой крутизной и малыми входной и выходной емкостями.

Перейдем к рассмотрению зависимости величины напряжения u_2 от времени при больших значениях последнего. Если $t \gg \tau_a$, то второе слагаемое в выражении (2.19) можно считать приблизительно равным нулю и переписать это выражение в виде:

$$u_2 = -U_{m1} SR_0 e^{-\frac{t}{\tau_c}}. \quad (2.28)$$

Следовательно, в области значений времени $t \gg \tau_c$ эквивалентная схема каскада может быть представлена в виде RC -цепи, состоящей из разделительной емкости C_{c2} и сопротивления R_n . На входе этой цепи действует напряжение $U_{m1}SR_0$, а выходом является активное сопротивление R_n (рис. 2.18в). Отсюда видно, что наличие в схеме каскада разделительной цепи приводит к тому, что напряжение на его выходе уменьшается, хотя напряжение, действующее в цепи сетки, остается постоянным. Это явление иногда называют „скалыванием“ плоской части сигнала. С течением времени напряжение u_2 стремится к нулю. Время, в течение которого напряжение уменьшится в заданное число раз по сравнению со своим максимальным значением, однозначно определяется постоянной времени τ_c . За время $t = t'$ напряжение на выходе каскада достигает величины

$U_{m2}^* = -U_{m2}e^{-\frac{t'}{\tau_c}}$ (рис. 2.19б). Поэтому относительное уменьшение напряжения $\beta_c = \frac{U_{m2} - U_{m2}^*}{U_{m2}} = 1 - e^{-\frac{t'}{\tau_c}}$. Для того чтобы величина β_c не превышала заданного значения β_c^* , постоянная времени τ_c должна удовлетворять неравенству:

$$\tau_c \geq \frac{t'}{\ln \frac{1}{1 - \beta_c^*}} \quad (2.29)$$

[см. выражение (1.27)]. Большей частью при усилении сигналов с плоскими вершинами допускается сравнительно небольшое скалывание последних, т. е. величина β_c^* должна быть много меньше единицы. При этом условии соотношение (2.29) может быть заменено приближенным выражением

$$\tau_c \geq \frac{t'}{\beta_c^*}. \quad (2.30)$$

Таким образом, при скачкообразном изменении напряжения на входе напряжение на выходе каскада отличается по своей форме от входного в двух отношениях: во-первых, мгновенный скачок заменяется экспоненциальным изменением напряжения и, во-вторых, пока напряжение на входе сохраняет свою новую величину, напряжение на выходе экспоненциально убывает. Первое связано с наличием в схеме, помимо полезного сопротивления нагрузки R_a , также паразитной емкости C_2 , а второе обусловлено переходной цепью, емкость которой с течением времени изменяет свой заряд. Величины t_f и β_c^* могут служить мерой этих искажений, а выражения, связывающие t_f и τ_c , а также β_c^* и τ_c — для выбора параметров схемы.

Обратим внимание на то, что стационарные и переходные характеристики реостатного каскада тесно связаны между собой (что естественно, так как их вид определяется одними и теми же параметрами схемы). Для наглядности приведем следующую сводку.

**Стационарные характеристики
реостатного каскада**

Максимальный коэффициент
усиления каскада

$$K_0 = SR_0$$

соответствует квазирезонансной
частоте

$$\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{\tau_a \tau_c}}.$$

Снижение частотной характеристики в области нижних частот обусловлено переходной цепью. Нижняя граница полосы пропускания связана с постоянной времени τ_c соотношением:

$$\omega_n^* = \frac{1}{q_c \tau_c}.$$

Снижение частотной характеристики в области верхних частот обусловлено паразитной емкостью. Верхняя граница полосы пропускания связана с постоянной времени τ_a соотношением:

$$\omega_v^* = \frac{q}{\tau_a}.$$

Верхняя граница полосы пропускания каскада связана с максимальным коэффициентом усиления соотношением:

$$\omega_v^* K_0 = q \frac{S}{C_s}.$$

Простая связь между переходными и стационарными характеристиками усилительного каскада на сопротивлениях дает возможность на основании вида первых легко судить об искажениях формы импульсов. Действительно, из приведенных выше соотношений следует, что относительный спад за время t' выходного напряжения β_c^* связан с нижней границей полосы пропускания выражением:

$$\beta_c^* = q_c t' \omega_n^*,$$

**Переходные характеристики
реостатного каскада**

Стационарный коэффициент
усиления каскада

$$K_m = SR_0$$

соответствует времени после
скачка

$$\tau_c \gg t \gg \tau_a.$$

Уменьшение напряжения на выходе при неизменном напряжении на входе после скачка обусловлено переходной цепью. Относительное уменьшение напряжения за время t' связано с постоянной времени τ_c соотношением:

$$\beta_c^* = \frac{t'}{\tau_c}.$$

Замедление нарастания напряжения на выходе каскада при мгновенном изменении напряжения на входе обусловлено паразитной емкостью. Время фронта выходного напряжения связано с постоянной времени τ_a соотношением:

$$t_\Phi = q' \tau_a.$$

Время нарастания напряжения на выходе связано со стационарным коэффициентом усиления соотношением:

$$\frac{K_m}{t_\Phi} = \frac{1}{q'} \frac{S}{C_s}.$$

(2.31)

а длительность фронта выходного напряжения связана с верхней границей полосы пропускания:

$$t_{\phi} = \frac{q q'}{\omega_{\kappa}^2}. \quad (2.32)$$

К сожалению, для более сложных схем эта связь оказывается не столь простой.

3. Искажения, вносимые вспомогательными цепями усилительного каскада. На рис. 2.20 изображена схема реостатного каскада на пентоде. Она включает две цепи, которые не учитывались при рассмотрении характеристик усилительного каскада: RC -цепь в катode лампы и цепь экранной сетки. Обе эти цепи определяют режим работы лампы. При выборе последнего обычно принимают во внимание возможность появления нелинейных искажений. Для того чтобы они были малы, динамическая характеристика лампы должна располагаться в пределах приблизительно линейных участков ее статических характеристик. Кроме того, в большинстве случаев стремятся поставить лампу в такой режим, при котором для всех значений потенциала ее сетки во время работы сеточный ток был бы практически равен нулю. В противном случае рассматриваемый каскад будет представлять собой нелинейную нагрузку для предыдущего каскада (или другого источника усиливаемых сигналов), что приведет к появлению дополнительных амплитудных искажений.

В современных схемах чаще всего используют автоматическое смещение, т. е. получают необходимое начальное отрицательное смещение на сетке за счет протекания тока по сопротивлению R_k , включенному в катод лампы. Величина этого сопротивления может быть найдена на основании очевидного соотношения:

$$R_k = \frac{|U_{c0}|}{I_{k0}} = \frac{|U_{c0}|}{I_{a0} + I_{s0}}, \quad (2.33)$$

где I_{a0} и I_{s0} — соответственно анодный ток и ток экранной сетки лампы в исходном режиме. Для того чтобы переменные составляющие катодного тока не создавали заметного падения напряжения на

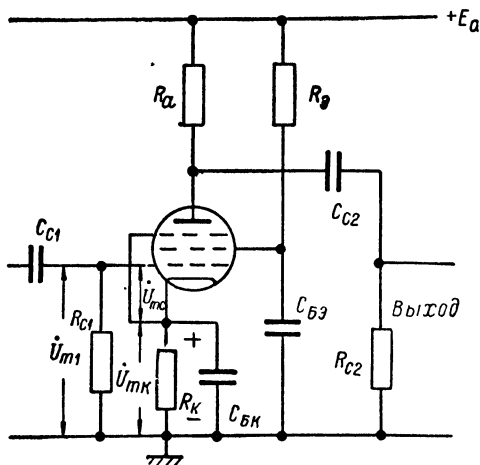


Рис. 2.20. Схема усилительного каскада на сопротивлениях на пентоде.

сопротивления R_k , его обычно шунтируют конденсатором ($C_{бк}$). Однако, очевидно, что с понижением частоты активная составляющая сопротивления катодной цепи растет, и увеличивается амплитуда переменного напряжения, действующего на катоде лампы. Это приводит к тому, что амплитуда переменного напряжения между сеткой и катодом лампы оказывается меньше амплитуды напряжения сигнала. Очевидно, что вследствие этого явления, носящего название „отрицательной обратной связи“ (подробнее оно рассмотрено в § 4 настоящей главы), напряжение на выходе каскада получается меньшим, чем при действии всего сигнала на сетке лампы. Это эквивалентно снижению усиления каскада. Отсюда следует, что введение цепи автоматического смещения приводит к дополнительному снижению частотной характеристики каскада в области нижних частот. Для того чтобы оно было мало, емкость блокировочного конденсатора $C_{бк}$ должна быть выбрана достаточно большой. О необходимой величине ее можно судить, если найти зависимость $K(\omega)$, обусловленную действием катодной цепи. Очевидно, что

$$\dot{U}_{mk} = \dot{i}_{mk} \frac{R_k}{1 + j\omega C_{бк} R_k}.$$

Далее при $R_a \ll R_i$ катодный ток $\dot{i}_{mk} = S_k \dot{U}_{mc}$. Здесь S_k — крутизна характеристики катодного тока, равная сумме крутизны анодного тока и тока экранной сетки по напряжению на управляющей сетке. Для большинства ламп она на 20—30% превышает крутизну анодной характеристики. Из написанных выражений следует, что

$$U_{mo} = U_{m1} \frac{\sqrt{1 + (\omega C_{бк} R_k)^2}}{\sqrt{(1 + S_k R_k)^2 + (\omega C_{бк} R_k)^2}}.$$

Снижение частотной характеристики, связанное с катодной цепью лампы, обусловлено уменьшением U_{mc} по сравнению с U_{m1} . В области значений ω , в которой выполняется неравенство $\omega C_{бк} R_k \gg 1$ и, следовательно, катодная цепь не слишком сильно уменьшает усиление:

$$M_{нк} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_k}\right)^2}}, \quad (2.34)$$

где $\tau_k = \frac{C_{бк} R_k}{1 + S_k R_k}$.

Это выражение совершенно подобно выражению (2.13), полученному при рассмотрении искажений, связанных с переходной цепью каскада. Поэтому емкость блокировочного конденсатора может быть выбрана на основании соотношения

$$\omega_n^* \tau_k \gg \frac{M_{нк}^*}{\sqrt{1 - M_{нк}^{*2}}} = \frac{1}{q_k} \quad (2.35)$$

по заданной величине неравномерности $M_{\text{нк}}^*$, подобно тому, как емкость C_{c2} выбирается по заданной неравномерности $M_{\text{нс}}$. Если же, наоборот, постоянная времени катодной цепи лампы τ_k задана, то выражение (2.34) дает возможность определить неравномерность характеристики, связанную с изменением заряда емкости $C_{\text{бк}}$ при действии сигнала.

Если говорить о переходных характеристиках каскада, то действие цепи автоматического смещения, подобно переходной цепи, приводит к снижению напряжения на выходе при неизменном напряжении на входе после скачка. Действительно, в исходном режиме блокировочный конденсатор заряжен до напряжения, равного $I_{\text{к0}} R_k$. Если напряжение на входе претерпевает скачок на конечную величину U_{m1} и в связи с этим катодный ток должен приобрести новое значение, то напряжение на блокировочном конденсаторе начинает изменяться по экспоненциальному закону с постоянной времени

$\tau_k = \frac{C_{\text{бк}} R_k}{1 + S_k R_k}$, стремясь к величине,

равной $R_k I_{\text{к1}}$. Соответственно изменятся и напряжение между сеткой и катодом лампы (хотя напряжение на входе сохраняет свою величину), и напряжение на катоде лампы экспоненциально приближается к своему стационарному значению (рис. 2.21). Рассуждения, совершенно аналогичные приведенным выше, позволяют заключить, что изменение анодного напряжения следует зависимости

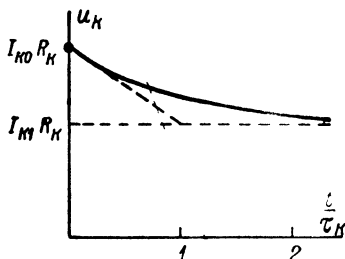


Рис. 2.21. Изменение напряжения на катоде лампы усилительного каскада на сопротивлениях при мгновенном скачке напряжения на входе, обусловленное процессами в цепи автоматического сеточного смещения лампы.

$$u_a = U_{am} \left(\frac{\tau_k}{C_{\text{бк}} R_k} + \frac{S_k}{C_{\text{бк}}} \tau_k e^{-\frac{t}{\tau_k}} \right), \quad (2.36)$$

где $U_{am} = S R_0 U_{m1}$.

Очевидно, что дополнительные искажения, вносимые катодной цепью, будут малы, если ее постоянная времени достаточно велика по сравнению со временем t' , в течение которого напряжение на входе остается неизменным. Начальная скорость уменьшения выходного

напряжения $\left(\frac{du_a}{dt} \right)_{t=0} = -U_{am} \frac{S_k}{C_{\text{бк}}}$, и за время t' (при $\tau_k \gg t'$) напря-

жение на аноде лампы уменьшается на величину $\Delta u_a = U_{am} \frac{S_k}{C_{\text{бк}}} t'$.

Поэтому относительный спад напряжения u_a за время t' , обусловленный процессами в катодной цепи лампы β_k , связан с крутизной характеристики ее катодного тока и емкостью блокировочного

конденсатора соотношением $\beta_k = \frac{S_k}{C_{6k}} t'$. Если величина β_k не должна превышать β_k^* , то емкость C_{6k} может быть выбрана на основании соотношения

$$C_{6k} \geq \frac{S_k}{\beta_k^*} t'. \quad (2.37)$$

Обратимся к цепи экранной сетки лампы. В схеме, изображенной на рис. 2.20, напряжение на экранную сетку подается через сопротивление R_s , на котором за счет протекания по нему экранного тока падает часть напряжения источника питания E_a .

Если бы блокировочного конденсатора C_{6s} в схеме не было, напряжение на экранной сетке при действии сигнала не оставалось бы постоянным вследствие протекания по сопротивлению R_s переменного тока. Легко показать, что такое изменение потенциала экранной сетки приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада.

Далее, очевидно, что какова бы ни была емкость конденсатора C_{6s} с уменьшением частоты сигнала все большая и большая доля переменного экранного тока будет протекать через сопротивление R_s . Поэтому экранная цепь лампы приводит к дополнительному снижению частотной характеристики каскада в области низких частот.

Аналогично процессам в катодной цепи, процессы в экранной цепи приводят к дополнительному спаду напряжения на выходе каскада при неизменном значении напряжения на входе после скачка его на конечную величину.

Поскольку процессы в катодной и экранной цепях лампы оказывают аналогичное влияние на вид стационарных и переходных характеристик каскада, то можно воспользоваться соотношениями (2.35) и (2.37) для определения необходимой величины емкости блокировочного конденсатора C_{6s} . Для этого достаточно заменить R_k на R_s , а S_k на S_s — крутизну тока экранирующей сетки по напряжению на ней ^[10] (т. е. проводимость лампы по экранной сетке):

$$\omega_s^* \tau_s = \frac{1}{q_s}, \quad (2.38)$$

$$C_{6s} \geq \frac{S_s}{\beta_s^*} t'. \quad (2.39)$$

Значения величины S_s для некоторых ламп приводятся в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Тип лампы	6Ж4	6П9	6Ж1П	6Ж8	6Ж3	6К8	6П6С	6П3С
S_s (ма/в)	0,05	0,1	0,08	0,03	0,04	0,06	0,04	0,05

Если усилитель предназначен для передачи весьма медленных изменений напряжения, то необходимая емкость блокировочного конденсатора оказывается чрезмерно большой. В этом случае питание экранной сетки лампы осуществляется с помощью делителя напряжения, для чего в схему вводится еще одно сопротивление, связывающее экранную сетку с нулевым проводом, и исключается конденсатор $C_{бз}$. Последний способ ведет к заметному дополнительному расходу энергии источника питания анодных цепей (поскольку потенциометр должен быть достаточно мощным).

Усилительные каскады, построенные на пентодах, содержат как переходную цепь, так и цепь автоматического смещения и цепь питания экранной сетки лампы. Поэтому отклонение стационарных и переходной характеристик каскада от идеальных обусловлено одновременным действием всех этих цепей. В общем случае результирующие искажения не равны сумме искажений в отдельных цепях, но если, как это часто бывает, допускается лишь небольшой спад напряжения на выходе усилителя, общая величина его с достаточно хорошим приближением может быть найдена как сумма спадов, обусловленных каждой из трех цепей. Иначе говоря, если, например, спад за время t' выходного напряжения, связанный с переходной цепью, равен $0,5\%$, с цепью смещения 2% и с цепью экранной сетки 1% , то общий спад за время t' будет $3,5\%$. Соответственно, если при постройке усилителя задается величина β^* , то она может быть представлена в виде суммы $\beta^* = \beta_c^* + \beta_k^* + \beta_s^*$, и выбор параметров отдельных цепей усилителя должен быть сделан таким образом, чтобы искажения в каждой цепи не превосходили соответствующей величины.

Часто в усилителях в качестве блокировочных конденсаторов используются электролитические конденсаторы. В измерительных усилителях применение таких конденсаторов нежелательно вследствие их ненадежности. Бумажные конденсаторы, занимающие много места, увеличивают габариты усилителя и усложняют его конструкцию и монтаж. Использование таких конденсаторов в цепях катодов часто вовсе невозможно, так как требуемая емкость $C_{бк}$ часто оказывается порядка многих десятков или сотен микрофард.

Поэтому в ряде случаев строятся усилители, цепи автоматического смещения которых вовсе не содержат конденсаторов. Это приводит к снижению коэффициента усиления, что в случае необходимости может быть скомпенсировано введением в схему положительной обратной связи (см. § 4 настоящей главы).

Необходимая емкость блокировочных конденсаторов в цепях экранных сеток оказывается значительно меньшей — обычно порядка нескольких микрофард.

4. Характеристики многокаскадных усилителей на сопротивлениях. Общий коэффициент усиления многокаскадной схемы равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов. Поэтому

частотная характеристика усилителя в целом может быть получена перемножением ординат частотных характеристик всех каскадов, соответствующих одной и той же частоте. Фазовая характеристика усилителя получается сложением ординат, отвечающих одной и той же частоте фазовых характеристик всех каскадов.

Коэффициент неравномерности частотной характеристики многокаскадного усилителя, соответствующий некоторой частоте, и общий сдвиг фазы гармонического сигнала, проходящего через схему N -каскадного усилителя, определяются, таким образом, соотношениями:

$$M = M_1 \cdot M_2 \dots M_N$$

и

$$\Psi = \Psi_1 + \Psi_2 + \dots + \Psi_N.$$

Очевидно, что неравномерность характеристики каждого каскада многокаскадной схемы должна быть меньше неравномерности характеристики всего усилителя в целом. В дальнейшем для простоты будем считать, что все каскады усилителя идентичны. Для N -каскадного усилителя общая неравномерность его характеристики $M_y = M^N$, где M — неравномерность характеристики одного каскада. В связи с этим на основании выражений (2.16) и (2.17) получим:

$$\tau_a \omega_b^* = \frac{\sqrt{1 - M_y^{*2/N}}}{M_y^{*1/N}} \quad (2.40)$$

и

$$\tau_c \omega_n^* = \frac{M_y^{*1/N}}{\sqrt{1 - M_y^{*2/N}}}, \quad (2.41)$$

где τ_a и τ_c — постоянные времени соответствующих цепей каждого каскада, а ω_b^* и ω_n^* — границы полосы пропускания всего усилителя, соответствующие неравномерности M_y^* его частотной характеристики.¹

Эти выражения показывают, что для сохранения неизменными границ полосы пропускания при переходе от однокаскадного усилителя, скажем, к трехкаскадному, постоянную времени анодной цепи каждого каскада надо уменьшить, а постоянную времени переходной цепи — увеличить приблизительно в два раза. При переходе к восьмикаскадному усилителю эти постоянные времени нужно соответственно изменить в 3,3 раза.

Выясним, как изменяется с возрастанием числа каскадов величина произведения коэффициента усиления схемы на частоту, соответствующую верхней границе ее полосы пропускания. Воспользовавшись

¹ Ради простоты цепь экранной сетки и цепь автоматического смещения во внимание не принимаем.

соотношением (2.40) и замечая, что коэффициент усиления всего усилителя $K_{0y} = (SR_0)^N$, получим:

$$\omega_B^* K_{0y} = \frac{S}{C_s} K_{0y}^{1 - \frac{1}{N}} \left(\sqrt{\frac{1}{M_y^{2/N} - 1}} \right). \quad (2.42)$$

С увеличением числа каскадов величина $\omega_B^* K_{0y}$ усилителя изменяется немонотонно. При $N=1$ имеем $\omega_B^* K_{0y} = \frac{S}{C_s}$ (берем $M^* = \frac{1}{\sqrt{2}}$),

что совпадает с (2.18), а при $N \rightarrow \infty$ величина $\omega_B^* K_{0y} \rightarrow 0$. При некотором же числе каскадов $N = N_{opt}$ величина произведения $\omega_B^* K_{0y}$ про-

ходит через максимум, причем значение N_{opt} — функция коэффициента усиления. Это иллюстрирует табл. 2.2, в которой для трех значений K_{0y} приведены N_{opt} , коэффициент усиления на каскад при $N = N_{opt}$ и, наконец, величина $\frac{\omega_B^*}{\left(\frac{S}{C_s}\right)}$, показы-

Таблица 2.2

K_{0y}	N_{opt}	K_0	$\frac{\omega_B^*}{\left(\frac{S}{C_s}\right)}$
16	5	1,74	0,22
100	9	1,67	0,16
1000	16	1,54	0,13

вающая, во сколько раз верхняя граничная частота многокаскадного усилителя отличается от значения $\frac{S}{C_s}$, определяемого лампой.

Таким образом, переход от однокаскадного к многокаскадному усилителю при неизменном коэффициенте усиления позволяет расширить его полосу пропускания. Максимальное расширение полосы может быть получено при выборе определенного числа каскадов. Эта ширина полосы пропускания тем меньше по сравнению с шириной полосы пропускания однокаскадного усилителя при $K=1$, чем больше величина K_{0y} (и N_{opt}).

Если необходимо построить усилитель с заданным коэффициентом усиления и максимально широкой полосой пропускания, число каскадов следует выбрать близким к оптимальному. Практически, однако, это число оказывается слишком большим, а усиление на каскад — малым, и обычно выбирают $N < N_{opt}$. В этой области с ростом числа каскадов величина произведения $\omega_B^* K_{0y}$ увеличивается при $K_{0y} = \text{const}$.

Об искажении формы сигналов со сложным спектральным составом, вообще говоря, нельзя судить на основании известных границ полосы пропускания многокаскадного усилителя (в отличие от однокаскадной схемы). Для этого необходимо еще знать, сколько каскадов содержит схема, так как по мере изменения их числа характеристики усилителя не остаются подобными. В связи с этим представляет большой интерес рассмотрение переходных характеристик усилителя.

Пока время t , отсчитанное от начала скачка напряжения на входе схемы, остается значительно меньшим, чем постоянная времени τ_c , каждый каскад может быть заменен эквивалентной цепью $R_0 C_2$,

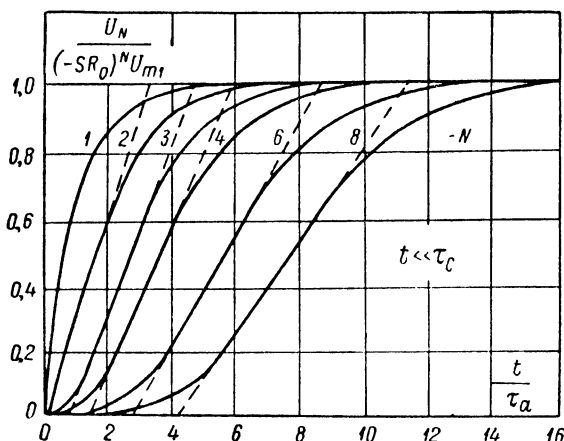


Рис. 2.22. Нарастание напряжения при $t \ll \tau_c$ на выходе одного, двух, трех, четырех, шести и восьми каскадов усилителя на сопротивлениях после мгновенного возрастания напряжения на его входе.

выходом которой является емкость C_2 . Поэтому в течение этого времени напряжение на выходе первого каскада следует зависимости

$$u = (-SR_0) U_{m1} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}})$$

[см. (2.20)]. Это напряжение приложено ко входу второго каскада (который также может быть заменен эквивалентной цепью $R_0 C_2$), в результате чего на его выходе получается напряжение, описываемое выражением

$$(-SR_0)^2 U_{m1} \left[1 - \left(1 + \frac{t}{\tau_a} \right) e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right].$$

Продолжая эти рассуждения дальше, найдем, что напряжение на выходе усилителя, состоящего из N идентичных каскадов, следует зависимости

$$u_N = (-SR_0)^N U_{m1} \left\{ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \left[1 + \frac{t}{\tau_a} + \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{\tau_a} \right)^2 + \dots \right. \right. \\ \left. \left. \dots + \frac{1}{(N-1)!} \left(\frac{t}{\tau_a} \right)^{N-1} \right] \right\}. \quad (2.43)$$

На рис. 2.22 приведены графики $\frac{u_N}{(-SR_0)^N U_{m1}} = f(t)$, иллюстрирующие характер изменения напряжения после прохождения скачка через один, два, три, четыре, шесть и восемь каскадов.

Чем большее число каскадов содержит усилитель, тем дольше изменяется напряжение на его выходе. Как это следует из выражения (2.43), скорость изменения напряжения на выходе N -го каскада проходит через максимальное значение в момент времени

$$t_S = (N - 1) \tau_a. \quad (2.44)$$

Если считать, что в первом приближении фронт импульса может быть заменен линейным (пунктирные прямые на рис. 2.22), то время нарастания напряжения u_N до его максимального значения дается выражением

$$t_{\Phi N} = \frac{(SR_0)^N U_{m1}}{\left(\frac{du_N}{dt}\right)_{t=t_S}}.$$

Определенное таким образом время возрастания напряжения на выходе первого каскада равно величине постоянной времени τ_a , на выходе второго каскада $e\tau_a$, на выходе третьего $\frac{e^2}{2}\tau_a$, четвертого $\frac{2}{9}e^3\tau_a$ и, вообще, на выходе N -го каскада

$$t_{\Phi N} = \frac{(N-1)!}{(N-1)^{N-1}} e^{N-1} \tau_a. \quad (2.45)$$

Очевидно, что для сохранения времени фронта неизменным постоянную времени τ_a каждого каскада следует уменьшать по мере увеличения числа каскадов в схеме.

Так, например, при переходе от однокаскадного к трехкаскадному усилителю величина t_Φ останется неизменной, если снизить постоянную времени анодной цепи каждого каскада приблизительно в 3,6 раза, а при переходе к восьмикаскадному усилителю — примерно в 6,7 раза. При этом, несмотря на то, что для уменьшения величины τ_a снижается сопротивление R_a , величина стационарного коэффициента усиления схемы по мере увеличения числа каскадов возрастает. При достижении N значения N_{opt} (см. выше) величина $\frac{K_{my}}{t_\Phi}$ достигает максимума, а затем начинает падать. Так как N_{opt} соответствует практически слишком большому числу каскадов, обычно берут $N < N_{\text{opt}}$. В этой области для того, чтобы получить определенный коэффициент усиления при минимальном времени фронта, выгодно брать много каскадов с малым значением усиления каждого каскада. При этом, разумеется, время фронта всегда будет превышать то, которое получается в однокаскадном усилителе при коэффициенте усиления, равном единице: $t_{\Phi \min} = q' \frac{C_2}{S}$.

Для иллюстрации сказанного положим, что требуется построить усилитель, имеющий стационарный коэффициент усиления $K_{my} = 100$, причем используются лампы, имеющие при минимальной емкости

монтажа $\frac{S}{C_2} = 40 \text{ мксек}^{-1}$. Если ограничиться одним каскадом усиления, то, как это следует из выражения (2.27), время фронта выходного напряжения будет $t_{\phi 1} = 2,5 \text{ мксек}$ (полагаем $q' = 1$, т. е. считаем, что $t_{\phi} = \tau_a$). Если же взять двухкаскадный усилитель, то для получения общего коэффициента усиления, равного 100, каждый каскад должен иметь $K_m = 10$. Следовательно, постоянная времени анодной цепи каждого каскада будет в 10 раз меньше, т. е. $0,25 \text{ мксек}$, и, следовательно, величина t_{ϕ} , найденная на основании соотношения (2.45), $t_{\phi 2} = e \cdot 0,25 = 0,67 \text{ мксек}$. Наконец, если усилитель содержит четыре каскада, то каждый каскад должен иметь усиление около 3,2. При этом постоянная времени анодной цепи каждой лампы должна быть $0,08 \text{ мксек}$, а время фронта изменения выходного напряжения будет $t_{\phi 4} = \frac{2}{9} e^3 \cdot 0,08 = 0,3 \text{ мксек}$. Предельное минимальное время фронта, которое может быть получено с выбранной лампой (при $K = 1$ в однокаскадном усилителе), $t_{\phi m} = 0,025 \text{ мксек}$.

Следует отметить, что аналитическая связь времени фронта с постоянной времени анодных цепей ламп и числом каскадов в схеме, а также соответствующие численные соотношения зависят от того, что подразумевается под величиной t_{ϕ} . Это иллюстрируют цифры, приведенные в табл. 2.3, относящиеся к случаю определения $t_{\phi N}$ по максимальной крутизне фронта выходного напряжения (первая строка) и к определению $t_{\phi N}$ как времени нарастания напряжения от 0,1 до 0,9 своей стационарной величины (вторая строка).

Т а б л и ц а 2.3

N	1	2	3	4	6	8
$\frac{t_{\phi N}}{\tau_a}$ (считая по максимальной крутизне) .	1	2,7	3,6	4,5	5,9	6,7
$\frac{t_{\phi N}}{\tau_a}$ (нарастание от 0,1 до 0,9 $U_{N\max}$)	2,2	3,3	4,2	5	6,3	7,1

Анализ переходных процессов в многокаскадном усилителе приводит к выводу, что время реакции усилителя, соответствующее изменению выходного напряжения от 0,1 до 0,9 стационарной величины [11]:

$$t_{\phi N} = \sqrt{t_{\phi 1}^2 + t_{\phi 2}^2 + \dots + t_{\phi N}^2}, \quad (2.46)$$

где $t_{\phi 1}$, $t_{\phi 2}$ — время реакции отдельных каскадов. Поэтому для усилителя, содержащего N идентичных каскадов,

$$t_{\phi N} = 2,2 \tau_a \sqrt{N}. \quad (2.47)$$

Строго говоря, это соотношение справедливо при бесконечно большом числе каскадов, но практически оно хорошо оправдывается уже для трех-четырекаскадной схемы. Благодаря своей простоте оно удобно для оценки времени фронта по параметрам схемы.

Проходя через многокаскадный усилитель, сигнал запаздывает. Определение того, что следует понимать под временем запаздывания, зависит от метода регистрации сигналов на выходе усилителя. Часто после усиления сигналы дифференцируются. В этом случае пик напряжения появляется на выходе дифференцирующей схемы через время t_S после скачка напряжения на входе. Величина t_S определяется выражением (2.44). Во многих случаях фронт усиливаемых сигналов описывается выражением вида $U_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}}\right)$. Если постоянная времени фронта τ_0 по порядку величины соответствует постоянной времени τ_a , то запаздывание сигнала при усилении следует считать равным

$$t_S = N\tau_a. \quad (2.48)$$

При заданном коэффициенте усиления запаздывание сигналов тем меньше, чем больше каскадов содержит усилительная схема.

Обратимся к переходным характеристикам усилителя в области значений времени $t \gg \tau_a$. Поскольку при этом нестационарные процессы в анодных цепях всех ламп можно считать практически закончившимися, каждый каскад можно заменить эквивалентной RC -цепью, изображенной на рис. 2.18в. После скачка напряжения на входе первого каскада на входе цепи, эквивалентной второму каскаду, действует напряжение $-SR_0 U_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_c}}$. В результате этого на входе следующего каскада получается напряжение $(-SR_0)^2 U_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_c}} \left(1 - \frac{t}{\tau_c}\right)$. Продолжая эти рассуждения дальше, найдем, что напряжение на выходе, например, пятого каскада:

$$-(SR_0)^5 U_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_c}} \left[1 - 4 \frac{t}{\tau_c} + \frac{6}{2!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^2 - \frac{4}{3!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^3 + \frac{1}{4!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^4\right],$$

на выходе шестого:

$$(-SR_0)^6 U_{m1} e^{-\frac{t}{\tau_c}} \left[1 - 5 \frac{t}{\tau_c} + \frac{10}{2!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^2 - \frac{10}{3!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^3 + \frac{5}{4!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^4 - \frac{1}{5!} \left(\frac{t}{\tau_c}\right)^5\right]$$

и т. д. Построенные по этим выражениям графики $\frac{u_N}{(-SR_0)^N U_{m1}} = f(t)$

(рис. 2.23) дают ясное представление о характере изменения напряжения на выходе многокаскадного усилителя. Обратим внимание на то, что начальная скорость спада выходного напряжения,

выраженного в единицах $(-SR_0)^N U_{m1}$, возрастает пропорционально числу каскадов:

$$\left| \frac{d\left(\frac{u_N}{(-SR_0)^N U_{m1}}\right)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{N}{\tau_c}.$$

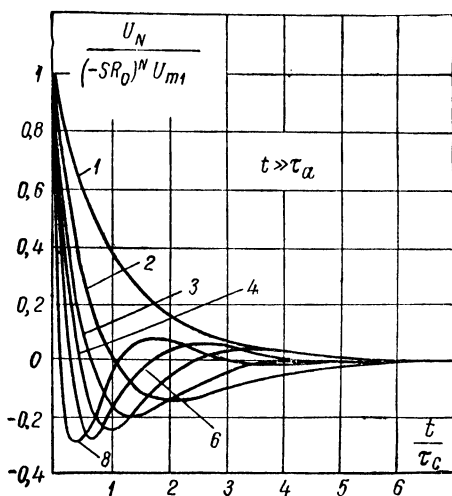
Во многих случаях при усилении сигналов с плоскими вершинами допускается лишь небольшое искажение последних, т. е. существенную роль играют только начальные участки зависимости

$u_N = f(t)$. В этом случае постоянные времени цепей связи усилителя могут быть выбраны на основании заданной величины β_{cy}^* — допустимого относительного снижения напряжения на выходе усилителя за время t' :

$$\tau_c \geq N \frac{t'}{\beta_{cy}^*}. \quad (2.49)$$

Выражение (2.49) отличается от (2.30) множителем, равным числу каскадов в схеме. Иначе говоря, если необходимо сохранить неизменной величину относительного спада напряжения на выходе усилителя, то постоянную времени каждой переходной цепи следует пропорционально увеличивать по мере возрастания числа каскадов в схеме.

Рис. 2.23. Изменение напряжения при $t \gg \tau_a$ на выходе одного, двух, трех, четырех, шести и восьми каскадов усилителя на сопротивлениях после мгновенного возрастания напряжения на входе.



Обратим внимание на другую особенность характера изменения напряжения на выходе многокаскадного усилителя: это напряжение изменяется немонотонно и, как можно показать на основании рассмотрения приведенных выше соотношений, меняет свою полярность число раз, равное числу каскадов в схеме без единицы. Время, отделяющее момент первой перемены полярности выходного напряжения от момента его скачка на входе усилителя, сокращается

по мере увеличения числа каскадов, оставаясь больше величины $\frac{\tau_0}{N}$ и приближаясь к ней по мере увеличения N . Это явление учитывается при построении усилителей для усиления однократных импульсов,

Приведенные соотношения и цифры могут быть полезны для расчета усилителя по заданным искажениям формы сигналов.

Б. Лампы для усилителей на сопротивлениях. Усилители на сопротивлениях строят как на триодах, так и на пентодах. Для усиления сигналов, спектр которых располагается в области, захватывающей многие десятки или даже тысячи килогерц, обычно используются пентоды, позволяющие получить большое значение отношения $\frac{S}{C_s}$. В емкость C_s , помимо распределенной емкости схемы (около 10 пф при тщательном монтаже), входит выходная емкость лампы, на которой построен каскад, и входная емкость следующей лампы. Обычно считают, что лампы однотипны, и оценивают их по сумме входной и выходной емкостей.

Очевидно, что чем больше величина $\frac{S}{C_{вх} + C_{вых}} = \frac{S}{C_d}$, тем более широкополосный усилитель можно построить при заданном коэффициенте усиления. Величина же $\frac{S}{C_d}$ у пентодов, как правило, больше, чем у триодов. Заметим, кстати, что, как показывает опыт, межэлектродные емкости ряда серийных ламп заметно превосходят паспортные (см. табл. 2.4, в которой последняя графа содержит практические значения $\frac{S}{C_s}$ при емкости монтажа, равной 10 пф) [13]. Поэтому при расчетах следует брать величину $\frac{S}{C_s}$ примерно в 1,5 раза меньшую, чем даваемая в справочниках.

Таблица 2.4

Лампа	Этикетные значения				Практические значения	
	$\frac{S}{\text{ма/в}}$	$C_{вх}$ (пф)	$C_{вых}$ (пф)	$\frac{S}{2\pi C_d}$ (мгц)	$\frac{S}{2\pi C_d}$ (мгц)	$\frac{S}{2\pi (C_d + 10\text{пф})}$ (мгц)
6Ж4	9	11	5	90	68	46
6П9	11	13	7,5	85	67	45
6ЖЗП	5,1	6,5	1,8	98	64	40
6Ж1П	5,1	4	2,8	120	94	45
6ЖЗ	4,9	8,5	7,0	50	40	30
6Ж8	1,65	6,0	7,0	18	14	10
6П6С	4,0	9,5	7,5	38	30	22
6ПЗС	5,0	12	10	36	30	22

Приведенные цифры показывают, что широко распространенные современные лампы не дают возможности получить время нарастания напряжения на выходе усилительного каскада на сопротивлениях

меньшее 0,025 мксек. На самом же деле, без применения специальных методов ускорения переходных процессов в схеме может быть построен усилитель лишь со значительно большим временем реакции.

Не следует думать, что во всех случаях желательно выбирать лампу с большим значением отношения $\frac{S}{C_a}$. Примером этого может служить усилитель, рассчитанный на усиление низких частот. Он может быть построен как на пентодах, так и на триодах, причем в последнем случае сопротивление R_a может быть взято соизмеримым или даже значительно большим внутреннего сопротивления лампы.¹ Тогда величина максимального коэффициента усиления будет выражаться соотношением $K_0 = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i}$ (обычно $R_i \gg R_a$) и при заданном значении внутреннего сопротивления лампы желательно, чтобы ее статический коэффициент усиления μ был бы большим. Емкость же C_a в этом случае может иметь второстепенное значение. Примером триода, специально предназначенного для усилительных каскадов на сопротивлениях, может служить лампа 6Ф5. Кроме того, в триодном режиме могут работать пентоды, для чего экранная сетка лампы соединяется с ее анодом. Триоды (или пентоды, работающие в триодном режиме) имеют более низкий уровень флюктуационного напряжения, связанного со статистическими колебаниями анодного тока (§ 6 настоящей главы). Поэтому иногда входной каскад строится на триоде, хотя все остальные каскады усилителя собираются на пентодах.

Обычно для усилителей на сопротивлениях предпочитают лампы с малым анодным током в исходном режиме, так как при этом падение постоянного напряжения на сопротивлении нагрузки невелико. Однако для постройки последних (а иногда и предпоследних) каскадов усилителя с большим динамическим диапазоном, собранных по схеме каскада на сопротивлениях, нередко приходится выбирать лампы с большим анодным током.

Действительно, динамический диапазон каскада может быть определен как $\Delta u_a \max = \Delta I_a R_0$, где $\Delta I_a = I_a \max - I_a \min$ представляет собой изменение анодного тока лампы в пределах, в которых ее характеристики можно считать прямолинейными с допустимой точностью, а сеточный ток отсутствует.

Величина сопротивления R_0 связана с верхней границей полосы пропускания каскада $2\pi f_b^* R_0 C_a = q$ [выражение (2.16)]. Поэтому

$$\Delta u_a \max f_b^* = \frac{\Delta I_a q}{2\pi C_a}, \quad (2.50)$$

¹ О работе пентода с исключительно большим сопротивлением нагрузки см. [18].

т. е. величина произведения максимально допустимого изменения напряжения на выходе каскада на частоту, соответствующую верхней границе полосы пропускания, существенно зависит от пределов возможного изменения анодного тока лампы. В табл. 2.5 приведены значения начального анодного тока (I_{a0}) для некоторых ламп при работе в режиме класса А и значения $\frac{\Delta I_{a0} q}{2\pi C_2}$, соответствующие $q=1$ и $C_2 = C_{\text{вых}} + 20 \text{ нф}$.

Таблица 2.5

Тип лампы	6Ж3	6Ж3П	6Ж4	6П9	6П6С	6П3С	ГУ-29	807
I_{a0} (ма)	5,5	7,2	16	30	45	75	120	120
$\frac{\Delta I_{a0} q}{2\pi C_2}$ (вольтмгц)	40	65	100	230	460	650	1200	1000

Эта таблица показывает, что большие величины $\frac{\Delta I_{a0}}{2\pi C_2}$ соответствуют лампам с большим значением анодного тока I_{a0} .

Вследствие этого в выходных каскадах широкополосных усилителей большого динамического диапазона нередко и применяют мощные лампы, анодный ток в рабочей области характеристик которых имеет большое абсолютное значение, хотя при этом усилитель может быть вовсе не рассчитан на отдачу полезной нагрузке большой мощности. Типичным примером мощных ламп, применяемых для этой цели, могут служить генераторные лампы ГУ-29 и 807.

6. Расчет усилителя на сопротивлениях. Параметры схемы усилителя на сопротивлениях можно выбрать на основании написанных выше соотношений и некоторых дополнительных практических соображений.

Обычно при расчете и постройке усилителя задаются необходимым коэффициентом усиления и допустимой величиной искажения сигналов. В связи с этим оказываются известными границы полосы пропускания всего усилителя (или время реакции $t_{\text{ф}}$ и величина относительного спада выходного напряжения β^* за указанное время t') и, наконец, его динамический диапазон. Выбрав тип ламп по соображениям, о которых говорилось выше, определяют приблизительное число каскадов, которое потребуется ввести в схему, исходя из возможного коэффициента усиления каждого каскада. После этого устанавливают требующиеся характеристики каждого каскада на основании заданных характеристик всего усилителя в целом и рассчитывают отдельные каскады.

Если реостатный каскад строится на пентоде, то обычно, как уже упоминалось, величина сопротивления R_a выбирается значительно меньшей внутреннего сопротивления лампы. Сопротивление утечки сетки R_c большей частью берется относительно большим — порядка $0,5\text{—}1\text{ мом}$ — с тем, чтобы облегчить возможность получения необходимой постоянной времени τ_c переходной цепи. Дальнейшее увеличение значения сопротивления R_c обычно не рекомендуется. Одна из причин этого заключается в том, что при действии достаточно сильного сигнала на входе усилителя (помехи или полезного сигнала слишком большой амплитуды) может появиться сеточный ток лампы. Этот ток заряжает переходный конденсатор, причем постоянная времени этого процесса мала, так как в цепь зарядки не входит сопротивление R_c , а остальные сопротивления схемы относительно малы. Поэтому даже кратковременный импульс может привести к тому, что после окончания его действия лампа окажется запертой. В результате этого в течение некоторого времени, определяемого разрядкой конденсатора C_c через цепь, содержащую R_c , т. е. разрядкой с большой постоянной времени, каскад вовсе не будет пропускать сигналов. Кроме того, как показывает рассмотрение процессов в лампе, при действии достаточно большого сигнала положительной полярности возможно развитие электронного тока с сетки за счет вторичной эмиссии. Это приводит к нагреванию сетки, и лампа выходит из строя. Безопасные значения сопротивления R_c для ламп, работающих в этикетном режиме, часто указываются в справочниках. В некоторых схемах лампы работают в режиме, далеком от нормального; при этом в ряде случаев допускаются более или менее значительные отклонения от величины R_c , указанной в справочнике.

Так как обычно в диапазоне частот, на который рассчитан реостатный усилитель, выполняется неравенство $R_{вх2} \gg R_{c2}$, то величину сопротивления R_2 можно приближенно считать равной значению R_{c2} . Поскольку для пентодного усилителя справедливы соотношения $R_a \ll R_i$ и $R_a \ll R_{c2}$, в написанных выше выражениях для статических и переходных характеристик под R_0 и R_2 можно подразумевать соответственно R_a и R_{c2} . Величина емкости C_2 обычно либо задается, либо определяется, если приблизительно известен коэффициент усиления следующего каскада и лампа, на которой он построен. При расчете величину емкости $C_{сх}$ обычно полагают равной $10\text{—}15\text{ пф}$. Зная величину емкости C_2 и пользуясь заданными при расчете значениями ω_v^* и M^* или t_{ϕ} , на основании выражений (2.16) или (2.25) находят величину сопротивления R_a .

Далее, располагая значениями ω_v^* и M^* или величиной β^* с указанием времени t' , находят с помощью соотношения (2.17) или (2.29) величину постоянной времени τ_c . Значения R_{c2} и C_{c2} определяют, учитывая указанные выше соображения о желательной величине сопротивления R_{c2} . Кроме того, следует иметь в виду, что

возможность увеличения емкости C_{c2} с целью уменьшения коэффициента неравномерности M при заданном значении сопротивления R_{c2} — ограничена. С увеличением емкости конденсатора растут его геометрические размеры, а с ними — утечки, емкость его пластин по отношению к земле (т. е. емкость C_2) и собственная индуктивность. Первое приводит к тому, что на сетку лампы следующего каскада может оказаться поданным положительное напряжение, второе — к ухудшению характеристик в области высокочастотного конца спектра, а третье — к нежелательным резонансным явлениям в схеме.

При расчете усилительного каскада на триоде величина сопротивления R_a , определенная на основании (2.16), может оказаться отрицательной. Это означает, что для получения заданной неравномерности в высокочастотной части спектра можно взять сопротивление любой величины. В этом случае значение сопротивления R_a в триодной схеме ограничивают величиной, в 3—5 раз превосходящей величину сопротивления R_i . Дальнейшее увеличение R_a дает малый выигрыш в усилении, но при этом требуется значительное повышение напряжения источника анодного питания для поддержания правильного режима работы лампы.

Приближения, сделанные при расчете, и, в первую очередь, недостаточно точные сведения о величине C_2 приводят к тому, что характеристики построенного каскада в той или иной мере отличаются от расчетных. Поэтому окончательный выбор параметров схемы делается при ее исследовании после сборки.

В качестве примера приведем расчет реостатного усилительного каскада, предназначенного для усиления сигналов звуковых частот. Именно, положим, что полоса пропускания каскада, соответствующая $M^* = 0,9$, должна быть ограничена частотами $f_a^* = 50$ гц и $f_b^* = 30$ кгц. Для постройки каскада выбрана лампа 6С4. Величину емкости C_2 для простоты будем считать заданной и равной 100 пф. Наконец, известно, что амплитуда усиливаемых сигналов не превышает 0,5 в.

На основании (2.16) находим $R_0 \leq 3 \cdot 10^4$ ом. Внутреннее сопротивление выбранной лампы при потенциале сетки u_c порядка — 1 в (очевидно, приблизительно таково должно быть смещение на сетке, поскольку амплитуда усиливаемых сигналов 0,5 в) — около 60 ком. Полагая, что $R_{c2} \gg R_a$, на основании (2.6) находим $R_a \leq 50$ ком. Поэтому выберем $R_a = 45$ ком.

Далее, величину сопротивления R_{c2} возьмем равной 0,5 мом. Тогда, пользуясь (2.9), получаем $R_H \approx 5 \cdot 10^5$ ом и из (2.17) найдем, что неравномерность частотной характеристики в области низкочастотного конца спектра не будет превосходить величины $M^* = 0,9$, если емкость разделительного конденсатора C_{c2} будет больше 13 000 пф. Имея в виду, что цепь автоматического смещения приведет к дополнительному завалу частотной характеристики в области низких частот, выберем $C_{c2} = 20\,000$ пф.

Для того чтобы выбрать режим работы лампы, обратимся к ее характеристикам (рис. 2.24). Если остановиться на величине сеточного смещения, равной -1 в, то рабочая точка должна располагаться на характеристике, выделенной на этом рисунке жирной линией.

Проводя динамическую характеристику под углом $\gamma = \arctg \frac{R_a + R_{c2}}{R_a R_{c2}}$ к оси напряжений (см. § 4 гл. I), находим такое ее положение, при котором отрезок ab приблизительно равен отрезку ac (рис. 2.24). Это соответствует тому, что нелинейных искажений сигнала амплитудой $0,5$ в практически нет. Точка a является начальной рабочей

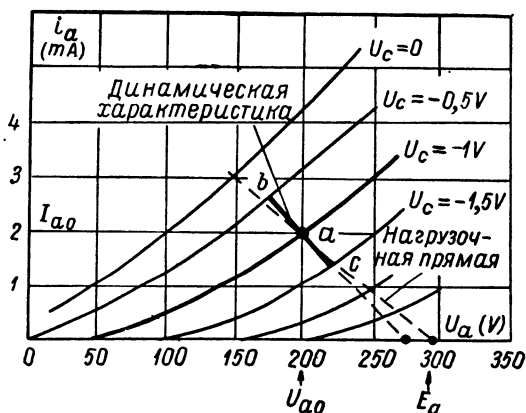


Рис. 2.24. Анодные характеристики лампы (к расчетному примеру).

точкой, и выбранное положение ее определяет анодное напряжение лампы и начальный анодный ток (в рассматриваемом случае $U_{a0} = 200$ в и $I_{a0} = 2$ ма). Величина $P = I_{a0} U_{a0}$ должна быть меньше величины мощности, рассеяние которой допускается на аноде используемой лампы.

Определяя из характеристик лампы значения R_i и μ для начальной рабочей точки, получаем $R_i = 56$ ком и $\mu = 100$. Если бы величина сопротивления R_i заметно отличалась от принятой при определении параметров схемы, последние пришлось бы пересчитать.

Проводя через точку a нагрузочную прямую под углом $\gamma = \arctg \frac{1}{R_a}$ до пересечения с осью напряжений, находим, что для получения напряжения $U_{a0} = 200$ в нужен источник питания анодной цепи с напряжением $E_a \approx 290$ в. Для того чтобы получить сеточное смещение $U_{c0} = -1$ в, в катод лампы надо включить сопротивление $R_k = 500$ ом.

Пользуясь соотношением (2.35) и замечая, что крутизна лампы $S = 1,7$ ма/в (соответственно, S_k порядка 2 ма/в), найдем, что емкость

блокировочного конденсатора, шунтирующего это сопротивление, должна быть много больше 10 мф. Поэтому выберем $C_{бк} = 100$ мф.

На рис. 2.25 приведена частотная характеристика рассчитанного каскада, причем значения K_0 , K_H , K_B и квазирезонансная частота найдены по приведенным выше формулам.

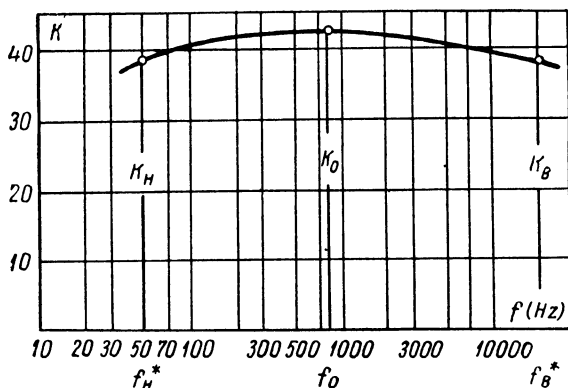


Рис. 2.25. Частотная характеристика усилителя (к расчетному примеру).

В качестве другого примера определим параметры схемы импульсного усилителя, который должен иметь общий коэффициент усиления $K_y = 2 \cdot 10^3$, время реакции, определенное как время изменения выходного напряжения от 0,1 до 0,9 своей стационарной величины, $0,5 \cdot 10^{-6}$ сек. и относительное снижение выходного напряжения за время $t' = 5 \cdot 10^{-4}$ сек. будет $\beta_y \leq \beta_y^* = 0,06$. Для постройки усилителя с таким сравнительно малым временем реакции выберем пентоды 6Ж4, нормальный режим которых $U_{a0} = 300$ в, $U_{g0} = 150$ в, $U_{c0} = -2$ в, $I_{a0} = 10$ ма и $I_{g0} = 2,5$ ма. При этом крутизна лампы $S = 9$ ма/в, а этикетное значение $C_d = 16$ пф.

Имея в виду, что даже при выборе для постройки усилителя пентодов с большим значением $\frac{S}{C_d}$ усиление на каскад будет сравнительно невелико и что практически всегда желательно иметь известный запас усиления для возможности более свободной регулировки усилителя, остановимся на трехкаскадной схеме. Согласно соотношению (2.47), постоянная времени анодной цепи лампы каждого каскада равна:

$$\tau_a = \frac{t_{\Phi N}}{2,2\sqrt{N}} \approx 1,3 \cdot 10^{-7} \text{ сек.}$$

Полагая, что емкость монтажа будет около 15 пф, и увеличивая этикетное значение C_d в полтора раза, возьмем для расчета $C_d = 40$ пф. Тогда величина сопротивления анодной нагрузки лампы не должна

превышать 3 *ком.* При крутизне лампы $S=9$ *ма/в* стационарный коэффициент усиления каскада будет равен 27. Практически у серийных ламп имеется некоторый разброс величины S и поэтому следует считать, что реально усиление каждого каскада окажется около 20—25.

Далее будем считать, что постоянные времени переходных цепей автоматического смещения и экранных сеток ламп каждого каскада могут быть выбраны таким образом, что искажения плоской вершины импульсов будут в равной степени обусловлены процессами в каждой из этих цепей (т. е. $\beta_{cy}^* = \beta_{ky}^* = \beta_{ay}^* = \frac{\beta_y^*}{3}$). Тогда, очевидно, $\beta_{cy}^* = 0,02$, и на основании (2.49) получим $\tau_c = 0,075$ сек. Выбирая $R_c = 1$ *мом.*, найдем, что необходимая емкость переходных конденсаторов $C_c = 75\,000$ *пф.*

Для того чтобы обеспечить нормальное сеточное смещение, выберем $R_k = \frac{|U_{c0}|}{I_{a0} + I_{s0}} = 160$ *ом.* Емкость блокировочного конденсатора найдем на основании (2.37). Считая $S_k = 11$ *ма/в* и замечая, что для каждого каскада $\beta_k^* \approx \frac{\beta_y^*}{3N} = 0,007$, получим $C_{bk} = 800$ *мф.*

Горящее сопротивление в цепи экранной сетки найдем из очевидного соотношения $R_s = \frac{E_a - U_{s0}}{I_{s0}}$. Полагая, например, что напряжение источника питания анодных цепей $E_a = 350$ *в.*, получим $R_s = 80$ *ком.* (При указанном значении E_a в анодную цепь лампы, помимо $R_a = 3$ *ком.*, придется включить дополнительное горящее сопротивление, равное 2 *ком.* Практически такое сопротивление используется для постройки развязывающего фильтра (см. § 4 настоящей главы) или корректирующей цепи (см. § 1 гл. III).

Емкость блокировочного конденсатора экранной сетки каждой лампы определим на основании (2.39). Замечая, что для каждого каскада $\beta_s^* \approx \frac{\beta_y^*}{3N} = 0,007$ и $S_s = 0,04$ *ма/в* (см. табл. 2.1), получим $C_{bs} = 3$ *мкф.*

Подобного рода расчет следует рассматривать как ориентировочный, необходимый для первоначального выбора параметров усилителя перед началом его монтажа. Окончательный подбор параметров может быть сделан только при исследовании и регулировке схемы после того, как усилитель собран.

§ 3. Выходные каскады усилителей

1. Выходной каскад с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы, работающей в режиме класса А. Говоря о выходном каскаде усилителя, обычно имеют в виду, что полезная нагрузка потребляет заметную мощность, и последний каскад

должен быть построен так, чтобы эта мощность могла бы быть подведена к нагрузке. В связи с этим величина коэффициента усиления последнего каскада не имеет существенного значения. Однако в ряде случаев выходной каскад играет роль каскада усиления напряжения (например, в схеме усилителя, работающего с электроннолучевой трубкой с электростатическим отклонением) или усилителя тока (например, в схеме усилителя, работающего с электроннолучевой трубкой с магнитным отклонением). Так как оконечные каскады такого типа по существу не отличаются от соответствующих каскадов усиления напряжения (или тока), мы на них здесь останавливаться не будем.

При расчете и построшке выходного каскада усилителя обычно в первую очередь имеют в виду вносимые им нелинейные искажения формы сигналов. Это не означает, что линейные искажения, обусловленные последним каскадом, не играют роли — они учитываются при расчете усилителя, но существенно то, что динамический диапазон усилителя чаще всего ограничивается нелинейными искажениями сигналов в последнем каскаде, где амплитуда сигналов наибольшая.

В связи с этим, если вопрос о мощности источника питания не имеет существенного значения, из всех режимов работы лампы наиболее предпочтителен режим А. Выбор этого режима особенно существенен в том случае, когда нагрузка каскада представляет собой апериодическую цепь.

Рассмотрим работу оконечного каскада с активной нагрузкой, включенной непосредственно в анодную цепь лампы, работающей в режиме класса А. Эквивалентная схема каскада в упрощенном виде, без учета ряда паразитных параметров (эти параметры обуславливают нелинейные искажения сигналов, которые здесь не рассматриваются), работающего на активное сопротивление R_n , изображена на рис. 2.26.

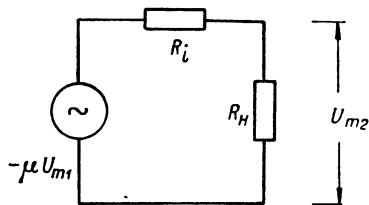


Рис. 2.26. Эквивалентная схема для переменного тока анодной цепи лампы оконечного каскада с непосредственным включением нагрузки.

При работе каскада рабочая точка не должна выходить за пределы области, ограниченной линиями MN и ML , нанесенными на рис. 2.27, где изображено семейство идеализированных статических анодных характеристик лампы, на которой построен каскад. Линия MN отделяет криволинейные участки характеристик, а линия ML совпадает с характеристикой, соответствующей такому значению потенциала сетки лампы, при котором сеточный ток становится отличным от нуля (предполагаем, что каскад должен работать без тока сетки). Начальное положение рабочей точки и ее среднее положение при действии на входе сигнала должно лежать ниже гиперболы PQ (рис. 2.27), построенной по уравнению

$$i_a u_a = P_{\text{анр}},$$

где $P_{\text{апр}}$ — допустимая мощность рассеяния на аноде. При действии сигнала рабочая точка может выходить за пределы гиперболы PQ , но среднее значение мощности, рассеиваемой на аноде, должно оставаться меньшим $P_{\text{апр}}$, а повышение мгновенной рассеиваемой мощности над этой величиной должно быть достаточно кратковременным для того, чтобы анод не успел перегреться.

Из рассмотрения графиков, изображенных на рис. 2.27, видно, что наибольшая мощность в нагрузке заданной величины выделяется в том случае, если динамическая характеристика опирается своими концами на линии MN и ML , т. е. если амплитуда напряжения на

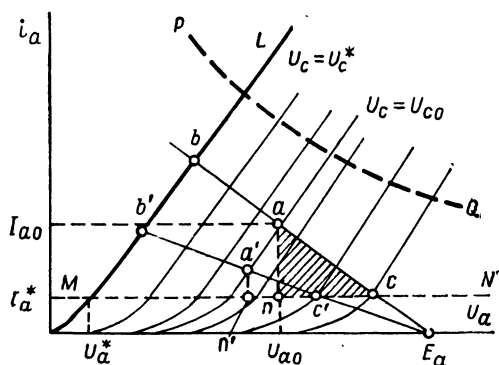


Рис. 2.27. Графическая иллюстрация работы оконечного каскада с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы.

сетке лампы графически изображается половиной отрезка bc . Большая амплитуда недопустима, так как появятся значительные нелинейные искажения, а уменьшение амплитуды сопровождается снижением величины мощности, отдаваемой каскадом. Изменение сопротивления нагрузки (напряжение источника питания анодной цепи будем считать неизменным) одновременно изменяет величину мощности, выделяющейся в нагрузке (она изображается на рис. 2.27 площадью треугольников acn и $a'c'n'$ при двух значениях сопротивления R_n), и напряжение раскочки, необходимой для получения этой мощности.

Определим величину мощности, выделяющейся в нагрузке, считая, что при изменении сопротивления R_n выбирается наиболее выгодная величина раскочки. Из графиков на рис. 2.27 легко заключить, что амплитуда переменного тока в анодной цепи лампы (она изображается отрезком an) равна:

$$I_{ma} = \frac{(E_a - U_a^*) - \mu U_{m1} - I_a^* R_n}{R_i + R_n} \quad (2.51)$$

(смысл входящих сюда величин очевиден из рис. 2.27).

С другой стороны, на основании эквивалентной схемы каскада, приведенной на рис. 2.26, напишем:

$$I_{ma} = \mu \frac{U_{m1}}{R_i + R_n}. \quad (2.52)$$

Исключая из обоих уравнений переменную U_{m1} , получим выражение для I_{ma} и, замечая, что выделяющаяся в нагрузке мощность

$$P_n = \frac{I_{ma}^2 R_n}{2},$$

найдем:

$$P_n = \frac{[(E_a - U_a^*) - I_a^* R_n]^2 R_n}{8(R_i + R_n)^2}.$$

Обычно величины U_a^* и $I_a^* R_n$ значительно меньше, чем напряжение источника питания анодной цепи схемы, и, следовательно, неискаженная мощность, отдаваемая каскадом:

$$P_n \approx \frac{\alpha E_a^2}{8R_i(1 + \alpha)^2}, \quad (2.53)$$

где $\alpha = \frac{R_n}{R_i}$.

Находя производную $\frac{dP_n}{d\alpha}$ и приравнявая ее нулю, можно убедиться, что отдаваемая каскадом мощность наибольшая, если

$$\alpha = \alpha_{opt} = 1, \quad (2.54)$$

т. е. если сопротивление нагрузки равно внутреннему сопротивлению лампы.

Этот результат совпадает с положением, известным из любого курса электротехники: источник электрической энергии отдает во внешнюю цепь максимальную мощность, если сопротивление нагрузки равно внутреннему сопротивлению источника. В окончательных каскадах с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы выполнить условие (2.54) далеко не всегда возможно, так как величина сопротивления нагрузки обычно задается, а выбрать лампу с внутренним сопротивлением, равным R_n , бывает либо трудно, либо вовсе невозможно.

Раскачку, необходимую для получения в нагрузке каскада мощности, определяемой выражением (2.53), найдем, исключив из соотношений (2.51) и (2.52) переменную I_{ma} . Это дает:

$$U_{m1} = \frac{(E_a - U_a^*) - I_a^* R_n}{2\mu}. \quad (2.55)$$

Выражение (2.55) позволяет выяснить, каков должен быть коэффициент усиления напряжения каскадов, предшествующих окончательному, если известна амплитуда напряжения, даваемого источником сигналов.

Если пренебречь потерями в трансформаторе, то можно считать, что $P_1 = P_n$, т. е. что $\frac{U_{m1}^2}{2R_n} = \frac{U_{m2}^2}{2R_n}$.

Так как отношение $\frac{U_{m2}}{U_{m1}}$ равно коэффициенту трансформации n , то включение во вторичную обмотку трансформатора сопротивления эквивалентно присоединению непосредственно к клеммам генератора сопротивления

$$R'_n = \frac{R_n}{n^2}. \quad (2.56)$$

Как в том, так и в другом случае мощность, отдаваемая генератором, одна и та же, хотя сопротивление нагрузки существенно различно.

Отсюда следует, что если для отдачи максимальной мощности генератором необходимо сопротивление нагрузки $R'_n = \alpha^* R_i$, а фактическое ее сопротивление R_n , то, включив нагрузку через трансформатор, имеющий коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{\alpha^* R_i}}, \quad (2.57)$$

можно поставить генератор в режим оптимальной работы.

На рис. 2.28а изображена эквивалентная схема для переменного тока анодной цепи трансформаторного оконечного каскада, нагруженного на активное сопротивление R_n (без учета паразитных параметров). Считая, что потери в трансформаторе невелики, эту схему можно представить в виде цепи, изображенной на рис. 2.28б.

Для того чтобы найти мощность, выделяющуюся в нагрузке, вновь обратимся к семейству статических анодных характеристик лампы, причем, как и прежде, нанесем на нем ограничивающие линии MN , ML и PQ (рис. 2.29).

В трансформаторном каскаде нет падения постоянного напряжения на сопротивлении нагрузки, а падением напряжения на сопротивлении первичной обмотки трансформатора можно пренебречь. Поэтому анодное напряжение лампы не зависит от величины сопротивления R_n , и начальная рабочая точка располагается на прямой $u_a = U_{a0} \approx E_a$. Как и в случае оконечного каскада с непосредственным включением нагрузки, наивыгоднейшее положение динамической

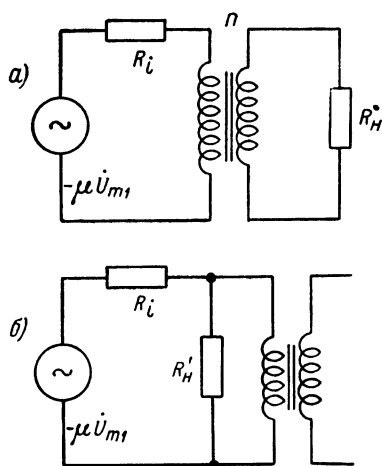


Рис. 2.28. Эквивалентная схема для переменного тока анодной цепи лампы каскада с трансформаторным выходом (без учета паразитных параметров).

Найдем величину начального анодного напряжения лампы U_{a0} . Для этого воспользуемся соотношением (2.60), переписав его в виде

$$U_{a0} = U_a^* + \sqrt{2P_n R_i \frac{(2+\alpha)^2}{\alpha}}.$$

Подставляя в это выражение цифры ($U_a^* = 50$ в), получаем $U_{a0} = 150$ в.

Амплитуда раскачки найдется на основании выражения (2.65). Подставляя в него значения всех величин (у лампы 6С6 $\mu = 4$),

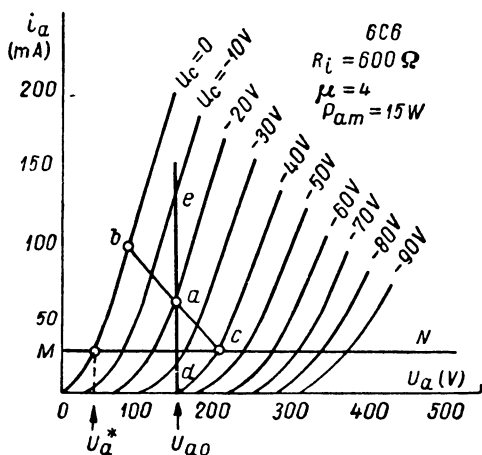


Рис. 2.30. Анодные характеристики лампы (к расчетному примеру).

получим $U_{m1} = 20$ в. Полагая, что смещение будет взято по абсолютной величине равным U_{m1} , т. е. $U_{c0} = -20$ в, найдем, что начальная рабочая точка должна совпадать с точкой пересечения прямой $u_a = 150$ в (линия de на рис. 2.30) с характеристикой, соответствующей $u_c = -20$ в (точка a на рис. 2.30).

Проведенная через эту точку динамическая характеристика (прямая, составляющая угол $\gamma = -\arctg \frac{1}{R_n}$ с абсциссой) отмечена на рис. 2.30 буквами b и c .

Как и следовало ожидать, динамическая характеристика располагается в области приблизительно прямолинейных участков характеристик лампы. Несмотря на это, длина отрезка ab несколько превышает длину отрезка ac . Поэтому каскад вносит некоторые нелинейные искажения в форму сигналов. Надежнее всего о них можно судить, сняв амплитудную характеристику построенного каскада или усилителя в целом. По виду же характеристик лампы может быть сделана скорее качественная, чем количественная оценка нелинейных искажений сигналов. Ценность такой оценки снижается еще больше, если принять во внимание обычный разброс характеристик у различных экземпляров ламп одного и того же типа.

В заключение проверим, не перегружена ли лампа. При значениях $U_{a0} = 150$ в и $U_{c0} = -20$ в анодный ток лампы $I_{a0} = 65$ ма. Следовательно, $P_{a0} = I_{a0} U_{a0} \approx 10$ вт. Так как допустимая мощность рассеяния на аноде лампы 6С6 составляет 15 вт, то при действии на сетке сигналов, не содержащих постоянной составляющей, опасности перегрева анода нет.

Таким образом, каскад с трансформаторным выходом отдает наибольшую неискаженную мощность, если сопротивление нагрузки, пересчитанное в первичную цепь трансформатора (величина R'_n) вдвое больше внутреннего сопротивления лампы. Этот результат отличается от приведенного выше, когда анодное напряжение лампы не оставалось неизменным при различных сопротивлениях нагрузки.

Соотношение (2.63) справедливо, если, во-первых, нагрузка лампы оптимальна и, во-вторых, на входе действует оптимальная раскачка.

Для соблюдения первого условия коэффициент трансформации должен быть выбран на основании соотношения, которое вытекает из (2.57) и (2.62):

$$n_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{R_n}{2R_i}}. \quad (2.64)$$

Оптимальную величину раскачки найдем, исключая из (2.58) и (2.59) переменную I_{ma} . Это дает:

$$U_{m1} = \frac{(U_{a0} - U_a^*)}{\mu} \cdot \frac{\alpha + 1}{\alpha + 2} \quad (2.65)$$

и при $\alpha = \alpha_{\text{opt}} = 2$:

$$U_{m1\text{opt}} = \frac{3}{4} \frac{U_{a0} - U_a^*}{\mu}. \quad (2.66)$$

Написанные соотношения, вместе с рассмотрением характеристик лампы, позволяют рассчитать выходной каскад схемы. На самом деле характеристики лампы не строго прямолинейны даже в узком интервале изменения потенциалов электродов, а нагрузка усилителя не представляет собой чисто активного сопротивления (хотя бы вследствие наличия паразитных параметров). Поэтому окончательный каскад обычно рассчитывают на мощность, на 20—30% превосходящую ту, которую он фактически должен отдавать. Расчет ведут для наибольшего сопротивления нагрузки (большая часть оно соответствует низшей частоте рабочего диапазона усилителя). Значение коэффициента α выбирается несколько большим α_{opt} — порядка 2,5÷4. При этих условиях нелинейные искажения, вносимые каскадом, оказываются на самом деле малыми.

В качестве примера рассчитаем выходной каскад, построенный на лампе 6С6, если нагрузкой усилителя является активное сопротивление $R_n = 500 \text{ ом}$, и на этом сопротивлении должна выделяться неискаженная мощность 1 *вт* (эта цифра взята с запасом).

Семейство статических анодных характеристик лампы 6С6 приведено на рис. 2.30. Линия MN , отмеченная на этом рисунке, отсекает резко криволинейные участки характеристик.

Выбирая $\alpha = 3$, получаем $R'_n = \alpha R_i = 1800 \text{ ом}$ и необходимый коэффициент трансформации выходного трансформатора:

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R'_n}} \approx 0,53.$$

Кроме того, пользуясь им, легко найти величину необходимого сеточного смещения лампы оконечного каскада из очевидного соотношения $|U_{c0}| = U_{m1} - U_c^*$, где U_c^* — сеточное напряжение, соответствующее характеристике, ограничивающей рабочую область, в которой может располагаться динамическая характеристика каскада (линия ML на рис. 2.27).

Написанные соотношения настолько просты, что не нуждаются в числовой иллюстрации.

2. Выходной каскад с трансформаторным включением нагрузки в анодную цепь лампы, работающей в режиме класса А. Обычные „низкочастотные“ трансформаторы применяются в усилителях низкой частоты, предназначенных для усиления сигналов, спектр которых ограничен частотой порядка нескольких десятков килогерц. Специальные конструкции импульсных трансформаторов позволяют строить схемы, предназначенные для усиления кратковременных импульсов. В широкополосных усилителях с большой точностью воспроизведения трансформаторы не применяются.

Для того чтобы получить равномерную частотную характеристику в области нижних частот, индуктивность первичной обмотки трансформатора нужно выбрать возможно большей. При этом сопротивление этой обмотки для переменного тока будет оставаться большим при малых значениях частоты ω и, соответственно, будет оставаться большим падение на ней переменного напряжения. Однако с возрастанием индуктивности обмотки растет ее распределенная межвитковая емкость и увеличивается доля рассеянного магнитного поля. То и другое приводит к возрастанию неравномерности частотной характеристики каскада в области верхних частот. Поэтому постройка выходных трансформаторов представляет существенные трудности, и их введение в схему может сопровождаться существенными искажениями формы сигналов.

Трансформаторное включение нагрузки в анодную цепь лампы обладает весьма существенным преимуществом перед непосредственным включением — оно позволяет „согласовать“ сопротивление нагрузки с внутренним сопротивлением лампы. Это означает, что выбором величины коэффициента трансформации можно получить в заданной нагрузке такую же мощность, как в сопротивлении, соответствующем оптимальному значению коэффициента α , включенном непосредственно в анодную цепь лампы.

Для иллюстрации возможности этого положим, что к клеммам генератора через трансформатор включено сопротивление R_n . Мощность, выделяющаяся в этом сопротивлении, $P_n = \frac{U_{m2}^2}{2R_n}$. Мощность, потребляемая от генератора, $P_1 = \frac{U_{m1}^2}{2R'_n}$, где R'_n — сопротивление первичной обмотки нагруженного трансформатора для протекающего через нее переменного тока.

Зная, что амплитуда раскачки оконечного каскада 20 в, можно определить, каков должен быть коэффициент усиления напряжения всех каскадов, предшествующих выходному.

3. Двухтактные каскады. Помимо однотактных каскадов, широкое распространение получили двухтактные каскады, обладающие рядом преимуществ. К их числу относится возможность расширения динамического диапазона усилителя по его выходному напряжению без перехода к более мощным лампам. Во многих случаях существенное удобство представляет симметричный относительно земли выход усилителя. Так, например, в схемах усилителей, работающих с осциллографическими трубками с электростатическим отклонением, применяются почти исключительно двухтактные выходные каскады, так как при этом дефокусировка луча значительно меньше, чем при подаче сигнала на одну из пластин и заземлении второй.

Двухтактный каскад, работающий в режиме класса *B*, при малых нелинейных искажениях и вдвое более широком, чем у однотактного каскада, динамическом диапазоне по выходному напряжению имеет относительно большой к. п. д. — примерно такой же, как однотактный каскад, работающий в классе *B* и дающий большие нелинейные искажения.

Двухтактные каскады могут быть построены как с непосредственным, так и с трансформаторным включением нагрузки в анодную цепь лампы. В последнем случае железо трансформатора не загружено постоянным магнитным потоком, обусловленным постоянной составляющей анодного тока каждой лампы. Поэтому меньше шансов, что трансформатор окажется перегруженным.

Наконец, двухтактные каскады сравнительно мало чувствительны к колебаниям напряжения источников питания, так как такие колебания приводят к изменению анодного тока и параметров обеих ламп в одну и ту же сторону. Это используется, например, для повышения стабильности работы усилителей постоянного тока, которые также могут быть построены по двухтактной схеме.

Все отмеченные преимущества двухтактных каскадов в полной мере справедливы при идеально симметричной схеме и лампах с тождественными характеристиками и параметрами. Поэтому при постройке двухтактных каскадов часто специально подбирают „парные“ лампы, а схему тщательно балансируют.

На рис. 2.9 приведена схема трансформаторного двухтактного каскада. В отсутствии сигнала, при условии, что $I_{a01} = I_{a02}$ и направление и число витков в обеих половинах первичной обмотки анодного трансформатора (T_a на рис. 2.9) одинаковы, в нем не создается постоянного магнитного потока. При действии на сетках ламп противофазных сигналов магнитные потоки токов, появившихся в каждой половине первичной обмотки этого трансформатора, суммируются, и во вторичной обмотке появляется переменное напряжение, пропорциональное $I_{a01} + I_{a02}$. Подобные же процессы протекают в двух-

тактном каскаде, построенном по схеме усилителя на сопротивлениях (рис. 2.31). В отсутствии сигналов на входе и полной симметрии схемы разность потенциалов на выходе между точками a_1 и a_2 равна нулю. Действие на сетках ламп противофазных сигналов вызывает изменение напряжений u_{a1} и u_{a2} в противоположных направлениях, и на выходе появляется переменное напряжение с амплитудой, рав-

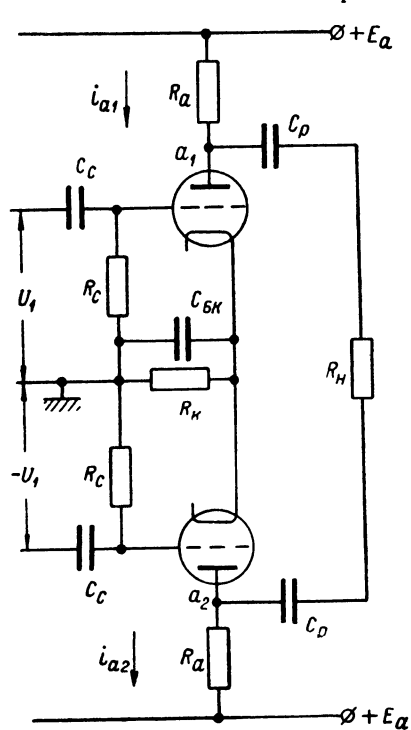


Рис. 2.31. Двухтактный каскад, построенный по схеме усилителя на сопротивлениях.

ной $R_a(I_{am1} + I_{am2})$. Обратим внимание, что отсюда непосредственно видно, что динамический диапазон двухтактного каскада по выходному напряжению вдвое больше, чем каждого его плеча, или, иначе говоря, однотактной схемы, построенной на такой же лампе с таким же значением сопротивления R_a .

При исследовании двухтактных схем удобно пользоваться представлением о суммарных анодных характеристиках обеих ламп. Для того чтобы пояснить, что здесь имеется в виду, обратимся к семейству статических анодных характеристик лампы, изображенному на рис. 2.32а. На этом же рисунке изображена динамическая характеристика лампы при некоторой активной нагрузке (линия ab). В двухтактной схеме имеет место одновременное перемещение двух рабочих точек по динамическим характеристикам двух ламп. Суммарный эффект может быть найден в виде перемещения рабочей точки по результирующей динамической характеристике. Последняя легко получается графически, если

составить семейства анодных характеристик обеих ламп таким образом, чтобы возрастание потенциала сетки одной лампы соответствовало понижению потенциала другой, а оси анодных токов направить в противоположные стороны. При этом на осях анодных напряжений должны совпадать точки, отвечающие начальному режиму (в симметричной схеме — одинаковому для обеих ламп). Такое построение характеристик сделано на рис. 2.32б в предположении, что начальная рабочая точка каждой лампы совпадает с точкой А. Оба семейства анодных характеристик ламп могут быть формально заменены одним семейством результирующих характеристик, отмеченных на рисунке пунктирными линиями, а обе динамические характеристики — одной

результатирующей динамической характеристикой всего каскада (линия $a_1 a_2$). В данном случае начальное положение рабочей точки каждого плеча выбрано так, что результирующие статические характеристики близки к прямым. Динамическая характеристика каскада несколько искривлена в области малых анодных токов. Изменяя величину начального сеточного смещения, можно поставить лампы в режим, при котором статические анодные характеристики каскада будут существенно отличаться от линейных. Это иллюстрируют графики на рис. 2.32 в, соответствующие тому, что начальные рабочие точки ламп совпадают с точками B . Обратим внимание на то, что суммарные статические характеристики каскада и его динамическая характеристика, будучи искривлены в своей средней части, имеют две приблизительно прямолинейные ветви. Такой вид характеристик показывает, что при прохождении сигнала через каскад нелинейные искажения приводят к большему изменению его формы вблизи нулевой линии, нежели у вершин. Степень этих искажений существенно изменяется при варьировании начального смещения на сетках ламп. Наконец, результирующие характеристики показывают, что динамический диапазон двухтактного каскада, каждая лампа которого работает в режиме B ,

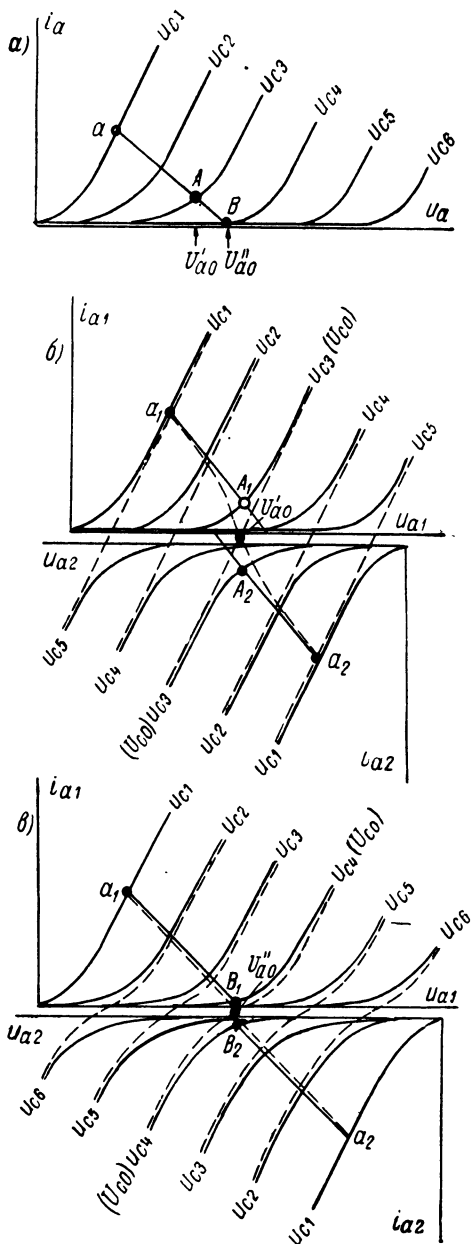


Рис. 2.32. Суммарные характеристики двух ламп, работающих в двухтактном каскаде.

вдвое больше, чем динамический диапазон однотактного каскада, построенного на такой же лампе, работающей в режиме *A* с равной анодной нагрузкой. Малое начальное значение анодного тока каждой лампы уменьшает мощность, потребляемую от источника питания, увеличивает к. п. д. каскада и позволяет выбрать детали схемы, рассчитанные на протекание меньшего постоянного тока. Несмотря на эти преимущества, в двухтактных каскадах измерительных усилителей часто предпочитают выбирать режим *A*, обеспечивающий хорошую амплитудную характеристику. Если, кроме того, каскад должен быть широкополосным, выбирается схема с непосредственным включением нагрузки и используется лампа с большим значением $\frac{S}{C_a}$.

Для расчета двухтактного каскада вводят параметры некоторой эквивалентной лампы, которые вытекают из рассмотрения эквивалентной схемы каскада [14]. Такая схема приведена на рис. 2.33 *a*.

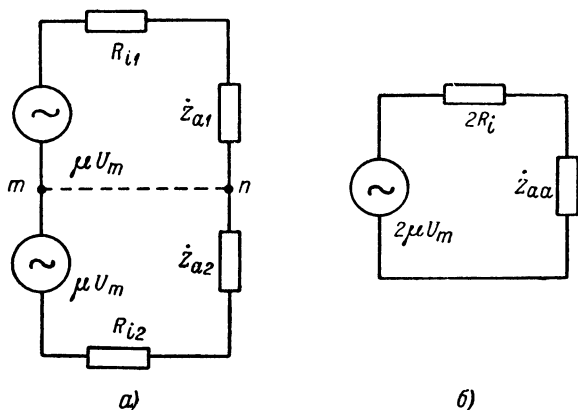


Рис. 2.33. Эквивалентные схемы усилительного двухтактного каскада.

Поскольку в нулевом проводе каскада (*mn* на рис. 2.33 *a*) не протекает переменного тока, эквивалентная схема может быть изображена в виде цепи, приведенной на рис. 2.33 *б* (сопротивление Z_{aa} представляет собой сопротивление между анодами лампы). Эта схема совпадает с эквивалентной схемой однотактного каскада, построенного на лампе с параметрами

$$\mu_{\text{эк}} = 2\mu \quad \text{и} \quad R_{i\text{эк}} = 2R_i. \quad (2.67)$$

Такая формальная замена лампы эквивалентной позволяет воспользоваться для расчета двухтактного каскада, работающего в режиме *A*, приведенными выше выражениями для однотактного каскада с соответствующей заменой параметров ламп на эквивалентные. При этом

дополнительно следует удвоить значение U_a^* , полученное из характеристик реальной лампы, что вытекает из того, что замена μ на 2μ и R_i на $2R_i$ соответствует изменению масштаба на оси напряжений анодных характеристик лампы вдвое.

В заключение заметим, что автоматическое смещение применяется в двухтактных схемах, работающих только в режиме класса А, когда среднее значение анодного тока каждой лампы при действии сигнала мало зависит от его амплитуды. В остальных классах работы ламп эта зависимость очень резкая и в результате этого величина смещения оказывается функцией амплитуды сигналов.

4. Фазоинверсные схемы. Для того чтобы реализовать преимущества двухтактных каскадов (симметричный выход, большой динамический диапазон, большая мощность, отдаваемая лампой, и т. д.), можно по двухтактной схеме строить не весь усилитель, а лишь один или два последних каскада. Строить же весь усилитель по такой схеме, если не требуется симметричный вход, не имеет смысла, так как при этом возрастает число необходимых ламп и деталей, увеличиваются габариты усилителя и усложняется его конструкция, возрастают трудности при регулировке и т. д. Перейти от несимметричного выхода одноктного каскада к симметричному входу двухтактного можно, например, с помощью обычного трансформаторного усилительного каскада, вторичная обмотка анодного трансформатора которого имеет среднюю заземляемую точку. Кроме того, имеются специальные фазоинверсные схемы, не содержащие трансформаторов и отличающиеся от схем, рассмотренных выше, тем, что они имеют несимметричный вход и симметричный выход. Такие схемы применяют в широкополосных и линейных усилителях, которые широко используются в лабораторной практике.

На рис. 2.34 приведена фазоинверсная двухламповая схема с делителем напряжения. Последний состоит из двух сопротивлений R_1 и R_2 , шунтированных емкостями C_1 и C_2 . Легко видеть, что если коэффициент деления m равен обратной величине коэффициента усиления второго каскада ($\frac{1}{K_2}$), собранного на лампе L_2 , то амплитуда напряжения на аноде этой лампы будет равна амплитуде напряжения на аноде L_1 , а полярность обратная. Таким образом, схема имеет два симметричных разнополярных выхода, которые можно связать через переходные RC -цепи с сетками двух ламп двухтактного каскада.

Расчет приведенной схемы не отличается от расчета усилителя на сопротивлениях. Основная трудность, возникающая при ее постройке, связана с необходимостью получения правильной частотной характеристики делителя напряжения. Для того чтобы форма напряжения на аноде второй лампы была бы подобна форме напряжения на аноде первой, необходимо, чтобы каскад на лампе L_2 вместе с делителем напряжения не вносил никаких линейных искажений и чтобы выполнялось условие $mK_2 = 1$ в пределах всей полосы

пропускания усилителя. Для приближения действительной характеристики схемы к идеальной служат емкости C_1 и C_2 , причем роль

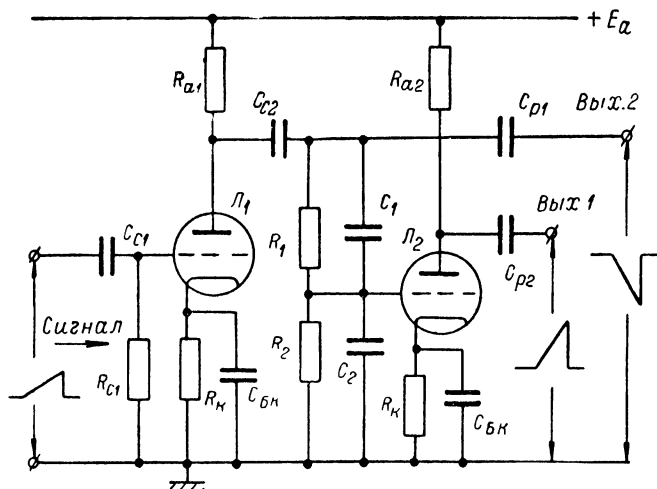


Рис. 2.34. Фазоинверсная схема с делителем в цепи связи ламп.

последней может играть входная емкость второй лампы. Практически всегда наблюдаются некоторые различия в формах сигналов на обоих выходах схемы, и поэтому она редко применяется в широкополосных усилителях с большой точностью воспроизведения сигналов.

Другая фазоинверсная схема приведена на рис. 2.35. В ней нагрузки, с которых снимаются выходные напряжения, включены как со стороны катода, так и со стороны анода лампы (такие каскады носят название каскадов с катодно-анодной нагрузкой). Переменный анодный ток, возникающий при действии сигнала на входе, протекает через сопротивления R_a и R_k , в результате чего напряжение на аноде лампы, отсчитанное от нулевого провода схемы, изменяется в противофазе с напряжением сигнала, а напряжение на катоде лампы — в фазе с ним.

Рис. 2.35. Фазоинверсный каскад с катодно-анодной нагрузкой.

Результате чего напряжение на аноде лампы, отсчитанное от нулевого провода схемы, изменяется в противофазе с напряжением сигнала, а напряжение на катоде лампы — в фазе с ним.

Найдем выражения для коэффициента усиления фазоинвертора по его катодному и анодному выходам (соответственно K_1 и K_2). Для этого воспользуемся известным выражением, связывающим мгновенные значения анодного тока с мгновенными значениями напряжения на электродах лампы и ее параметрами [выражение (1.91)]. Из рассмотрения схемы каскада (рис. 2.35) ясно, что

$$u_c = u_1 - u_k = u_1 - i_a R_k \quad \text{и} \quad u_a = -i_a (R_a + R_k).$$

Поэтому

$$i_a = \frac{\mu (u_1 - i_a R_k) - i_a (R_a + R_k)}{R_i}$$

или

$$i_a = \frac{\mu u_1}{R_a + R_i + R_k (\mu + 1)}.$$

Далее, так как $u_2 = -i_a R_a$ и $u_k = i_a R_k$, коэффициенты усиления схемы по обоим выходам

$$K_1 = \frac{\mu R_k}{R_a + R_i + R_k (\mu + 1)} \quad (2.68)$$

и

$$K_2 = - \frac{\mu R_a}{R_a + R_i + R_k (\mu + 1)}. \quad (2.69)$$

Очевидно, что для того, чтобы $K_1 = K_2$ (или $u_2 = u_k$), сопротивления R_a и R_k должны иметь одинаковую величину. Это непосредственно следует из того, что при действии сигнала на входе по обоим сопротивлениям протекает один и тот же переменный анодный ток. Обратим внимание на то, что коэффициент усиления симметричной схемы по каждому выходу меньше единицы и приближается к этой величине при достаточно больших значениях R_a и R_k . Последнее обстоятельство является некоторым недостатком фазоинвертора с катодно-анодной нагрузкой. Так как в схеме имеется всего одна лампа и форма напряжения на обоих выходах связана с формой анодного тока, нелинейные искажения по обоим выходам одинаковы. Благодаря действию в схеме отрицательной обратной связи (см. § 4 настоящей главы), степень нелинейных искажений значительно меньше, а динамический диапазон больше, чем у фазоинвертора с делителем напряжения. Для отсутствия же линейных искажений в области высокочастотного конца спектра сигналов необходимо равенство постоянных времени анодного и катодного выходов схемы, что требует весьма тщательного подбора величин емкостей, шунтирующих каждый выход схемы.

На рис. 2.36 приведена схема фазоинвертора „с катодной связью“ [15, 16]. При действии сигнала на его входе потенциал сетки второй лампы остается неизменным, а меняется потенциал ее катода, соединенного с нулевым проводом через сопротивление R_k , общее

для обеих ламп. Изменение потенциала сетки первой лампы сопровождается изменением в том же направлении потенциала катодов

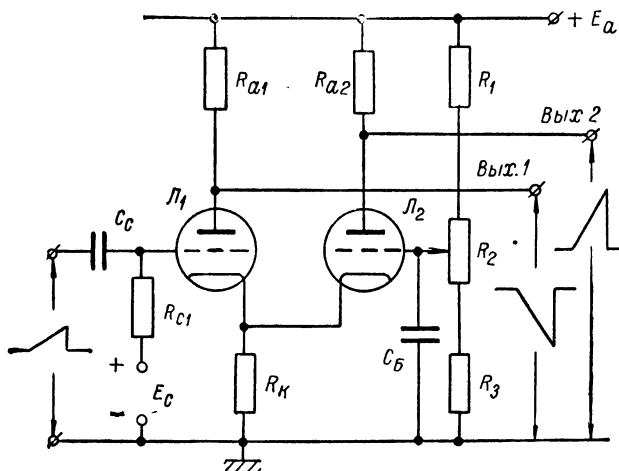


Рис. 2.36. Фазоинверсный каскад с катодной связью.

обеих ламп. Это приводит к изменению разности потенциалов между сеткой и катодом второй лампы в направлении, обратном изменению потенциала сетки первой лампы.

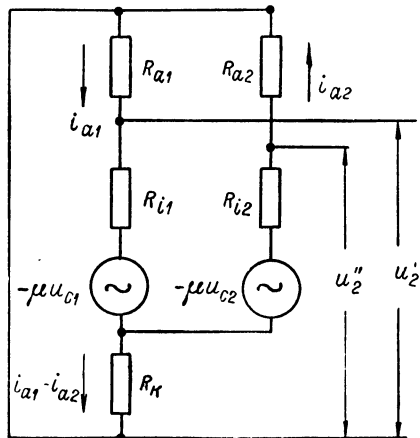


Рис. 2.37. Эквивалентная схема для переменного тока фазоинверсного каскада с катодной связью.

Поэтому полярность напряжения, снимаемого с анода второй лампы, обратна полярности переменного напряжения на аноде первой лампы. Эквивалентная схема для переменного тока рассматриваемого фазоинвертора изображена на рис. 2.37. Составляя уравнения Кирхгофа для мгновенных значений действующих в схеме напряжений и протекающих в цепях токов и принимая при этом во внимание, что

$$u_{c1} = u_1 - (i_{a1} - i_{a2}) R_k,$$

$$u_{c2} = -(i_{a1} - i_{a2}) R_k,$$

где u_1 — мгновенное значение напряжения, действующего на входе схемы, получим:

$$(i_{a1} - i_{a2}) R_k - \mu_1 [u_1 - (i_{a1} - i_{a2}) R_k] + i_{a1} (R_{a1} + R_{i1}) = 0$$

и

$$(i_{a1} - i_{a2}) R_k + \mu_2 (i_{a1} - i_{a2}) R_k - i_{a2} (R_{a2} + R_{i2}) = 0.$$

Определяя, далее, из этих двух уравнений переменные i_{a1} и i_{a2} и замечая, что мгновенные значения выходных напряжений соответственно равны $u_2 = i_{a1} R_{a1}$ и $u_2'' = i_{a2} R_{a2}$, получим следующие выражения для коэффициентов усиления по первому и второму выходу фазоинвертора:

$$K_1 = - \frac{\mu_1 (1 + \mu_2) R_k R_{a1} + \mu_1 (R_{a2} + R_{i2}) R_{a1}}{(\mu_2 + 1) (R_{a1} + R_{i1}) R_k + (\mu_1 + 1) (R_{a2} + R_{i2}) R_k + (R_{a1} + R_{i1}) (R_{a2} + R_{i2})} \quad (2.70)$$

и

$$K_2 = \frac{\mu_1 R_k (1 + \mu_2) R_{a2}}{(\mu_2 + 1) (R_{a1} + R_{i1}) R_k + (\mu_1 + 1) (R_{a2} + R_{i2}) R_k + (R_{a1} + R_{i1}) (R_{a2} + R_{i2})} \quad (2.71)$$

Для того чтобы сигналы по первому и второму выходу были бы равны, необходимо выполнение условия $|K_1| = K_2$, т. е.

$$R_k = \frac{(R_{a2} + R_{i2}) R_{a1}}{(\mu_2 + 1) (R_{a2} - R_{a1})} \quad (2.72)$$

Из последнего соотношения следует, что для равенства амплитуд напряжений на обоих выходах схемы, анодные нагрузки ламп должны быть разными (при $R_{a1} = R_{a2}$ равенство $u_2' = u_2''$ возможно лишь при $R_k = \infty$), причем величина R_{a2} должна превосходить R_{a1} . Это естественно, так как для выполнения равенства $u_2' = u_2''$ при $R_{a1} = R_{a2}$ необходимо $i_{a1} = i_{a2}$, что невозможно, так как при этом, очевидно, суммарное напряжение на сопротивлении R_k , а следовательно, и переменное напряжение на сетке второй лампы равны нулю.

Неравенство анодных сопротивлений ламп является источником известной асимметрии схемы. В действительной схеме фазоинвертора, помимо элементов, указанных на рис. 2.36, имеются переходные цепи и паразитные емкости, из которых особенно существенную роль в линейных искажениях сигналов играют емкости, шунтирующие анодные нагрузки ламп. Частотная и фазовая характеристики каскада по одному и второму выходу могут быть найдены на основании выражений (2.70) и (2.71) при замене R_{a1} , R_{a2} и R_k на \dot{Z}_{a1} , \dot{Z}_{a2} и \dot{Z}_k — комплексные сопротивления анодных цепей и общей, катодной цепи обеих ламп с учетом входящих в схему емкостей. Можно убедиться, что верхняя граница полосы пропускания выхода фазоинвертора, связанного с анодом второй лампы, соответствует более низкой частоте, чем верхняя граница полосы пропускания по первому выходу. Уменьшение этой асимметрии может быть сделано либо путем ухудшения вида характеристики по первому выходу, либо путем приближения R_{a1} к R_{a2} с потерей точного равенства амплитуд выходных напряжений. Очевидно, что при этом асимметрия в выходных напряжениях при прочих равных условиях тем меньше, чем больше величина сопротивления R_k . Из (2.70) и (2.71) видно, что разница в амплитудах выходных напряжений схемы, построенной на двух однотипных лампах (что обычно и имеет место) с равными

анодными нагрузками, при $R_k \gg \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$ становится весьма малой, а коэффициенты усиления по одному и другому выходу достигают значений

$$K_1 = K_2 = \frac{\mu R_a}{2(R_a + R_i)}, \quad (2.73)$$

т. е. в два раза меньше коэффициента усиления аналогичного реостатного каскада. Это уменьшение коэффициента усиления связано с наличием в схеме отрицательной обратной связи, обусловленной сопротивлением R_k .

Последняя схема фазоинвертора находит широкое применение, так как при соответствующем выборе параметров она может быть сделана достаточно симметричной, а коэффициент усиления ее значительно больше единицы. Для расчета схемы могут быть использованы приведенные выше соотношения и ряд соображений, относящихся к реостатным каскадам.

5. Лампы для выходных каскадов усилителей. Выходные каскады усилителей строятся как на триодах, так и на пентодах и тетрдах. Некоторые лампы могут работать как в триодном, так и в пентодном режиме — в зависимости от включения их электродов. Примером может служить пентод 6Ф6, который превращается в триод соединением экранной сетки с анодом.

Нагрузка оконечного каскада в большинстве случаев имеет сравнительно небольшое сопротивление (не больше нескольких тысяч ом, а иногда всего лишь несколько сотен ом). Поэтому для того чтобы режим каскада был близок к оптимальному, а выходной трансформатор не оказался сильно понижающим, необходима лампа с малым внутренним сопротивлением.

Далее, на основании выражений (2.60) и (2.65) можно написать:

$$P_n = S^2 R_i \frac{\alpha}{2(\alpha + 1)^2} U_{m1}^2.$$

Из этого соотношения видно, что лампы, предназначенные для оконечных каскадов, должны при малом внутреннем сопротивлении обладать большой крутизной характеристики или, иначе говоря, большим значением произведения $S\mu$. У хороших современных оконечных ламп $S = 10 - 15$ ма/в, величина сопротивления R_i — порядка 1000 ом или несколько ниже.

Оконечные каскады, построенные на многосеточных лампах и работающие на аperiodическую нагрузку, вносят сравнительно большие нелинейные искажения в форму усиливаемого сигнала. Анализ процессов в схемах таких каскадов показывает, что минимальные нелинейные искажения соответствуют значению коэффициента α , близкому к

$$\alpha_{\text{opt}} = 0,1 \div 0,15. \quad (2.74)$$

В лабораторных физических установках для постройки каскадов усиления мощности часто используются пентоды 6П9, 6Ф6, тетроды 6ПЗС и 6П6С, триоды 2С4С, 6С6, а для постройки выходных каскадов большей мощности или каскадов с большим динамическим диапазоном — лампы ГУ-29, 807, ГУ-50 и т. д.

Специально для оконечных каскадов были разработаны правые лампы (см. § 4 гл. I). У них при отрицательных потенциалах сетки анодный ток практически равен нулю и анодные характеристики располагаются в области положительных значений сеточного напряжения. При использовании этих ламп в классе *B* отпадает необходимость в источнике сеточного смещения, что удобно для построения схем. Так как режим *B* чаще всего используется в двухтактных схемах, то правые лампы выпускаются в виде двояных ламп — в одном баллоне фактически помещаются две лампы с общим катодом. Примером может служить двойной триод 6Н7.

Анодные характеристики правых ламп по своему виду напоминают характеристики пентодов. Поэтому величина коэффициента α для каскада на такой лампе выбирается такой же, как и для пентодного каскада.

Известным недостатком правых ламп является то, что они работают со значительным сеточным током. Поэтому оконечный каскад, построенный на такой лампе, заметно нагружает предыдущий каскад. Со значительными токами сетки работают и мощные лампы, используемые в выходных каскадах. Для того чтобы это не нарушало нормальной работы усилителя, в схему вводят специальный „предоночный“ каскад, рассчитанный на отлачу мощности, достаточной для управления сеточной цепью выходной лампы. Работа такого каскада аналогична работе рассмотренных оконечных каскадов, и он может быть построен на одной из маломощных выходных ламп.

§ 4. Обратные связи в схемах усилителей

1. Усиление сигналов в схемах с обратной связью. Обратной связью называют передачу части энергии с выхода или какого-либо промежуточного звена устройства на его вход. Для этого в схему вводят специальную цепь, носящую название цепи обратной связи (цепь „О“ на рис. 2.38). Эта цепь служит для передачи части мощности с выхода усилителя обратно на его вход. Доля этой мощности обычно бывает мала по сравнению с мощностью, выделяющейся в нагрузке (но может быть велика по сравнению с мощностью усиливаемого сигнала). Если в результате введения цепи обратной связи общий коэффициент усиления возрастает, то говорят о положительной (регенеративной) обратной связи. Если же коэффициент усиления уменьшается, то говорят об отрицательной (дегенеративной) обратной связи.

Имея в виду, что мощность, передаваемая цепью обратной связи, много меньше выходной мощности, различают обратную связь

по току и по напряжению (в зависимости от способа включения цепи обратной связи на выход усилителя).

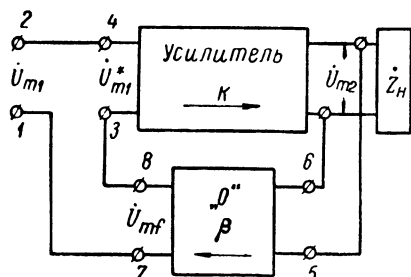


Рис. 2.38. Блок-схема устройства с обратной связью.

В схемах со связью по напряжению величина напряжения, передаваемого с выхода устройства на его вход, пропорциональна величине выходного напряжения (рис. 2.39а).

В схемах со связью по току величина напряжения обратной связи пропорциональна значению тока на выходе устройства (рис. 2.39б).

Наконец, в схемах может быть применена комбинированная обратная связь (рис. 2.39в).

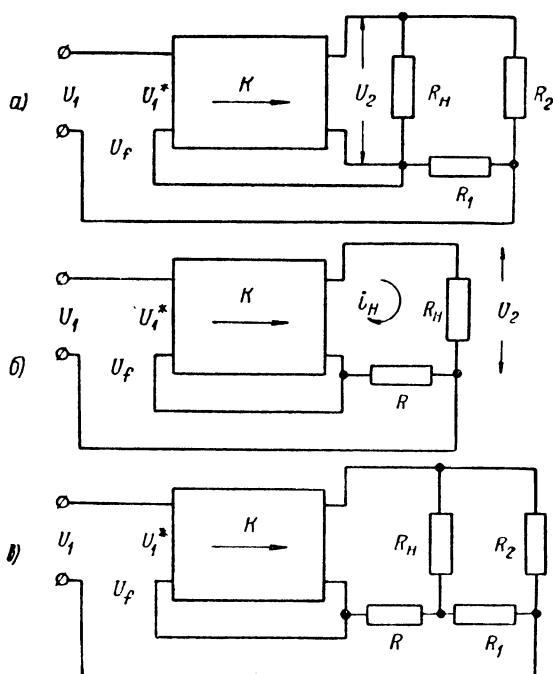


Рис. 2.39. Блок-схемы усилителей с обратной связью: (а) — по напряжению, (б) — по току и (в) — с комбинированной обратной связью.

Еще одним признаком, по которому различают цепи обратной связи, является способ подачи обратного напряжения на вход охва-

ченного обратной связью устройства. Во всех схемах, приведенных выше, напряжение обратной связи подается последовательно с напряжением сигнала. В схемах с параллельной обратной связью напряжение последней подается на вход параллельно с напряжением сигнала. Ниже будут приведены примеры как схем усилителей с последовательной обратной связью, так и примеры схем с параллельной обратной связью. Здесь же отметим, что существенного различия в характеристиках одной и другой схемы обратной связи нет, но при построении цепей параллельной обратной связи встречается ряд трудностей и поэтому она применяется сравнительно редко.

Основные соотношения для усилителей с обратной связью могут быть найдены из рассмотрения схемы, приведенной на рис. 2.38. Очевидно, что

$$\dot{U}_{m2} = \dot{K}\dot{U}_{m1}^* = \dot{K}(\dot{U}_{m1} + \dot{U}_{mf}),$$

где \dot{K} — коэффициент усиления схемы без введения в нее цепи обратной связи. Принимая во внимание, что $\dot{U}_{mf} = \dot{\beta}\dot{U}_{m2}$, где $\dot{\beta}$ — коэффициент передачи напряжения цепи „О“ или коэффициент обратной связи, получим следующее выражение для коэффициента усиления устройства с обратной связью:

$$\dot{K}_f = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}}. \quad (2.75)$$

В общем случае коэффициенты \dot{K} и $\dot{\beta}$ комплексны и могут быть записаны в виде $\dot{K} = K e^{j\Psi_k}$ и $\dot{\beta} = \beta e^{j\Psi_\beta}$, где Ψ_k и Ψ_β — сдвиги фаз компонент спектра сигнала при прохождении его через усилительную цепь и цепь обратной связи. Подставляя написанные выражения для \dot{K} и $\dot{\beta}$ в (2.75), получим:

$$\dot{K}_f = \frac{K (\cos \Psi_k + j \sin \Psi_k)}{1 - K\beta \cos \Psi - j K\beta \sin \Psi}, \quad (2.76)$$

где $\Psi = \Psi_k + \Psi_\beta$.

Модуль написанного выражения равен:

$$K_f = \frac{K}{\sqrt{1 - 2K\beta \cos \Psi + K^2\beta^2}}. \quad (2.77)$$

В частном случае, если $\Psi_k + \Psi_\beta = 0$, т. е. если переданное с выхода усилителя напряжение на его вход находится в фазе с напряжением сигнала, то

$$K_f = \frac{K}{1 - K\beta} \quad (2.78)$$

и при всех значениях величины произведения $K\beta$ обратная связь положительна.

Наоборот, если $\Psi_k - \Psi_\beta = \pi$, т. е. если переданное с выхода напряжение находится в противофазе с напряжением сигнала, то

$$K_f = \frac{K}{1 + K\beta} \quad (2.79)$$

и при всех значениях величины произведения $K\beta$ обратная связь отрицательна. В первом случае усиление схемы при введении цепи обратной связи возрастает в $\frac{1}{1 - K\beta}$ раз, а во втором случае — оказывается в $1 + K\beta$ раз меньше, чем усиление той же схемы без цепи обратной связи.

Ниже будет показано, что введение отрицательной обратной связи улучшает вид характеристик усилителя. Поэтому, несмотря на то, что при этом снижается усиление, отрицательная обратная связь широко применяется в специальных схемах.

На рис. 2.40 изображена простая схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью по току. Элементом обратной связи является сопротивление R_k , незашунтированное емкостью. Переменный анодный ток лампы, протекая по этому сопротивлению, создает на нем падение напряжения, совпадающее по полярности с напряжением сигнала. Поэтому амплитуда напряжения, действующего между сеткой и катодом лампы в этой схеме, при активной нагрузке анодной цепи оказывается ослабленной по сравнению с амплитудой сигнала. Найдем коэф-

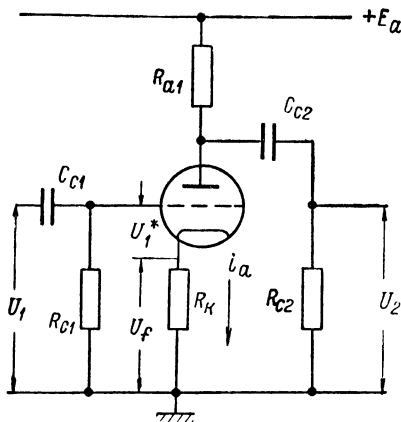


Рис. 2.40. Схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью по току.

фициент усиления схемы, воспользовавшись известным соотношением, связывающим мгновенное значение анодного тока с мгновенными значениями напряжений на сетке и на аноде лампы и ее параметрами [выражение (1.91)]. Замечая, что мгновенному значению напряжения сигнала на входе u_1 соответствует мгновенное значение разности потенциалов между сеткой и катодом лампы $u_1^* = u_1 - i_a R_k$ и мгновенное значение анодного напряжения $u_a = i_a (R_a + R_k)$, напомним:

$$i_a = \frac{\mu u_1^*}{R_a + R_k + R_k(\mu + 1)}.$$

Далее, так как $u_2 = -i_a R_a$, то коэффициент усиления схемы:

$$K_f = - \frac{\mu R_a}{R_a + R_k + R_k(\mu + 1)}. \quad (2.80)$$

Сравнивая это выражение с известным выражением для усиления каскада на сопротивлениях и выражением (2.78), легко заключить, что коэффициент обратной связи:

$$\beta = \frac{R_k}{R_a} \cdot \frac{\mu + 1}{\mu}. \quad (2.81)$$

Если схема построена на пентоде и $R_a \ll R_i$, а $\mu \gg 1$, то последние три соотношения приобретают вид:

$$i_a = \frac{S u_1}{1 + S R_k}, \quad (2.82)$$

$$K_f = \frac{S R_a}{1 + S R_k}, \quad (2.83)$$

$$\beta = \frac{R_k}{R_a}. \quad (2.84)$$

На рис. 2.41 приведена простая схема с отрицательной обратной связью по напряжению, осуществляемой с помощью цепи R_1, R_2, C_p . Действительно, если на входе действует сигнал u_1 , то переменная составляющая анодного напряжения u_a при активной нагрузке анодной цепи сдвинута по фазе относительно u_1 на угол π . При условии, что $\frac{1}{\omega C_p} \ll R_1 + R_2$, ток в цепи R_1, R_2, C_p совпадает по фазе с напряжением u_a . Поэтому напряжение u_f , снимаемое с R_1 , совпадает по фазе с напряжением u_a , т. е. оказывается в противофазе с напряжением сигнала u_1 . Так как напряжение между катодом и сеткой лампы складывается из напряжения сигнала и напряжения u_f , то $u_1^* = u_1 - u_f$, т. е. амплитуда сигнала оказывается уменьшенной. Коэффициент обратной связи в такой схеме:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

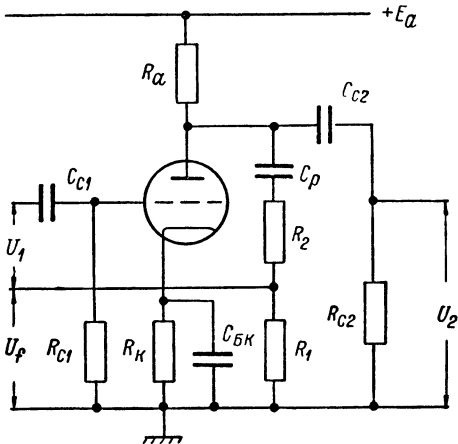


Рис. 2.41. Схема усилительного каскада с отрицательной обратной связью по напряжению.

Наконец, если из схемы, приведенной на рис. 2.41, исключить блокировочный конденсатор $C_{бк}$, то получится простая схема каскада с комбинированной отрицательной обратной связью. В этой схеме элементами цепей отрицательной обратной связи будут служить сопротивления R_k, R_1 и R_2 , а амплитуда напряжения, передаваемого с выхода каскада на его вход, $U_{mf} = I_{ma} R_k + \frac{U_{ma} R_1}{R_1 + R_2}$.

Приведенная схема с отрицательной обратной связью по напряжению практически неудобна, так как ни одна из входных клемм каскада, а следовательно,

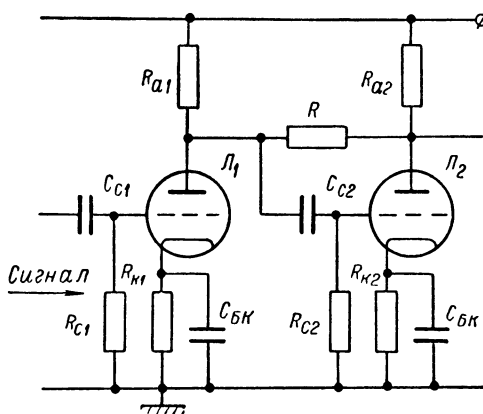


Рис. 2.42. Пример схемы с отрицательной обратной связью по напряжению.

и источника сигналов не может быть заземлена. Примером схемы с подачей части переменного напряжения с анода лампы на ее сетку, свободной от этого недостатка, может служить схема, изображенная на рис. 2.42. Здесь параллельная обратная связь осуществляется путем включения дополнительного сопротивления R между анодами ламп двух смежных каскадов. Сопротивление R

обычно выбирают значительно бóльшим сопротивлений анодных нагрузок ламп.

На рис. 2.43 приведена схема межкаскадной отрицательной обратной связи, охватывающей два каскада. Напряжение, снимаемое с анода

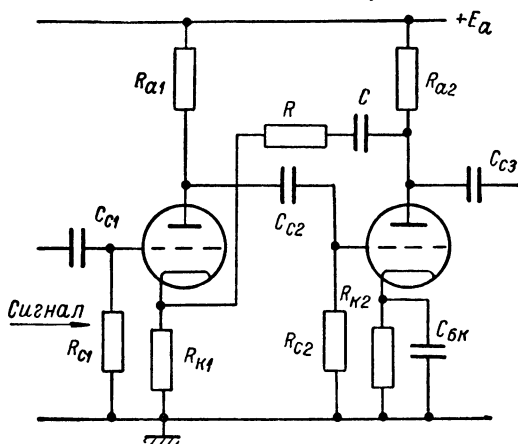


Рис. 2.43. Пример схемы с отрицательной обратной связью, охватывающей два каскада.

второй лампы, подается на катод первой, причем сопротивление $R_{к1}$ не зашунтировано конденсатором. Поэтому наряду с межкаскадной отрицательной обратной связью по напряжению в схеме имеется и внутрикаскадная отрицательная обратная связь по току.

Один из вариантов схемы отрицательной обратной связи, охватывающей три каскада, изображен на рис. 2.44. В этой схеме напряжение, снимаемое с анода третьей лампы, подается на сетку первой. Внутрикаскадной связи в этой схеме нет. Следует отметить, что напряжение обратной связи может сниматься не только с анода лампы, но также и с ее катода (для этого, конечно, параллельно сопроти-

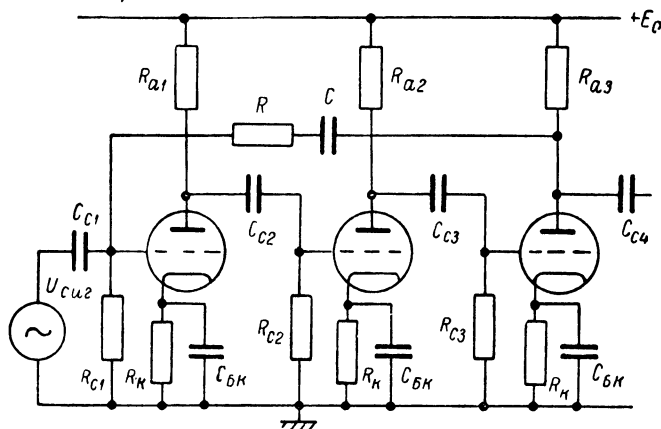


Рис. 2.44. Пример схемы усилителя с цепью отрицательной обратной связи, охватывающей три каскада.

влению R_k не должен быть включен блокировочный конденсатор). В этом случае напряжение обратной связи должно подаваться на сетку четного или катод нечетного каскада, отсчитанного от последнего в сторону входа усилителя (каскад, с катода которого снимается напряжение обратной связи, принимается за первый). Межкаскадная обратная связь, охватывающая больше трех каскадов, применяется редко. Причины этого будут ясны из дальнейшего.

2. Характеристики усилителей с обратной связью. Введение в усилитель обратной связи приводит, вообще говоря, к изменению всех его характеристик. Начнем с рассмотрения частичной характеристики усилителя на сопротивлениях с цепью обратной связи, построенной из активных элементов, т. е. с цепью, имеющей

$$\beta = \text{const} = \beta_0 \text{ и } \Psi_3 = 0.$$

Для этого обратимся к общему выражению для коэффициента усиления схемы с обратной связью [соотношение (2.77)]. Так как на квазирезонансной частоте $K_{f0} = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta_0}$, то неравномерность усилителя с цепью активной отрицательной обратной связи:

$$M_f = \frac{K_f}{K_{f0}} = M \frac{1 + K_0 \beta_0}{\sqrt{1 + 2K_0 \beta_0 M \cos \Psi_k + (K_0 \beta_0 M)^2}}, \quad (2.85)$$

где M — неравномерность частотной характеристики при отсутствии отрицательной обратной связи.

Для однокаскадного усилителя на сопротивлениях $M = \cos \Psi_k$. Поэтому уравнение частотной характеристики такого каскада с введенной в него цепью активной отрицательной обратной связи

$$M_f = M \frac{1 + K_0 \beta_0}{\sqrt{1 + 2K_0 \beta_0 M^2 + K_0^2 \beta_0^2 M^2}}. \quad (2.86)$$

Из этого выражения видно, что $M_f > M$ при всех значениях $M < 1$ и $K_0 \beta_0 \neq 0$. На рис. 2.45 приведены графики $M_{fB} = f(\Omega_B)$ и $M_{fH} = f\left(\frac{1}{\Omega_H}\right)$ для четырех значений произведения $K_0 \beta_0$. Изображение M_{fH} в зависимости от $\frac{1}{\Omega_H}$ (а не Ω_H) позволяет придать им вид кривых, симметричных относительно вертикальной оси. Выбором соответствующей величины $K_0 \beta_0$ можно расширить полосу пропускания каскада

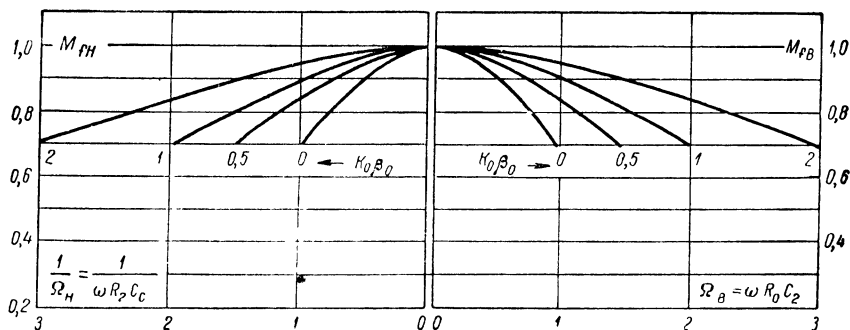


Рис. 2.45. Частотные характеристики однокаскадного усилителя с цепью отрицательной обратной связи.

в желаемое число раз. Но при этом пропорционально уменьшается коэффициент усиления. Так, например, для увеличения вдвое частоты, соответствующей верхней границе полосы пропускания каскада, нужно выбрать $K_0 \beta_0 = 1$, когда $K_{f0} = \frac{K_0}{2}$. Такое же расширение полосы пропускания в сторону высоких частот ценой пропорционального уменьшения усиления можно получить, снизив величину сопротивления R_a каскада. К аналогичным заключениям приводит рассмотрение фазовых характеристик. Поэтому введение внутрикаскадной активной отрицательной обратной связи не позволяет увеличить величину произведения $K_0 \omega_B^*$ каскада.

Иначе обстоит дело, если цепь отрицательной обратной связи охватывает несколько каскадов. Действительно, в случае, например, двухкаскадного усилителя, состоящего из идентичных каскадов, $\Psi_k = 2\Psi_{1k}$, где Ψ_{1k} — фазовый сдвиг компонент спектра сигнала

при прохождении через один каскад и, так как $\cos \Psi_{1k} = M_1$, то $\cos \Psi = \cos \Psi_k = 2M_1^2 - 1 = 2M - 1$, где M_1 — неравномерность характеристики одного каскада, M — неравномерность характеристики всего двухкаскадного усилителя. Поэтому частотная характеристика такой схемы с введенной в нее цепью активной отрицательной обратной связи, охватывающей оба каскада, найденная на основании (2.77):

$$M_f = M \frac{1 + K_0 \beta_0}{\sqrt{1 + 2K_0 \beta_0 M (2M - 1) + (K_0 \beta_0 M)^2}}. \quad (2.87)$$

Из сравнения выражений (2.86) и (2.87) следует, что для двухкаскадного усилителя с межкаскадной отрицательной активной обратной связью величина отношения $\frac{M_f}{M}$ больше, чем для однокаскадного усилителя с внутрикаскадной связью при соответственно равных значениях M и $K_0 \beta_0$. Следовательно, введением межкаскадной отрицательной обратной связи можно расширить полосу пропускания усилителя при непропорционально меньшем снижении усиления, а следовательно, увеличить значение произведения $K_0 \omega_v^*$ усилителя.

При этом следует иметь в виду, что увеличение значения $K_0 \beta_0$ свыше определенного предела приводит к появлению подъемов частотной характеристики усилителя в области низких и высоких частот. В этом можно убедиться из рассмотрения выражения (2.87), которое приводит к выводу, что максимумы M_f соответствуют $M = \frac{1}{K_0 \beta_0}$. Так как $M \leq 1$, то это значит, что подъемы могут наблюдаться только при $K_0 \beta_0 > 1$, и наибольшие величины M_f отвечают таким частотам, при которых частотная характеристика усилителя без обратной связи проходит через значение $M = \frac{1}{K_0 \beta_0}$. Это наглядно иллюстрируют приведенные на рис. 2.46 частотные характеристики рассматриваемой схемы (как и на рис. 2.45, величина M_{fn} отложена в функции $\frac{1}{Q_n}$).

Причина нарастания усиления в определенных областях частот заключается в следующем. Как это видно из выражения (2.77), введение цепи отрицательной обратной связи уменьшает усиление схемы, пока $K^2 \beta^2 - 2K\beta \cos \Psi > 0$. Если же частота сигналов приобретает значение, при котором величина K падает, а Ψ возрастает настолько, что достигается равенство $\cos \Psi = \frac{K\beta}{2}$, то K_f оказывается равным K . Дальнейшее изменение частоты сигналов ведет к тому, что K_f становится большим K , т. е. отрицательная обратная связь превращается в положительную. Если при этом нарастание усиления за счет появления в схеме увеличивающейся с возрастанием Ω_v и $\frac{1}{Q_n}$ положительной обратной связи превосходит снижение усиления, связанное с конечными значениями постоянных времени τ_d и τ_c , то должны наблюдаться

подъемы частотной характеристики усилителя. Это и имеет место в двухкаскадной схеме при $K_0\beta_0 > 1$.

Аналогично изменяется вид частотной характеристики трехкаскадного усилителя при введении в его схему цепи активной отрицатель-

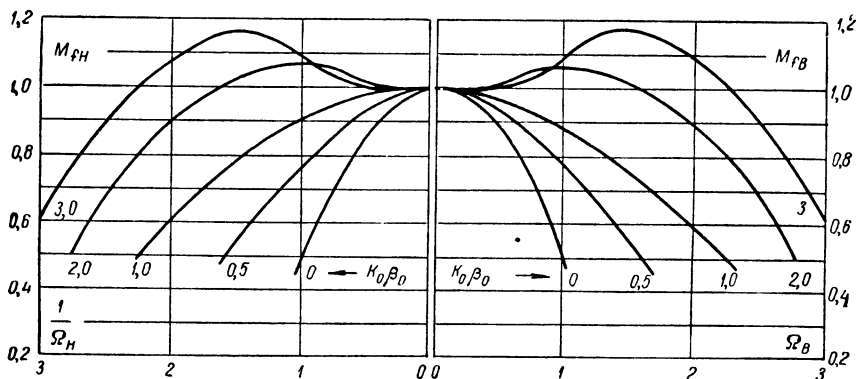


Рис. 2.46. Частотные характеристики двухкаскадного усилителя с отрицательной обратной связью.

ной обратной связи (рис. 2.47). Как и в двухкаскадном усилителе, здесь возрастает значение $K\omega_v^*$ при данной величине $\frac{S}{C_s}$, но если $K_0\beta_0 > 0,5$, на частотной характеристике появляются подъемы.

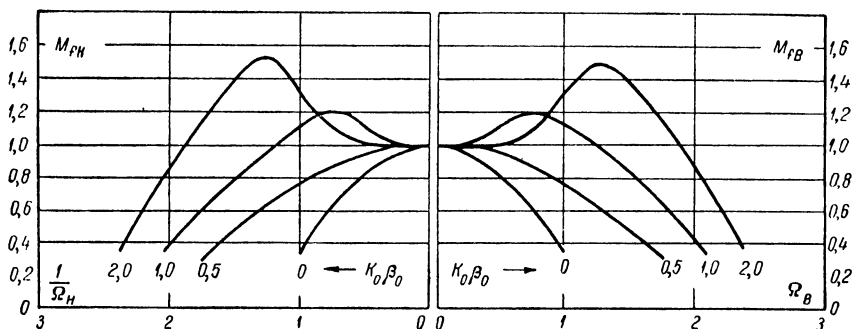


Рис. 2.47. Частотные характеристики трехкаскадного усилителя на сопротивлениях с активной цепью отрицательной обратной связи.

Усилители с отрицательной обратной связью часто применяются в лабораторной практике для усиления импульсных сигналов (см. § 2 гл. III). В этом случае выбор наиболее подходящей величины $K_0\beta_0$ может быть сделан по виду переходных характеристик усилителя. Строгий анализ нестационарных процессов в схемах с обратной связью связан с громоздкими выкладками [17], но в настоящее время разработаны

методы приближенного расчета переходных характеристик, дающие вполне удовлетворительные результаты [18, 19]. Анализ этих характеристик показывает, в частности, что для наилучшего воспроизведения быстрых изменений напряжения величина $K_0\beta_0$ должна быть выбрана несколько меньше той, при которой на частотной характеристике усилителя появляются подъемы.

Помимо изменения вида частотной и фазовой, а также, соответственно, переходной характеристик усилителя, введение обратной связи приводит к изменению его амплитудной характеристики, причем положительная обратная связь увеличивает, а отрицательная уменьшает нелинейные искажения сигналов. Это может быть показано путем следующих рассуждений.

Если амплитудная характеристика усилителя нелинейна, то при действии на его входе гармонического напряжения на выходе, кроме сигнала основной частоты с амплитудой \dot{U}_{m2} , имеются дополнительные гармоники. Пусть амплитуда одной из таких гармоник напряжения \dot{U}'_{m2} . Положим теперь, что в схему введена обратная связь и одновременно изменен коэффициент усиления K с тем, чтобы общее усиление схемы осталось неизменным. Следовательно, амплитуда основного сигнала \dot{U}_{m2} останется прежней. Так как часть напряжения с выхода усилителя подается на его вход, то амплитуда рассматриваемой гармоники изменится. Связь между ее новым значением \dot{U}'^*_{m2} и прежним значением \dot{U}'_{m2} может быть легко найдена, если принять во внимание, что при действии на входе цепи обратной связи напряжения с амплитудой \dot{U}'^*_{m2} амплитуда напряжения на ее выходе равна $\beta \dot{U}'^*_{m2}$. Поэтому в установившемся режиме

$$\dot{U}'^*_{m2} = \dot{U}'_{m2} + K\beta \dot{U}'^*_{m2}$$

и, следовательно,

$$\dot{U}'^*_{m2} = \frac{\dot{U}'_{m2}}{1 - K\beta}. \quad (2.88)$$

Из рассмотрения этого выражения видно, что при положительной обратной связи $\dot{U}'^*_{m2} > \dot{U}'_{m2}$, т. е. нелинейные искажения возрастают. Наоборот, при отрицательной обратной связи нелинейные искажения уменьшаются. В частном случае, если $\Psi = \Psi_k + \Psi_\beta = (2N - 1)\pi$, то

$$\dot{U}'^*_{m2} = \frac{\dot{U}'_{m2}}{1 + K\beta}, \quad (2.89)$$

т. е. нелинейные искажения оказываются ослабленными в $1 + K\beta$ раз.

К совершенно аналогичному выводу можно прийти, рассматривая, например, работу каскада с включенным в цепь катода лампы сопротивлением R_k , не зашунтированным конденсатором, т. е. каскада с отрицательной обратной связью по току.

Из выражения (2.83) следует, что относительное изменение величины K_f связано с относительным изменением крутизны лампы, обусловленным той или иной причиной и, в частности, имеющим место при увеличении амплитуды сигнала соотношением

$$\frac{dK_f}{K_f} = \frac{dS}{S} \frac{1}{1 + SR_k}. \quad (2.90)$$

Если же сопротивление R_k зашунтировано емкостью и поэтому отрицательной обратной связи в схеме нет, то

$$\frac{dK}{K} = \frac{dS}{S}, \quad (2.91)$$

т. е. в первом случае относительное изменение усиления в $\frac{1}{1 + SR_k}$ раз меньше, чем во втором, что и означает, что нелинейные искажения снижаются.

Следует подчеркнуть, что поскольку величина произведения $K\beta$ и фазовый угол $\Psi = \Psi_k + \Psi_\beta$ в общем случае — функции частоты, соотношения (2.90) и (2.91) справедливы, строго говоря, только при вполне определенной частоте, а практически — в некоторой области частот, вне которой нелинейные искажения при введении цепи отрицательной обратной связи либо не уменьшаются вовсе, либо даже возрастают.

Введение обратной связи сопровождается изменением не только частотной, фазовой и амплитудной характеристик усилителя, но также изменением его стабильности. При использовании усилителей для количественных исследований существенно постоянство величины коэффициента усиления. Между тем изменения напряжения питания усилителя, замена одних экземпляров ламп другими того же типа, изменения параметров схемы, связанные с непостоянством температуры в помещении или нагреванием деталей при протекании через элементы схемы тока и т. п., приводят к тому, что усиление не остается постоянным. Непостоянство коэффициента усиления можно оценить величиной коэффициента неустойчивости $\chi = \frac{\Delta K}{K}$, где ΔK — изменение коэффициента усиления за счет тех или иных дестабилизирующих факторов.

Если в схеме имеется обратная связь, то стабильность ее работы оценивается величиной коэффициента $\chi_f = \frac{\Delta K_f}{K_f}$, где K_f — коэффициент усиления схемы с обратной связью. Полагая, что обратная связь отрицательна, и считая для простоты, что $\Psi_k + \Psi_\beta = \pi$, найдем, воспользовавшись выражением (2.79):

$$\chi_f = \frac{1}{1 + K\beta} \chi. \quad (2.92)$$

Из этого выражения видно, что введение цепи отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент неустойчивости в $1 + K\beta$ раз. Совершенно так же при наличии положительной обратной связи

$$x_f = \frac{1}{1 - K\beta} x \quad (2.93)$$

т. е. коэффициент неустойчивости возрастает в $\frac{1}{1 - K\beta}$ раз.

Увеличение стабильности работы схемы является еще одним весьма ценным свойством отрицательной обратной связи, благодаря которому она широко применяется в специальных схемах.

Обратим внимание на то, что, применяя отрицательную обратную связь в многокаскадном усилителе с большим коэффициентом усиления, нетрудно получить значение $K\beta \gg 1$ при сохранении малой величины коэффициента обратной связи β . Пренебрегая в этом случае единицей в знаменателе выражения (2.79), получим:

$$K_f = \frac{1}{\beta}. \quad (2.94)$$

Следовательно, при выборе соответствующих величин коэффициентов K и β усиление схемы практически не зависит ни от параметров лампы, ни от параметров схемы и числа каскадов, а определяется только коэффициентом передачи напряжения цепи обратной связи.

Пусть, например, схема без отрицательной обратной связи обладает коэффициентом усиления $K = 10^7$, но в нее введена цепь отрицательной обратной связи, причем $\beta = 10^{-5}$. Тогда коэффициент усиления всей схемы $K_f \approx 10^5$. Если теперь по каким-либо причинам величина K изменилась даже в 2—3 раза (такие большие изменения значения K мало вероятны), то величина K_f будет отличаться от прежнего значения всего на 2—3%.

Что касается величины β , то она определяется параметрами цепи обратной связи. В эту цепь могут не входить электронные лампы, и параметры ее не зависят от напряжения источников питания. Поэтому величина коэффициента усиления K_f оказывается чрезвычайно стабильной.

Еще одно интересное свойство такого усилителя заключается в том, что его характеристики должны определяться только цепью обратной связи для всей области частот, где выполняется неравенство $K\beta \gg 1$.

Эти соображения свидетельствуют о том, что применение отрицательной обратной связи открывает широкие возможности для стабилизации коэффициента усиления схемы. Однако надо иметь в виду, что сделанные выводы справедливы только в том случае, если выполняется равенство $\Psi_k + \Psi_\beta = \pi$. Частотные зависимости величин Ψ_k и Ψ_β могут привести к тому, что при неправильно построенной схеме обратной связи стабильность усилителя не возрастает, а даже уменьшится. Более того, при введении цепи отрицательной

обратной связи в усилителе может начаться генерация, т. е. будет нарушена устойчивость работы схемы. Причина этого та же, что и причина появления пиков на частотной характеристике усилителя, — превращение в определенной области частот отрицательной обратной связи в положительную. Если при этом в этой области частот величина $K\beta$ окажется равной или большей единицы, то в схеме создадутся условия самовозбуждения в результате какого-либо случайного толчка, например флюктуационного происхождения. Не представляет труда показать, что для устойчивой работы усилителя на сопротивлениях, состоящего из N идентичных каскадов, величина произведения $K_0\beta_0$ должна удовлетворять неравенству:

$$K_0\beta_0 < (K_0\beta_0)_{кр} = \frac{1}{\left(\cos \frac{\pi}{N+1}\right)^{N+1}}$$

(предполагается, что частотно-фазовая характеристика цепи обратной связи совпадает с характеристикой одного каскада схемы). Отсюда видно, что если $N=2$, то $(K_0\beta_0)_{кр}=8$, если $N=3$, то $(K_0\beta_0)_{кр}=4$, если $N=4$, то $(K_0\beta_0)_{кр}=2,9$ и т. д. Максимумы на частотной характеристике усилителя появляются при значительно меньших величинах $K_0\beta_0$ чем $(K_0\beta_0)_{кр}$ и поэтому величина $K_0\beta_0$ чаще ограничивается допустимым изменением вида характеристик усилителя, а не опасностью его самовозбуждения. В некоторых же специальных случаях, когда желательно ввести как можно более глубокую отрицательную обратную связь, принимаются специальные меры для того, чтобы величина $K\beta$ падала с частотой настолько быстро, что самовозбуждение оказывалось невозможным. Наиболее простым методом увеличения устойчивости усилителя, дающим возможность применять глубокую отрицательную обратную связь, является шунтирование анодной нагрузки одного из каскадов емкостью. При этом суммарный сдвиг фазы в пределах, где коэффициент усиления велик, определяется в основном только этим каскадом. Иначе говоря, в этом случае многокаскадная схема в отношении устойчивости приближается к однокаскадной. Разумеется, этот метод непригоден, если необходимо сохранить широкую полосу пропускания.

3. Эквивалентные параметры ламп в схемах с обратной связью. Анализ усилителей с цепями обратной связи во многих случаях представляет существенные трудности [17]. Он значительно облегчается, если воспользоваться представлением об эквивалентных параметрах лампы. Последние отличаются от действительных вследствие передачи части напряжения с выхода каскада на его вход. Введение представления об эквивалентной лампе позволяет использовать все приемы графического анализа, разработанные для усилительных схем без обратной связи. Так как параметры эквивалентной лампы различны для схемы со связью по напряжению и по току, рассмотрим эти схемы отдельно.

Если сопротивление нагрузки бесконечно велико, то коэффициент усиления напряжения каскада совпадает со статическим коэффициентом усиления лампы. Следовательно, на основании выражения (2.79) для схемы с отрицательной обратной связью по напряжению имеем:

$$\mu_{\text{эк}} = \frac{\mu}{1 + \mu\beta}. \quad (2.95)$$

При короткозамкнутом выходе усилителя величина β становится равной нулю. Поэтому крутизна характеристики лампы не зависит от наличия в схеме цепи обратной связи:

$$S_{\text{эк}} = S. \quad (2.96)$$

Наконец, эквивалентное внутреннее сопротивление лампы:

$$R_{i\text{эк}} = \frac{\mu_{\text{эк}}}{S_{\text{эк}}} = \frac{R_i}{1 + \mu\beta}. \quad (2.97)$$

Таким образом, введение в схему отрицательной обратной связи по напряжению можно формально рассматривать как изменение внутреннего сопротивления и статического коэффициента усиления лампы. Идя дальше по этому пути, можно найти характеристики эквивалентной лампы. Для этого достаточно так изменить масштабы по осям анодного напряжения и тока и оси сеточного напряжения, чтобы без перечерчивания характеристик лампы с параметрами μ , R_i и S перейти к характеристикам лампы с параметрами $\mu_{\text{эк}}$, $R_{i\text{эк}}$ и $S_{\text{эк}}$. Так как в схеме с отрицательной обратной связью фактически действующее на сетке лампы напряжение связано с напряжением сигнала (т. е. с напряжением, действующим на сетке лампы в каскаде без обратной связи) соотношением $u_c = \frac{u_1}{1 + K\beta}$, то масштаб по оси сеточных напряжений следует изменить в $(1 + K\beta)$ раз. Далее, для того, чтобы было выполнено равенство $S_{\text{эк}} = S$, масштаб по оси анодных токов должен быть также изменен в $(1 + K\beta)$ раз. Наконец, поскольку $\mu_{\text{эк}} = \frac{\mu}{1 + \mu\beta}$, масштаб по оси анодных напряжений должен быть изменен в $\frac{1 + K\beta}{1 + \mu\beta}$ раз.

Отметим, что если отрицательная обратная связь не действует по постоянному напряжению, т. е. если цепь обратной связи содержит разделительный конденсатор, то начальный режим работы схемы совпадает с начальным режимом в схеме без обратной связи. Поэтому начальное положение рабочей точки должно быть определено без учета действия обратной связи, а изменение масштабов по осям должно быть сделано при отсчете i_a , u_a и u_c от их начальных значений, т. е. должны быть изменены характеристики лампы только для переменных составляющих напряжений и анодного тока. Сказанное

иллюстрирует рис. 2.48, на котором приведено семейство анодных характеристик триода, имеющего $\mu = 50$ и $R_i = 12,5 \text{ ком}$ с нанесенной нагрузочной прямой, соответствующей $R_a = 50 \text{ ком}$ (коэффициент усиления каскада $K = 40$). Начальное положение рабочей точки A определяется пересечением этой прямой с характеристикой лампы, отвечающей $u_c = U_{c0} = -1,5 \text{ в}$. При указанном на рисунке изменении цифр на осях (линии i'_a , u'_a и u'_c) это же семейство кривых отвечает работе лампы в каскаде с введенной в него цепью отри-

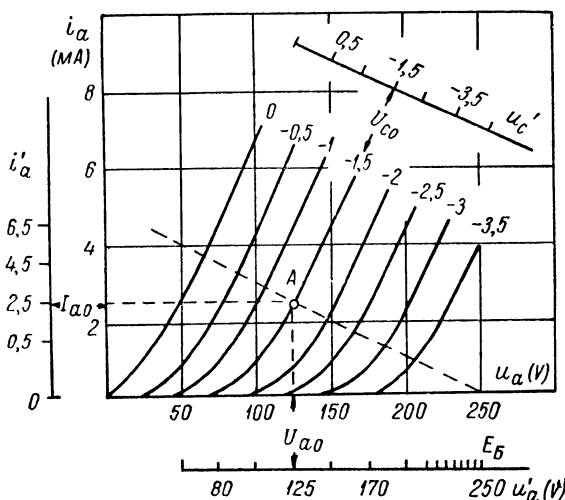


Рис. 2.48. Иллюстрация изменения масштаба по осям напряжений и тока анодной характеристики лампы при введении в каскад отрицательной обратной связи по напряжению.

цательной 2,5%-й обратной связи ($K\beta = 1$). (Заметим, что линейный переход от осей i_a , u_a и u_c к осям i'_a , u'_a и u'_c ограничивается областью, в которой параметры лампы постоянны.)

В случае, если в схеме имеется отрицательная обратная связь, действующая и по постоянному и по переменному напряжениям, масштаб по осям должен быть изменен до проведения нагрузочной линии (т. е. до определения начальной рабочей точки), начиная с нулевых значений анодного тока. Для этого предварительно должны быть определены значения μ и K для нелинейных участков характеристик лампы.

Совершенно аналогично может быть введено представление об эквивалентной лампе в случае наличия в схеме обратной связи по току. Полагая в выражении (2.80), относящемся к схеме с незашунтированным сопротивлением в катode лампы, $R_a = \infty$, найдем, что

$$\mu_{\text{эк}} = \mu. \quad (2.98)$$

Далее, замечая, что при $R_a = 0$ мгновенное значение анодного тока связано с мгновенным значением напряжения сигнала через крутизну лампы

$$S = \frac{di_a}{du_c} \quad \text{и} \quad S_{\text{эк}} = \frac{di_a}{du_i} = \frac{di_a}{du_c + du_f} = \frac{di_a}{du_c + di_a R_k},$$

напишем:

$$S_{\text{эк}} = \frac{S}{1 + SR_k}. \quad (2.99)$$

Наконец, внутреннее сопротивление эквивалентной лампы:

$$R_{i\text{эк}} = \frac{\mu_{\text{эк}}}{S_{\text{эк}}} = R_i (1 + SR_k). \quad (2.100)$$

Для того чтобы от характеристик лампы перейти к характеристикам эквивалентной лампы, работающей в каскаде с отрицательной обратной связью по току, необходимо изменить масштаб по осям сеточных и анодных напряжений в $1 + K\beta$ раз, а по оси анодных токов лампы — в $\frac{1 + K\beta}{1 + SR_k}$ раз.

Из приведенных выражений видно, что введение в схему каскада обратной связи по напряжению приводит к эффективному снижению статического коэффициента усиления и внутреннего сопротивления лампы. Введение же отрицательной обратной связи по току может трактоваться как уменьшение крутизны лампы и возрастание ее внутреннего сопротивления. Это соответствует тому, что отрицательная обратная связь по напряжению стабилизирует величину выходного напряжения и, в частности, уменьшает его изменения при варьировании сопротивления нагрузки. Отрицательная же обратная связь по току стабилизирует величину тока, текущего в нагрузке. В результате этого при изменении сопротивления последней колебания выходного напряжения оказываются большими, чем в схеме без отрицательной обратной связи по току.

4. Применение положительной обратной связи в усилителях. Положительная обратная связь, увеличивая коэффициент усиления, одновременно снижает динамический диапазон усилителя, увеличивает нелинейные искажения, понижает стабильность работы и создает угрозу самовозбуждения схемы. Поэтому в усилителях она применяется сравнительно редко. Исключения составляют резонансные усилители, в которых введение положительной обратной связи может быть использовано (с понижением устойчивости работы схемы) для сужения полосы пропускания. В усилителях на сопротивлениях может быть полезным применение положительной обратной связи в комбинации с отрицательной обратной связью. Это, в частности, позволяет исключить из схемы наиболее громоздкие и зачастую вносящие ряд паразитных эффектов детали — блокировочные конденсаторы в цепях катодов и экранных сеток лампы.

Две схемы двухкаскадного усилителя, приведенные на рис. 2.49, иллюстрируют возможность исключения блокировочных конденсаторов, шунтирующих сопротивления R_k каждого каскада. Емкость конденсаторов $C_{бк}$, указанных в схеме на рис. 2.49а, выбирается из соображений, изложенных выше (см. § 2 настоящей главы) — она должна быть достаточно велика для того, чтобы не наблюдалось

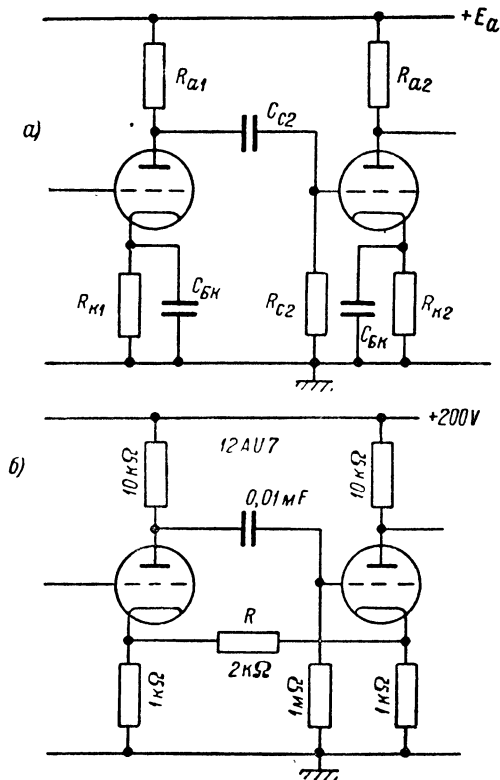


Рис. 2.49. Замена блокировочных конденсаторов в цепях автоматического смещения положительной обратной связью.

недопустимое снижение частотной характеристики усилителя в области нижних частот вследствие появления заметной отрицательной обратной связи по току в каждом каскаде. Если подходящих конденсаторов нет или они слишком сильно увеличивают габариты усилителя, последний можно построить вовсе без блокировочных конденсаторов. При этом дополнительный завала частотной характеристики в области нижних частот, обусловленного цепями автоматического смещения, не будет, но коэффициент усиления схемы снизится. Скомпенсировать это снижение усиления можно путем введения в схему положительной обратной связи, выбирая ее коэффициент таким, чтобы величина усиления схемы вернулась к своему прежнему значению. С этой целью можно, например, воспользоваться тем, что переменное напряжение на сопротивлении R_{k2} превосходит по величине переменное напряжение на катode первой лампы и имеет обратную полярность. Поэтому для введения в схему положительной обратной связи достаточно соединить катоды ламп с помощью дополнительного сопротивления (R на рис. 2.49б), соответствующим образом подобрав его величину. При указанных на рис. 2.49б значениях параметров коэффициент усиления схемы, построенной на лампе 12 AU7 , равен 80, а полоса пропускания — около 250 кГц .

недопустимое снижение частотной характеристики усилителя в области нижних частот вследствие появления заметной отрицательной обратной связи по току в каждом каскаде. Если подходящих конденсаторов нет или они слишком сильно увеличивают габариты усилителя, последний можно построить вовсе без блокировочных конденсаторов. При этом дополнительный завала частотной характеристики в области нижних частот, обусловленного цепями автоматического смещения, не будет, но коэффициент усиления схемы снизится. Скомпенсировать это снижение усиления можно путем введения в схему положительной обратной связи, выбирая ее коэффициент таким, чтобы величина усиления схемы вернулась к своему прежнему значению. С этой целью можно, например, воспользоваться тем, что переменное напряжение на сопротивлении R_{k2} превосходит

Совершенно аналогичные соображения лежат в основе замены блокировочных конденсаторов в цепях экранированных сеток ламп положительной обратной связью. Возможное построение подобной схемы иллюстрирует рис. 2.50. Сопротивление R является элементом цепи положительной обратной связи, введенной в схему в связи с исключением конденсаторов $C_{бз}$. Общий коэффициент усиления схемы при указанных на рис. 2.50 параметрах — около 2500 при полосе пропускания 100 кГц.

Обычно замена блокировочных конденсаторов цепями положительной обратной связи сопровождается некоторым изменением формы частотной характеристики усилителя. Это объясняется тем, что вследствие изменения с частотой значений K и β , а также Ψ_k и Ψ_{β} , роль положительной обратной связи при различных значениях частоты оказывается разной. Поэтому для того, чтобы привести характеристики усилителя к нужному виду, может потребоваться не только выбор правильных величин сопротивлений в цепях обратной связи, но и шунтирование отдельных участков этих цепей дополнительными емкостями (обычно небольшой величины). Это усложняет постройку усилителя, но, вместе с тем, дает возможность улучшить вид характеристик усилителя в области частот, близких к верхней границе полосы пропускания, т. е. увеличить значение произведения $K_0\omega_*$. Ряд способов решения этой задачи изложен ниже (в § 1 гл. III).

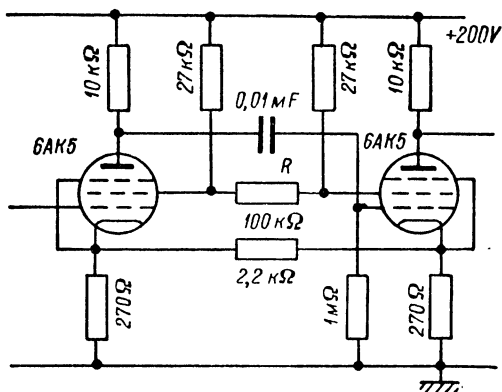


Рис. 2.50. Пример схемы с цепями положительной обратной связи, введенными для замены блокировочных конденсаторов в цепях автоматического смещения и цепях питания экранированных сеток ламп.

5. Паразитные обратные связи в усилителях. Кроме обратной связи, созданной умышленно, в усилителе существует ряд паразитных обратных связей. Если эти паразитные обратные связи положительны, то, как было выяснено выше, они могут привести к существенному ухудшению характеристик усилителя и уменьшению стабильности его работы. Кроме того, положительная обратная связь (в дальнейшем будем называть ее просто обратной связью) может привести к неустойчивости работы усилителя, т. е. к возможности самовозбуждения. При этом, очевидно, усилитель, по существу, превращается в генератор, и на его выходе имеется переменное напряжение, частота и форма которого определяются параметрами

схемы. Условие самовозбуждения схемы было написано выше [см. выражение (1.108)]:

$$1 - K\beta = 0.$$

Оно может быть переписано для фазовых углов и модулей K и β :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_K + \Psi_\beta = \Psi = 0, \\ K\beta = 1. \end{aligned} \right\} \quad (2.101)$$

Для устойчивости работы усилителя необходимо выполнение неравенства

$$1 - K\beta > 0. \quad (2.102)$$

Подробное исследование вопроса об устойчивости работы схемы приводит к заключению, что самовозбуждение невозможно, если будет выполнено условие

$$\text{при} \quad \left. \begin{aligned} K\beta < 1 \\ \Psi = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.103)$$

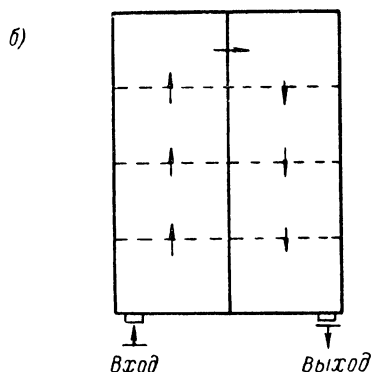
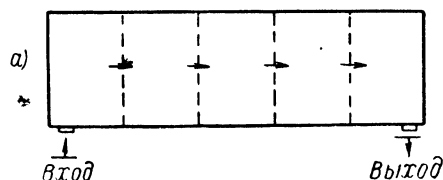


Рис. 2.51. Схема расположения каскадов многокаскадного усилителя.

Нарушение последнего неравенства может иметь место за счет паразитных обратных связей в схеме. Они обуславливаются несколькими причинами. Основные из них — связь анодной цепи лампы с цепью сетки через емкость сетка — анод лампы, связь через емкостные и индуктивные взаимодействия между отдельными элементами схемы, связь за счет протекания переменных токов в шасси, на котором собран усилитель, и, наконец, связь через источники питания, общие для нескольких каскадов.

Связь через емкость C_{ac} особенно опасна в резонансных усилителях (см. § 3 гл. III).

Связь, обусловленную емкостью и взаимной индукцией между отдельными деталями схемы, можно уменьшить рациональным монтажом схемы и экранировкой отдельных каскадов усилителя. Если это возможно по условиям работы, желательно усилитель монтировать „в линию“, располагая один каскад за другим и максимально удаляя выход схемы от ее входа (рис. 2.51а). Иногда для удобства

совместного расположения многокаскадного усилителя с другими элементами установки предпочитают двухрядное расположение каскадов (рис. 2.51б) с тщательной экранировкой одного ряда от другого. Вход и выход усилителя для уменьшения возможности непосредственной связи между ними желательно выполнить в виде утопленных хорошо изолированных от шасси гнезд или штырей (а не в виде клемм на панели). Детали, входящие в сеточную и анодную цепи лампы каждого каскада, стремятся не располагать в непосредственной близости. Монтажные провода следует делать как можно более короткими, соединяя все точки схемы по кратчайшему пути. Ряд деталей схемы монтируется прямо на лепестках ламповых панелек. Благодаря этому уменьшается возможность наводок с одного провода на другой и снижается распределенная емкость монтажа. В отдельных случаях некоторые детали (например, переходные конденсаторы большой емкости в широкополосных усилителях) лучше удалить от шасси. При этом естественно оказывается необходимым удлинить монтажные провода, но требование минимальной связи между ними остается в силе. В некоторых схемах применяются экранированные провода (чаще всего в сеточных цепях ламп). Это возможно лишь в тех случаях, когда связанное с экранировкой возрастание емкости C_2 не приводит к ухудшению характеристик усилителя в недопустимых пределах.

Значительное уменьшение паразитных связей в усилителях дает экранировка отдельных каскадов схемы. К сожалению, определение достаточности той или иной экранировки не поддается техническому расчету. Поэтому, хотя рациональное экранирование отдельных каскадов и всей усилительной схемы в целом является весьма важным вопросом при конструировании и постройке усилителя, трудно сформулировать точные указания, как следует экранировать тот или иной усилитель. Особенно существенную роль имеет экранировка в резонансных усилителях, при описании которых мы вернемся к вопросу экранировки, а здесь отметим, что чаще всего при постройке межкаскадного экрана стремятся отделить экраном анодную цепь лампы от ее сеточной цепи. Это иллюстрирует рис. 2.52, на котором схематически изображено возможное расположение экранов в усилителе на сопротивлениях (роль деталей C_ϕ и R_ϕ будет ясна из излагаемого ниже).

Экранировка усилителя может быть нарушена, если через межкаскадные экраны будут проходить провода питания. Поэтому последние выносятся за металлические перегородки, разделяющие каскады, или помещаются в металлические чулки-экраны. Введение в схему общего земляного провода, который также может привести к нарушению экранировки, в большинстве случаев не дает никакого положительного эффекта и, как показывает опыт, гораздо рациональнее заземлять соответствующие детали в каждом каскаде, непосредственно соединяя их с металлическим шасси.

Впрочем, в измерительных усилителях, работающих с малыми сигналами, такой общий земляной провод, присоединенный к шасси в одной точке, вводят. Делается это с целью уменьшить возможность наводок вследствие возникновения паразитных разностей потенциалов в шасси при действии внешних электромагнитных полей.

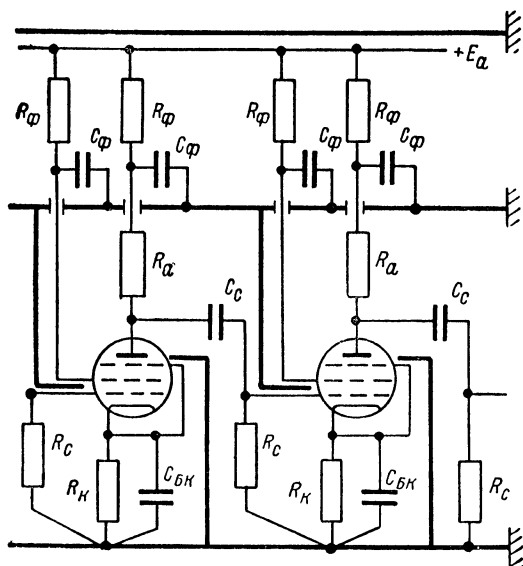


Рис. 2.52. Пример расположения экранов в усилителе.

В широкополосных и импульсных усилителях, имеющих сравнительно малое усиление на каскад, при рациональном монтаже можно обойтись без межкаскадной экранировки, введение которой, вообще говоря, увеличивает значение емкости C_2 .

При неудачном монтаже схемы самовозбуждение усилителя могут вызвать блуждающие переменные токи, протекающие по шасси. Если конец сопротивления в катодной сетке и сопротивление утечки сетки присоединены к разным точкам шасси, то протекание таких токов вызывает появление между сеткой и катодом лампы переменного напряжения (u' на рис. 2.53а), фаза которого может оказаться совпадающей с фазой сигнала, вызвавшего эти токи. Для того чтобы этот эффект, особенно опасный в первых каскадах схемы, не мог привести ее к самовозбуждению, концы сопротивлений $R_К$ и $R_С$, а также конец конденсатора $C_{БК}$ следует соединять с шасси в одной точке (рис. 2.53б).

Обратные связи в схеме усилителя через источник питания анодных цепей ламп вызываются протеканием через этот источник пере-

менных анодных токов всех ламп схемы. Так как всякий источник питания обладает некоторым сопротивлением, то на его клеммах появляется переменное напряжение. Это переменное напряжение оказывается приложенным к сеткам всех ламп, за исключением первой. Величина этого напряжения и фазовые соотношения в схеме могут оказаться такими, что схема самовозбудится.

Уменьшить опасность самовозбуждения можно, выбрав источник питания с возможно меньшим внутренним сопротивлением. Наимень-

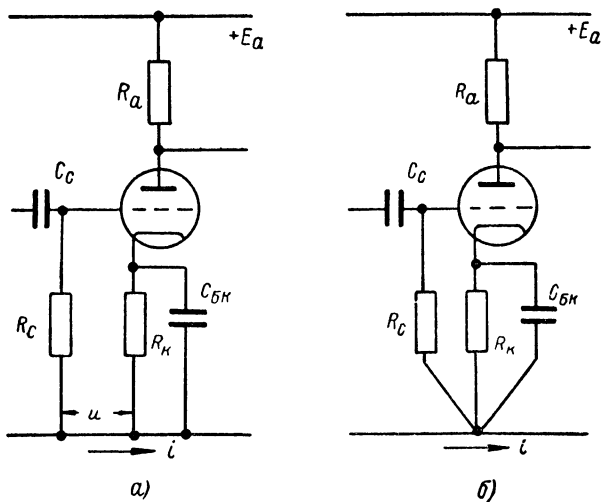


Рис. 2.53. Иллюстрация возможности появления между сеткой и катодом лампы переменного напряжения вследствие протекания по шасси переменного тока (а) и правильное соединение элементов схемы (б).

шее сопротивление имеют специальные схемы питания, построенные на электронных лампах (см. гл. VI). Сравнительно большое сопротивление имеют сухие батареи, особенно после частичной разрядки или длительного хранения (их сопротивление достигает величины порядка нескольких сотен ом). Поэтому применение таких батарей может вызвать самовозбуждение схемы.

В некоторых случаях применяется раздельное питание каскадов усилителя, при котором схема разбивается на две или большее число частей, питаемых от отдельных источников. При этом опасность самовозбуждения за счет связи через источник питания уменьшается, так как снижается величина коэффициента усиления в каждой группе схемы.

Наконец, наиболее эффективным средством борьбы с самовозбуждением схемы, вследствие связи через источник питания анодных цепей ламп, является применение так называемых развязывающих

фильтров. Развязывающий фильтр обычно представляет собой комбинацию из активного сопротивления $R_{\text{ф}}$, включенного последовательно с источником питания, и емкости $C_{\text{ф}}$, включенной параллельно сопротивлению фильтра и источнику питания. Такие фильтры в цепях анодов и экранных сеток ламп имеются в каждом каскаде усилителя на сопротивлениях, схема которого изображена на рис. 2.52.

Параметры фильтров выбираются таким образом, что основная доля переменной составляющей анодного или экранного тока каждой лампы схемы протекает через емкость $C_{\text{ф}}$ и лишь малая доля — через сопротивление $R_{\text{ф}}$ и источник питания. Поэтому амплитуда переменного напряжения, выделяющегося на клеммах источника питания, уменьшается. Кроме того, это переменное напряжение оказывается не целиком, а лишь частично приложенным к сетке каждой лампы (за исключением первой, к которой оно не приложено вовсе), так как элементы фильтров служат делителями переменного напряжения, включенными между источником питания и сетками ламп.

Эффективность развязывающих фильтров понижается с уменьшением частоты сигналов, так как при этом возрастает сопротивление емкостей $C_{\text{ф}}$. Поэтому в схемах с фильтрами наиболее вероятно самовозбуждение на сравнительно низкой частоте. Оно тем более вероятно, чем больше усиление схемы в этой области частот.

Ниже будет показано, что введение в схему развязывающих фильтров не только уменьшает опасность самовозбуждения, но также позволяет улучшить вид характеристик усилителя в области низких частот (см. § 1 гл. III).

Обеспечение устойчивости работы схемы практически не менее важно, чем получение необходимого вида характеристик усилителя. К сожалению, нельзя дать совершенно точных рецептов того, как следует сделать усилитель, чтобы возможность самовозбуждения была бы совершенно исключена. Иногда причиной самовозбуждения может быть неудачно расположенный провод, плохая пропайка частей экранировки, высыхание батарей питания и т. д. Опыт, приобретаемый в практической работе, оказывается совершенно необходимым для правильной постройки и быстрого налаживания усилителей. Это, конечно, не исключает необходимости знакомства с существующими методами борьбы с самовозбуждением.

§ 5. Усилительный каскад с катодной нагрузкой

1. Схема каскада с катодной нагрузкой. В течение последних 10—15 лет широкое распространение получили каскады с катодной нагрузкой [20]. Принципиальная схема такого каскада в случае активной нагрузки изображена на рис. 2.54а. На рис. 2.54б приведена схема такого же каскада, построенного на пентоде. Если бы напряжение сигнала действовало между точками 2 и 5 (а не 1 и 2), то эта схема представляла бы собой обычную схему каскада с анодной

нагрузкой, отличающуюся от приводившихся выше только порядком включения в анодную цепь лампы сопротивления и источника питания. Здесь же, благодаря тому, что все выходное напряжение приложено между сеткой и катодом лампы и вычитается из входного сигнала, в каскаде имеется стопроцентная отрицательная обратная связь по напряжению. Это определяет отличие характеристик каскада от каскада с анодной нагрузкой без обратной связи.

Прежде чем переходить к характеристикам каскада с катодной нагрузкой, отметим, что через сопротивление R_k протекает, помимо переменной составляющей, также постоянная составляющая катод-

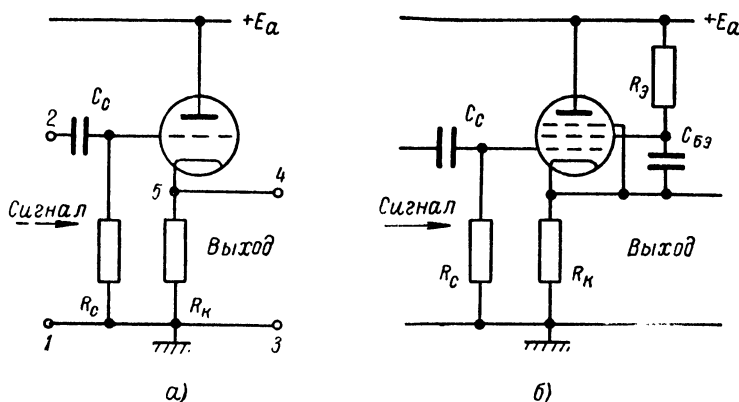


Рис. 2.54. Схема каскада с катодной нагрузкой: (а) — на триоде и (б) — на пентоде.

ного тока лампы. Поэтому на сетку лампы оказывается поданным смещение $|U_{c0}| = R_k I_{k0}$. Величина этого смещения может быть больше или меньше необходимого для нормальной работы лампы. Если по каким-либо соображениям нежелательно увеличивать величину сопротивления R_k для переменного тока, а смещение следует увеличить, то в цепь катода можно включить дополнительное сопротивление, шунтированное конденсатором с достаточно большой емкостью (рис. 2.55а). На практике гораздо чаще встречается обратная задача — смещение на сетке лампы для ее нормальной работы должно быть меньше, чем $R_k I_{k0}$ при выбранном значении сопротивления R_k . В этом случае сопротивление утечки лампы присоединяют к части сопротивления R_k (рис. 2.55б). При этом, вообще говоря, в каскаде имеется не стопроцентная отрицательная обратная связь, поскольку как постоянное, так и переменное напряжение, передаваемое с выхода каскада на его вход, меньше выходного. Однако, если сопротивление источника усиливаемых сигналов (R_i на рис. 2.55б) значительно меньше, чем величина сопротивления R_c , то по переменному напряжению в схеме имеется практически стопроцентная

отрицательная обратная связь. Именно этот случай мы и будем иметь в виду ниже.

Напишем выражение для коэффициента усиления схемы, изображенной на рис. 2.55б. Если бы сигнал действовал между сеткой и катодом лампы, то коэффициент усиления схемы (без обратной связи) был бы равен $K = \frac{\mu R_k}{R_i + R_k}$, где $R_k = R_1 + R_2$. Так как

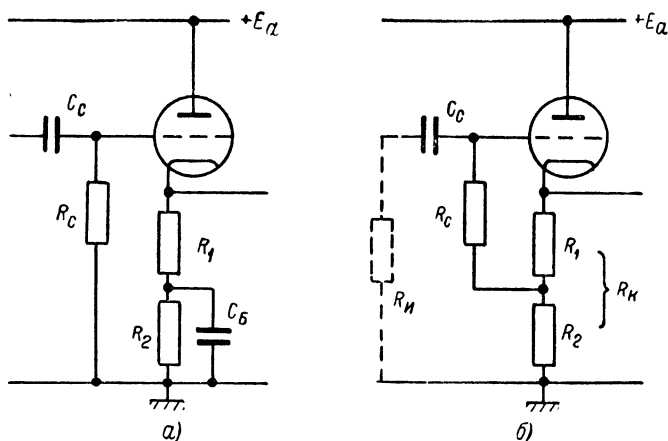


Рис. 2.55. Схемы, позволяющие выбрать необходимое сеточное смещение в каскаде с катодной нагрузкой.

в схеме имеется стопроцентная отрицательная обратная связь ($\beta = 1$), то на основании (2.79) получаем:

$$K = \frac{\mu R_k}{R_i + (1 + \mu) R_k}. \quad (2.104)$$

Если, как это обычно имеет место, $\mu \gg 1$, то выражение (2.104) можно записать в виде:

$$K = \frac{SR_k}{1 + SR_k}. \quad (2.105)$$

Из написанных выражений видно, что коэффициент усиления каскада с катодной нагрузкой остается меньше единицы, приближаясь к этой предельной величине при возрастании значения SR_k . Каскад с катодной нагрузкой, у которого $K \approx 1$, часто называют „катодным повторителем“ — напряжение на его выходе по величине и полярности „повторяет“ напряжение сигнала, действующего на входе. Это название иногда условно распространяется и на каскад, имеющий усиление, заметно меньшее единицы.

Обладая малым коэффициентом усиления напряжения, каскад с катодной нагрузкой имеет большой коэффициент усиления тока.

Действительно, замечая, что $K_T = \frac{R_{вх}}{R_k} K$ и считая $R_{вх} \approx R_c$ (как будет выяснено ниже, на самом деле в области не слишком высоких частот $R_{вх}$ весьма близко к R_c), напишем:

$$K_T = \frac{\mu R_c}{R_i + (1 + \mu) R_k} \quad (2.106)$$

или, если $\mu \gg 1$,

$$K_T = \frac{SR_c}{1 + SR_k}. \quad (2.107)$$

Обычно параметры схемы таковы, что $R_c \gg R_k$, а $SR_k \gg 1$, и K_T оказывается весьма большим. В частности, при $\beta = 1$ (и выполнении написанных неравенств), коэффициент усиления тока просто равен отношению входного сопротивления к сопротивлению, включенному в катодную цепь лампы. Часто говорят, что каскад с катодной нагрузкой представляет собой усилитель тока. С таким же правом можно говорить, что он является усилителем мощности, так как, очевидно, что

$$K_M = \left(\frac{S}{1 + SR_k} \right)^2 R_k R_c \quad (2.108)$$

также при практически встречающихся параметрах схемы значительно больше единицы.

Наконец, иногда говорят, что катодный повторитель представляет собой „трансформатор сопротивления“ — напряжения на его входе и на выходе равны (или близки по величине), а выходное сопротивление каскада много меньше входного. Величину выходного сопротивления легко найти из соотношения (2.106), которое для наглядности можно переписать в виде

$$i_n = i_a = \frac{\frac{\mu}{1 + \mu} \cdot u_1}{R_k + \frac{R_i}{1 + \mu}}.$$

Отсюда видно, что со стороны своего выхода каскад эквивалентен питающему сопротивлению R_k генератору, возбуждающему э. д. с. $\frac{\mu}{1 + \mu} u_1$ и имеющему внутреннее сопротивление, равное

$$R_{вых} = \frac{R_i}{1 + \mu}. \quad (2.109)$$

В частности, если $\mu \gg 1$, то

$$R_{вых} \approx \frac{1}{S}. \quad (2.110)$$

В зависимости от значения крутизны лампы S , выходное сопротивление каскада с катодной нагрузкой, обладающего $K \approx 1$, колеблется в пределах от нескольких тысяч ом до значения, близкого

к 100 ом. Напряжение на выходе каскада не зависит от величины отбираемого тока, пока сопротивление нагрузочной цепи остается значительно большим $R_{\text{вых}}$ (предполагается, разумеется, что при этом не меняется режим работы катодного повторителя вследствие изменения потенциала сетки лампы).

Обратим внимание на то, что перечисленные здесь свойства каскада с катодной нагрузкой имеет и каскад с анодной нагрузкой, построенный на лампе с

$$\mu_{\text{эк}} = \frac{\mu}{1 + \mu} \quad \text{и} \quad R_{t\text{эк}} = \frac{R_t}{1 + \mu} \quad (2.111)$$

[см. выражения (2.95) и (2.97)]. Поэтому выбор лампы для постройки каскада и определение режима ее работы могут быть сделаны так же, как для каскада с анодной нагрузкой с соответствующей обратной связью.

Отметим также, что два каскада, построенных на лампе с $\mu \gg 1$, один с анодной нагрузкой и сопротивлением $R_a = \frac{1}{S}$ и второй с катодной нагрузкой и $R_k \gg \frac{1}{S}$, при $\beta = 1$ имеют одинаковое усиление ($K \approx 1$) и практически равные выходные сопротивления ($R_{\text{вых}} = \frac{1}{S}$) для нагрузочной цепи, присоединяемой к каскаду помимо R_a или R_k . Однако при этом каскад с катодной нагрузкой, вследствие наличия в схеме отрицательной обратной связи, имеет значительно больший динамический диапазон.

2. Характеристики каскада с катодной нагрузкой. Кроме относительно большого динамического диапазона, каскад с катодной нагрузкой имеет ряд других особенностей. К ним, в первую очередь, относится меньшая, чем у каскада с анодной нагрузкой, входная емкость. Последнюю можно найти, определяя комплексные амплитуды составляющих входного тока, протекающего через сопротивления R_c и емкости $C_{\text{ск}}$ и $C_{\text{са}}$ (рис. 2.56а). Эквивалентная схема входа каскада для переменных составляющих напряжений и токов в предположении, что лампа работает в линейном режиме, изображена на рис. 2.56б. Емкость C_2 представляет собой сумму емкостей анод — катод лампы, катод лампы — земля и емкости схемы (нагрузки).

Из рассмотрения этой эквивалентной схемы следует, что

$$\dot{U}_{\text{мск}} = i_{\text{м}2} \dot{X}_c,$$

$$\dot{U}_{\text{м}2} = i_{\text{м}2} \dot{Z}_k + S \dot{U}_{\text{мск}} \dot{Z}_k = i_{\text{м}2} \dot{Z}_k (1 + S \dot{X}_c),$$

$$\dot{U}_{\text{м}1} = \dot{U}_{\text{м}2} + i_{\text{м}2} \dot{X}_c = i_{\text{м}2} (\dot{Z}_k + S \dot{Z}_k \dot{X}_c + \dot{X}_c),$$

где

$$\dot{X}_c = \frac{1}{j\omega C_{\text{ск}}}, \quad \dot{Z}_k = \frac{R_0}{1 + j\omega C_2 R_0} \quad \text{и} \quad R_0 = \frac{(R_1 + R_2) R_i}{R_1 + R_2 + R_i}.$$

Определяя отсюда i_{m1} , i_{m2} и i_{m3} , находя $i_m = i_{m1} + i_{m2} + i_{m3}$ и представляя эту сумму в виде произведения $\dot{U}_{m1}(G_{вх} + j\omega C_{вх})$, где $G_{вх}$

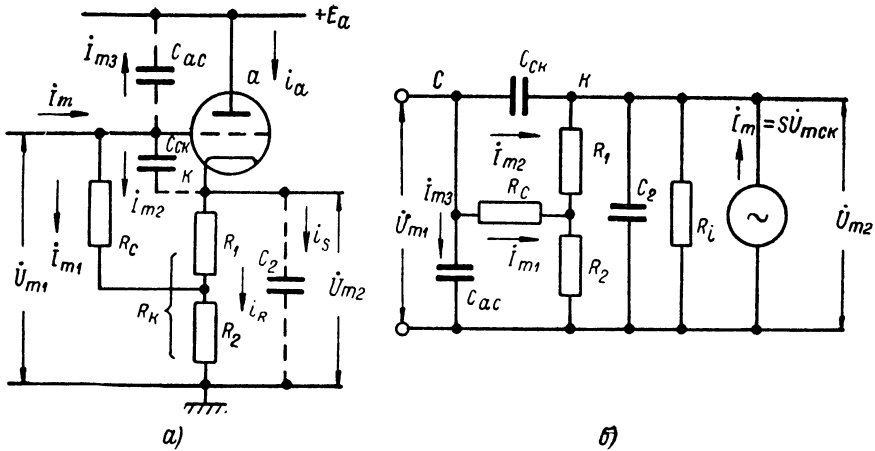


Рис. 2.56. Схема каскада с катодной нагрузкой с учетом паразитных емкостей (а) и эквивалентная цепь входа каскада для переменного тока (б).

и $C_{вх}$ — соответственно активная составляющая входной проводимости каскада и входная емкость, получим:

$$C_{вх} = C_{сз} + C_{св} \frac{(1 + SR_0) + \omega^2 C_2 (C_{св} + C_2) R_0^2}{(1 + SR_0)^2 + \omega^2 (C_{св} + C_2)^2 R_0^2} \quad (2.112)$$

и

$$G_{вх} = \frac{1}{R_c} \frac{(1 + SR_1)(1 + SR_0) - \omega^2 R_0 R_c C_{св} (SR_0 C_2 - C_{св})}{(1 + SR_0)^2 + \omega^2 (C_{св} + C_2)^2 R_0^2}. \quad (2.113)$$

При обычно используемых параметрах схемы, вплоть до частот в несколько десятков мегагерц, первые слагаемые в числителе и знаменателе выражения (2.112) значительно больше вторых. Поэтому с достаточной точностью можно считать, что входная емкость каскада выражается соотношением:

$$C_{вх} \approx C_{сз} + \frac{C_{св}}{1 + SR_0} = C_{сз} + C_{св}(1 - K). \quad (2.114)$$

Таким образом, величина входной емкости каскада изменяется в пределах от $C_{вх \max} = C_{сз} + C_{св}$ при $R_K = 0$ до $C_{вх \min} = C_{сз}$ при возрастании усиления каскада до единицы.

Для пентодного каскада с катодной нагрузкой к емкости $C_{св}$ следует прибавить емкость $C_{сз}$. Поэтому,

$$C_{вх} = C_{сз} + (C_{св} + C_{сз})(1 - K). \quad (2.115)$$

Так как у пентодов величина емкости $C_{с1}$ порядка нескольких тысячных долей пикофарда, то при $K \approx 1$ величина $C_{вх}$ оказывается крайне малой.

Необходимо подчеркнуть, что уменьшение действующего значения емкости $C_{ск}$ благодаря введению в каскад отрицательной обратной связи не сопровождается снижением действующего значения емкости $C_{са}$ и емкости между сеточным проводом, связывающим каскад с источником сигналов и землей. Последняя емкость должна учитываться при построении каскадов или их использовании.

Обращаясь к выражению (2.113), заметим, что в области низких частот сигналов активная составляющая входного сопротивления равна величине сопротивления утечки сетки лампы ($R_0 \approx R_k$, поскольку $R_i \gg R_k$). В области достаточно высоких частот, при условии $SR_0 C_2 \gg C_{ск}$, что имеет место, поскольку $C_2 \gg C_{ск}$, а $SR_0 \gg 1$, входное сопротивление делается меньшим нуля. Это может привести к самовозбуждению устройства, содержащего катодный повторитель [21]. Для предотвращения такой опасности сетку лампы соединяют с элементами схемы (C_c , R_c и т. д.) через небольшое сопротивление [21].

Из написанных выше выражений для \dot{U}_{m2} и \dot{U}_{m1} следует, что коэффициент усиления каскада:

$$\dot{K} = \frac{SR_0}{1 + SR_0} \cdot \frac{1 + \frac{j\omega C_{ск}}{S}}{1 + \frac{j\omega R_0 (C_2 + C_{ск})}{1 + SR_0}}. \quad (2.116)$$

Это соотношение позволяет написать выражения для частотной и фазовой характеристик каскада с катодной нагрузкой. В частности, из него видно, что при $\omega = 0$ получается $\dot{K} = K_0 = \frac{SR_0}{1 + SR_0}$, что совпадает с выражениями для коэффициента усиления, приводившимися выше. Далее, при выполнении равенства $C_{ск} = SR_0 C_2$ частотная характеристика каскада линейна, а фазовый сдвиг равен нулю в неограниченной области частот.

Равенство $C_{ск} = SR_0 C_2$ может быть выполнено, например, путем включения в схему специального конденсатора, связывающего сетку и катод лампы. При этом $C_{вх} = C_{са} + C_2 \frac{SR_0}{1 + SR_0}$, т. е. входная емкость оказывается порядка емкости C_2 . Следовательно, в этом случае включение катодного повторителя не улучшает частотную характеристику выхода усилителя, но позволяет без ее ухудшения повысить выходную мощность.

Общее выражение для частотной характеристики каскада:

$$M = \frac{1 + SR_0}{S} \cdot \frac{\sqrt{S^2 + \omega^2 C_{ск}^2}}{\sqrt{(1 + SR_0)^2 + \omega^2 R_0^2 (C_2 + C_{ск})^2}}. \quad (2.117)$$

Поскольку обычно $SR_0 \gg 1$ и $C_2 \gg C_{ск}$, значение частоты, соответствующей верхней границе полосы пропускания ω_B^* , отвечающей

$$M = M^* = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad \omega_B^* = \frac{S}{C_2},$$

что совпадает с верхней границей полосы пропускания реостатного усилительного каскада при $K=1$, т. е. при $R_0 = \frac{1}{S}$ [выражение (2.18)].

Характеристики каскада с катодной нагрузкой в области нижних частот определяются постоянной времени переходной цепи, которая связывает катод лампы со следующим каскадом или тем или иным прибором.

3. Нестационарные процессы в каскаде с катодной нагрузкой.

Для того чтобы выяснить, каков характер переходных процессов в схеме каскада с катодной нагрузкой, обратимся вновь к рис. 2.56. и напишем уравнение для мгновенного значения напряжения на выходе схемы при действии на ее входе напряжения u_1 . Замечая, что

$$\mu u_{ск} = i_R R_k + i_a R_i = i_R R_k + (i_R + i_S) R_i,$$

$$i_S = C_2 \frac{du_2}{dt} = C_2 R_k \frac{di_R}{dt} \quad \text{и} \quad u_{ск} = u_1 - i_R R_k,$$

напишем

$$C_2 R_k R_i \frac{di_R}{dt} + i_R [(\mu + 1) R_k + R_i] = \mu u_1.$$

Полагая, далее, что напряжение, действующее на входе схемы, изменяется по экспоненциальному закону $u_1 = U_{m1} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}})$ (τ_0 — постоянная фронта сигнала; при $\tau_0 = 0$ входное напряжение мгновенно изменяется от значения, равного нулю, до U_{m1}), получим в результате интегрирования:

$$u_2 = K U_{m1} \left(1 - \frac{\tau_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}} - \tau_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}}{\tau_0 - \tau_2} \right), \quad (2.118)$$

где $K = \mu \frac{R_k}{R_i + (\mu + 1) R_k}$ — коэффициент усиления каскада,

а $\tau_2 = \frac{R_k R_i}{(\mu + 1) R_k + R_i} C_2$ — постоянная времени его выхода.

Положим сначала, что $\tau_0 = 0$, а $U_{m1} > 0$, т. е. что входное напряжение мгновенно возрастает на конечную величину. Тогда

$u_2 = K U_{m1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right)$, т. е. напряжение на выходе (между нулевым проводом и катодом лампы) изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_2 , приближаясь к величине $K U_{m1}$. Поскольку

напряжение на сетке лампы относительно нулевого провода возросло мгновенно, в течение некоторого времени сетка оказывается более положительной, чем катод, и в лампе может протекать сеточный ток. Этот процесс иллюстрируют графики, приведенные на рис. 2.57а. Легко видеть, что подобная же картина наблюдается и в том случае, если $\tau_0 < \tau_2$ — в течение некоторого времени $u_{ck} > 0$, но, в отличие от случая $\tau_0 = 0$, начало появления сеточного тока несколько запаздывает относительно начала нарастания напряжения на входе каскада (рис. 2.57б). Наконец, если $\tau_0 \approx \tau_2$, разность потенциалов остается меньшей нуля во все время изменения напряжений (рис. 2.57в). Таким образом, каскад с катодной нагрузкой при достаточно быстром и большом по величине возрастании напряжения на его входе в течение некоторого времени может работать с сеточными токами, вследствие чего он будет нагружать источник сигналов; это может вызвать появление существенных искажений фронта усиливаемых сигналов. Явление имеет место только, если постоянная времени выхода каскада больше постоянной времени изменения напряжения на сетке лампы.

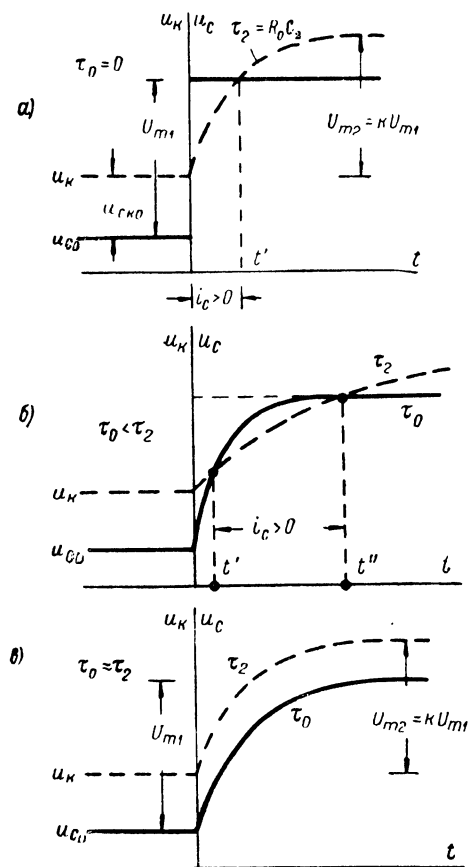


Рис. 2.57. Графики, иллюстрирующие изменение напряжения на входе и на выходе каскада с катодной нагрузкой при разных значениях постоянной времени фронта сигнала положительной полярности (τ_0) и постоянной времени выхода каскада (τ_2).

ния u_1 , выходное напряжение следует зависимости, отличающейся от (2.118) только знаком. При любом соотношении между постоянными времени τ_0 и τ_2 потенциал сетки лампы будет оставаться ниже потенциала ее катода, и появление сеточного тока невозможно (рис. 2.58а). Однако в этом случае возможно другое нежелательное явление — лампа каскада может на некоторое время запираться. Это

напряжение на сетке лампы относительно нулевого провода возросло мгновенно, в течение некоторого времени сетка оказывается более положительной, чем катод, и в лампе может протекать сеточный ток. Этот процесс иллюстрируют графики, приведенные на рис. 2.57а. Легко видеть, что подобная же картина наблюдается и в том случае, если $\tau_0 < \tau_2$ — в течение некоторого времени $u_{ck} > 0$, но, в отличие от случая $\tau_0 = 0$, начало появления сеточного тока несколько запаздывает относительно начала нарастания напряжения на входе каскада (рис. 2.57б). Наконец, если $\tau_0 \approx \tau_2$, разность потенциалов остается меньшей нуля во все время изменения напряжений (рис. 2.57в). Таким образом, каскад с катодной нагрузкой при достаточно быстром и большом по величине возрастании напряжения на его входе в течение некоторого времени может работать с сеточными токами, вследствие чего он будет нагружать источник сигналов; это может вызвать появление существенных искажений фронта усиливаемых сигналов. Явление имеет место только, если постоянная времени выхода каскада больше постоянной времени изменения напряжения на сетке лампы.

В случае изменения входного напряжения в обратном направлении, т. е. при отрицательном перепаде напряже-

иллюстрирует рис. 2.58б, на котором приведены графики изменения величины напряжения между сеткой и катодом лампы в случае $\tau_0 = 0$. Если величина изменения входного напряжения такова, что лампа не запирается ($|U'_{m1}| < |U_{зап}|$), то выходное напряжение и напряжение $u_{ск}$ экспоненциально приближаются к своему стационарному

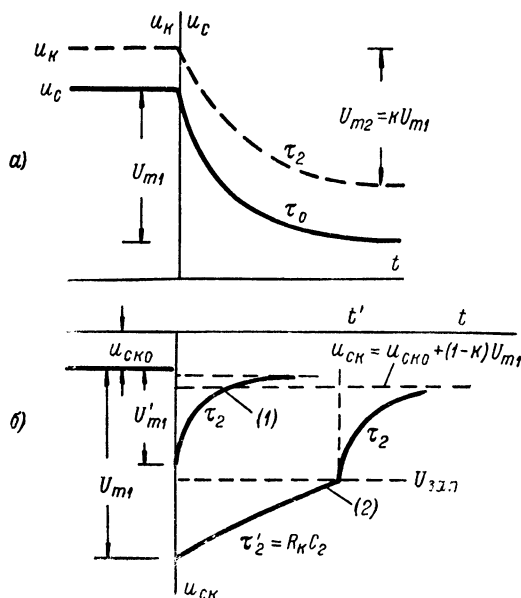


Рис. 2.58. Графики, иллюстрирующие изменение напряжения на входе и на выходе каскада с катодной нагрузкой при разных значениях постоянной времени фронта сигнала отрицательной полярности (τ_0) и постоянной времени выхода каскада (τ_2).

ному значению с постоянной времени τ_2 (кривая 1). Если же в результате резкого снижения напряжения на сетке лампы напряжение $u_{ск}$ оказывается ниже $U_{зап}$, то лампа запирается, и потенциал ее катода убывает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau'_2 = R_k C_2$, стремясь к нулю. Соответственно с такой же постоянной времени убывает абсолютная величина напряжения $u_{ск}$. В некоторый момент времени (t' на рис. 2.58б) напряжение $u_{ск}$ достигает значения $U_{зап}$, лампа отпирается, и в дальнейшем выходное напряжение следует экспоненциальному закону, стремясь к величине $u_2 = \kappa U_{m1}$ с постоянной времени τ_2 (кривая 2 на рис. 2.58б). Таким образом, в этом случае изменение выходного напряжения описывается на разных участках своего изменения экспоненциальными функциями с разными постоянными времени, одна из которых (τ'_2) совпадает с постоянной времени выходной цепи при выключенной лампе и может в десятки или даже сотни раз превосходить величину τ_2 .

Если постоянная времени фронта отрицательного периода входного напряжения $\tau_0 \neq 0$, но $\tau_0 < \tau_2$, запирание лампы также возможно, но с некоторым запозданием относительно начала изменения напряжения u_1 .

Хотя в приведенном здесь рассмотрении не учитывается емкость $C_{ск}$ лампы, его результаты достаточно правильно описывают общий характер протекающих в схеме процессов. Имея их в виду, иногда говорят, что каскад с катодной нагрузкой является несимметричным устройством в отношении знака перепада напряжения на его входе. Подчеркнем, что при этом речь идет об изменениях входного напряжения, лежащих в пределах рабочего амплитудного диапазона каскада, но при „неправильном“ соотношении между постоянными времени τ_0 и τ_2 (т. е., по существу, между постоянными времени входа и выхода каскада).

4. Некоторые применения каскадов с катодной нагрузкой. Широкое применение каскадов с катодной нагрузкой в усилительных, генераторных, преобразовательных, измерительных и т. д. схемах обусловлено тем, что такие каскады имеют более широкий динамический диапазон по сравнению с динамическим диапазоном реостатного каскада с анодной нагрузкой (при равных значениях коэффициента усиления и выходного сопротивления), несколько меньшую входную емкость, чем каскад с анодной нагрузкой при одинаковой емкости монтажа сеточной цепи лампы, и большую стабильность вследствие наличия в схеме отрицательной обратной связи. Иногда бывает удобно также, что полярность сигналов на выходе каскада совпадает с полярностью сигналов на его входе.

В качестве примера применения каскада с катодной нагрузкой укажем на использование его на выходе широкополосного (или импульсного) усилителя (рис. 2.59), работающего на нагрузку со значительной емкостью (кабель, линия, прибор с большой входной емкостью и т. д.). Для того чтобы при такой нагрузке верхняя граница полосы пропускания каскада (и всего усилителя в целом) лежала бы в области достаточно высоких частот, выходное сопротивление последнего каскада должно быть малым с тем, чтобы постоянная времени выходной цепи была бы мала. Это значит, что при использовании реостатного выходного каскада в анодную цепь лампы придется включить малое сопротивление. Следовательно, если не переходить к мощной лампе, динамический диапазон каскада (и всего усилителя в целом) окажется малым. Если же на выходе схемы применить каскад с катодной нагрузкой, имеющий малое выходное сопротивление, то его динамический диапазон будет значительно шире (примерно в SR_k раз), чем усилителя с реостатным выходным каскадом с такой же широкополосностью. Правда, для того, чтобы полностью использовать динамический диапазон выходного каскада с катодной нагрузкой, на его вход надо подать относительно большое напряжение сигнала, т. е. необходимо, чтобы динамический

диапазон всего усилителя без последнего каскада был бы большим. Эта задача решается значительно проще, так как предпоследний каскад схемы, связанный с входом оконечного каскада с катодной нагрузкой, имеющего малую входную емкость, может быть построен на лампе с относительно большим сопротивлением в анодной цепи без снижения широкополосности каскада. Таким образом, для сохранения большого динамического диапазона широкополосного усилителя при нагрузке его на цепь, имеющую большую емкость, рационально на выход схемы включить каскад с катодной нагрузкой. При этом динамический диапазон сохранится таким, каким он был

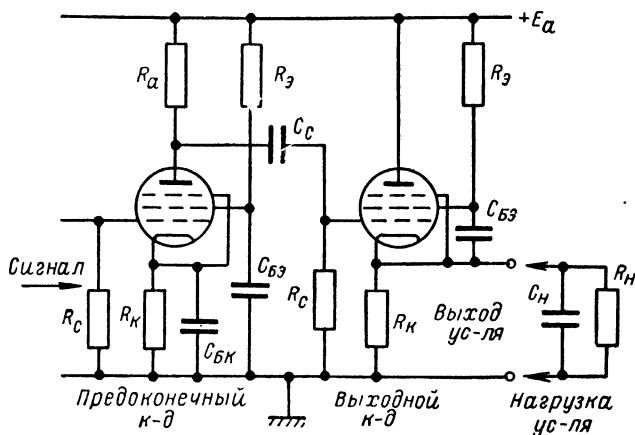


Рис. 2.59. Пример применения каскада с катодной нагрузкой в качестве выходного каскада усилителя.

до введения в схему каскада с катодной нагрузкой, а верхняя граница полосы пропускания практически не изменится, если $C_n < SR_a C_2$, где C_n — емкость нагрузки усилителя, S — крутизна лампы каскада с катодной нагрузкой, R_a и C_2 — сопротивление анодной нагрузки и шунтирующая ее емкость предоконечного реостатного каскада (это соотношение соответствует тому, что постоянная времени выходной цепи меньше величины τ_a).

В приведенном примере катодный повторитель по существу используется как трансформатор сопротивлений с большим динамическим диапазоном. Практически динамический диапазон каскада с катодной нагрузкой, построенного на маломощной усилительной лампе, оказывается порядка нескольких десятков вольт. Определение границы диапазона в связи с допустимостью того или иного отклонения амплитудной характеристики каскада от линейной может быть сделано по характеристикам лампы (с учетом перехода от μ и R_k к $\mu_{эк}$ и $R_{эк}$) или экспериментально при окончательном подборе сопротивлений R_1 и R_2 (сопротивления R_k).

Отметим, что каскады с катодной нагрузкой, играющие роль трансформаторов сопротивления, применяются не только в широкополосных или импульсных усилителях, но также и в схемах, рассчитанных на усиление сигналов, спектр которых лежит в области звуковых или несколько более высоких частот. В ряде случаев они дают возможность обойтись без выходных трансформаторов. Впрочем, иногда строятся оконечные и предоконечные каскады, в которых в качестве катодной нагрузки лампы используются трансформаторы или дроссели [22].

Другим примером применения каскада с катодной нагрузкой в схеме усилителя может служить его использование в качестве входного каскада, к чему часто прибегают при конструировании усилителя, связанного с источником сигналов с помощью кабеля. Дело в том, что во многих случаях удобнее работать с прибором, если источник усиливаемых сигналов (фотоэлемент, фотоэлектронный умножитель и т. д.) можно свободно перемещать относительно неподвижно расположенного усилителя. В этом случае источник сигналов соединяют с усилителем отрезком экранированного кабеля, емкость которого может быть довольно велика. Это приводит к ограничению возможности регистрации быстропеременных процессов, особенно, если для получения сигналов достаточной величины последние должны быть сняты с большого сопротивления, включенного в цепь питания фотоэлемента, умножителя и т. п. Для того чтобы избежать этой трудности, можно вместе с источником сигналов смонтировать первый каскад усилителя, выбрав схему и параметры этого каскада таким образом, чтобы он имел малое выходное сопротивление.

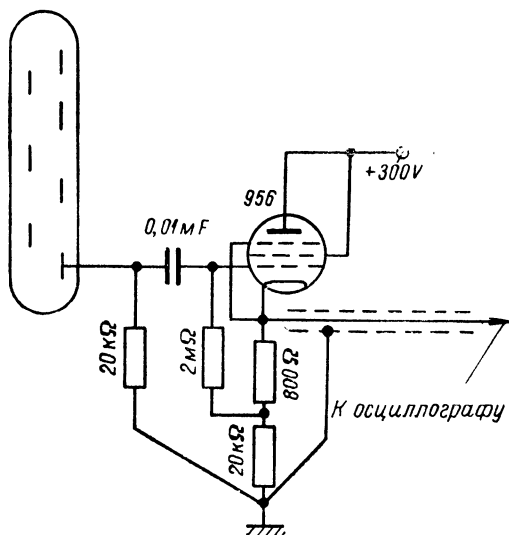


Рис. 2.60. Пример применения катодного повторителя в качестве входного каскада усилителя.

Тогда даже при большой емкости кабеля верхняя граница полосы пропускания такого „предусилителя“ будет относительно велика. Каскад с катодной нагрузкой вследствие большей стабильности, лучшей линейности амплитудной характеристики и меньшей входной емкости может быть предпочтен каскаду с малой анодной нагрузкой. На рис. 2.60 приведен пример схемы такой „фотоэлектрической

головки", построенной на лампе типа 956 и предназначенной для работы с катодным осциллографом или специальным усилителем.

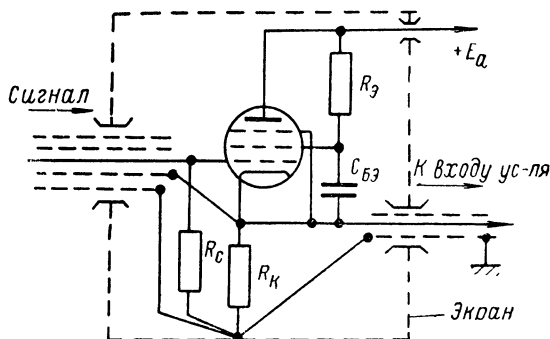


Рис. 2.61. Применение кабеля с двойной экранировкой для получения малой входной емкости усилителя с катодным повторителем на входе.

Если лампа каскада с катодной нагрузкой почему-либо не может быть смонтирована вплотную с тем элементом, с которого снимается сигнал, то для уменьшения входной емкости возможно применение отрезка провода с двойной экранировкой (рис. 2.61). Присоединение первого экрана к катоду лампы, а второго к общей нулевой точке каскада приводит к увеличению емкости между сеткой и катодом и между катодом и землей. Первая из этих емкостей входит в состав входной емкости каскада уменьшенная в $\frac{1}{1-K}$ раз (см. выше), а вторая увеличивает величину емкости, шунтирующей низкоомный выход каскада, и не опасна. Применение же провода с одним экраном, присоединенным к общей нулевой точке каскада, вызовет увеличение емкости между сеточным проводом и землей на величину емкости кабеля, которая войдет в общую входную емкость каскада своей полной величиной. Очевидно, что в этом случае входная емкость каскада значительно возрастает. Поэтому использование обычного кабеля на входе каскада с катодной нагрузкой нежелательно.

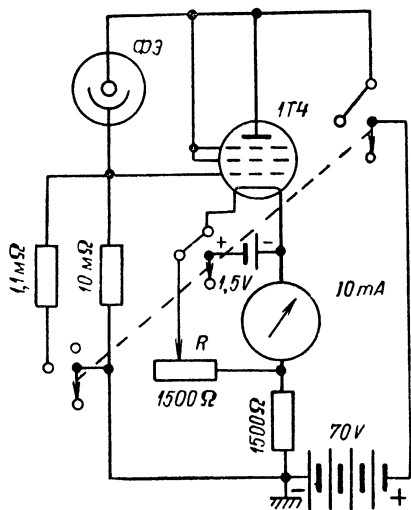


Рис. 2.62. Пример применения катодного повторителя в схеме измерения слабого тока.

Иногда каскады с катодной нагрузкой применяются не только как выходные и входные каскады усилителя, но вводятся между каскадами с анодной нагрузкой. Это дает возможность несколько расширить полосу пропускания усилителя в области верхних частот и уменьшает опасность нежелательных явлений в схеме, обусловленных паразитной связью между каскадами.

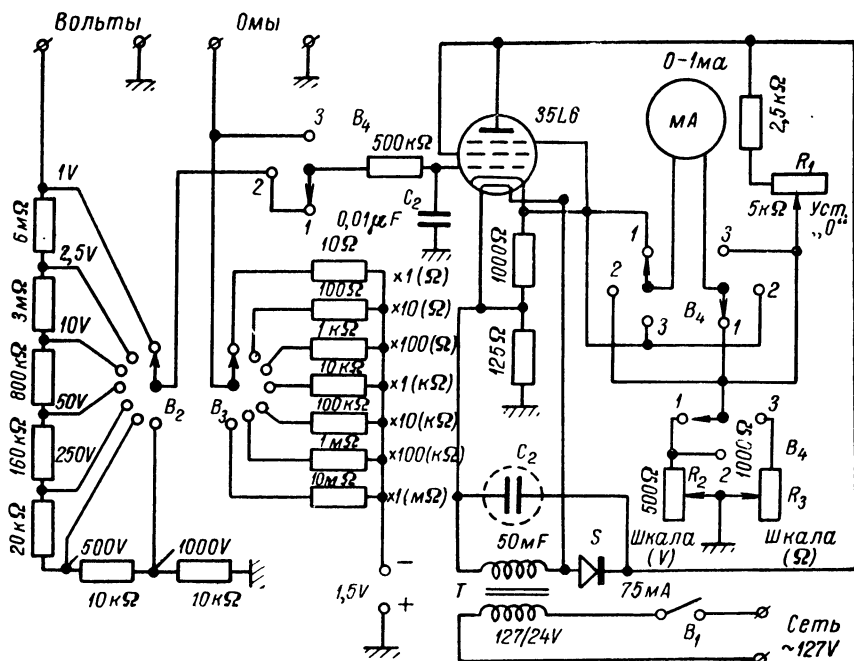


Рис. 2.63. Пример применения катодного повторителя в качестве омметра — лампового вольтметра.

На рис. 2.62 изображена схема прибора (фотометра с вакуумным фотоэлементом и батарейным питанием), в которой применен каскад с катодной нагрузкой для измерения слабого фототока. Прибор имеет два предела чувствительности, отличающихся в 10 раз. Переход от одного предела к другому осуществляется изменением величины сопротивления в цепи фотоэлемента, с которого снимается напряжение на сетку лампы. В катод лампы включен микроамперметр, который при затененном фотоэлементе устанавливается на нуль с помощью потенциометра R , включенного в компенсационную схему. В приведенном фотометре каскад с катодной нагрузкой используется как усилитель тока, стабилизированный отрицательной обратной связью. Коэффициент усиления тока при сопротивлении на входе

10 *мом* около 5000, что дает возможность уверенно измерять с помощью фотометра освещенности порядка 0,01 *лм* при чувствительности фотоэлемента 40 *мка* на люмен. Чувствительность схемы может быть увеличена, так как лампа в каскаде с катодной нагрузкой позволяет включать в сеточную цепь большее сопротивление, чем в схеме с анодной нагрузкой.

Другим примером применения каскада с катодной нагрузкой для постройки измерительных приборов может служить схема омметра — лампового вольтметра постоянного напряжения, представленная на рис. 2.63. В этой схеме накал и анод лампы 35L6 питаются от трансформатора, дающего на концах вторичной обмотки 24 *в*. Благодаря пониженному напряжению питания лампа работает практически без токов сетки, что позволяет использовать высокоомный делитель напряжения на входе прибора. Прибор имеет восемь пределов измерения напряжения (1, 2, 5, 10, 50, 250, 500 и 1000 *в*) при входном сопротивлении 10 *мом*. Перед работой прибор должен быть прогрет, затем устанавливают нулевой отсчет с помощью потенциометра R_1 . При начальной регулировке схемы с помощью потенциометров R_2 и R_3 устанавливается правильная чувствительность прибора на всю шкалу. В дальнейшем, до смены лампы, эта регулировка сохраняется без изменений. Благодаря использованию в схеме каскада с катодной нагрузкой прибор работает стабильно, а шкала его совершенно линейна.

Возможности применения каскадов с катодной нагрузкой, конечно, не исчерпываются приведенными примерами. Некоторые схемы, в которые они входят как составные элементы, будут описаны ниже.

§ 6. Шум усилителей

1. Источники помех при усилении сигналов. При построении усилителя необходимо принимать во внимание помехи, вызывающие появление на выходе напряжения, мешающего наблюдению или измерению полезных сигналов. Источники этих помех лежат как вне схемы усилителя, так и в ней самой. К числу помех, действующих на усилитель извне, относятся: напряжение технической частоты, проникающее в усилитель через цепи питания, переменные электрические и магнитные поля генераторов, искровых переключателей, моторов, газоразрядных приборов и т. д. Внешними помехами являются также механические воздействия на усилитель, приводящие к колебаниям электродов ламп, вследствие чего на выходе схемы появляется мешающее переменное напряжение (так называемый микрофонный эффект).

К числу внутренних помех относятся переменные напряжения, возникающие вследствие флуктуаций плотности зарядов в элементах схемы [²³, ²⁴, ²⁵], переменные напряжения, связанные с изменяющимися по величине поверхностными утечками изоляторов [²⁶] и

беспорядочными колебаниями величин сопротивлений при протекании по ним тока [27]. Кроме того, внутренним источником помех являются статистические изменения величины тока эмиссии катодов ламп, а также явление мёрцания сложных катодов, заключающееся в относительно медленных изменениях эмиссионной способности отдельных точек их поверхности.

Появление значительных помех могут вызвать недоброкачественные детали (сопротивления, конденсаторы, дроссели, трансформаторы и т. д.), плохие пайки, недостаточно хорошие контакты в цепи связи усилителя с источником сигналов, в подводке питания и т. д. [26].

Помехи легко обнаруживаются при включении на выход усилителя вольтметра или телефонов, причем в последнем случае помехи проявляются в виде шорохов, шума, треска и отдельных щелчков. Поэтому часто говорят о „собственном шуме“ усилителя, об „уровне шума“ и т. п., имея в виду фон на выходе.

Для того чтобы устранить или, по крайней мере, резко снизить уровень ряда из перечисленных помех, необходимо принимать специальные меры при постройке усилителя. В первую очередь следует отбирать вполне доброкачественные детали, применять надежные и проверенные контактные сочленения, избегая вводить слишком большое число их в схему, тщательно пропаивать все соединения, избегать возможности замыкания при сотрясениях отдельных деталей, даже если их потенциалы приблизительно одинаковы (например, брони проводов и шасси), и т. д.

Опасность микрофонного эффекта особенно существенна, если усилитель обладает значительным коэффициентом усиления в области звуковых частот. Для уменьшения микрофонного эффекта, спектр которого состоит из ряда полос, лежащих в области от нескольких десятков герц до величины порядка 10 *кГц*, следует подбирать лампы с наиболее жестко закрепленными электродами. Особенно сильный микрофонный эффект наблюдается у ламп с катодом прямого накала, у которых он в значительной степени обязан колебаниям последнего. Из ламп с подогревным катодом наименьшим микрофонным эффектом обладают лампы 6Ж8, жолудь-954 и RV12P2000. У ламп с большой крутизной (например 6Ж4) микрофонный эффект велик. Далее, с целью уменьшения возможности колебаний электродов на лампы могут быть надеты колпаки с войлочной прокладкой. Панельки первых ламп усилителей часто крепятся на отдельной тяжелой плите, связанной с шасси всего усилителя с помощью пружин или амортизаторов из резины.

Наконец, иногда весь усилитель помещают на консоль или тяжелую металлическую плиту, лежащую на резине или на надутой воздухом подушке, либо подвешенную на пружинах. Все эти меры позволяют практически полностью избежать микрофонного эффекта.

Появление напряжения частоты 50 *Гц* (или 100 *Гц*) связано как с питанием накалов усилительных ламп переменным током, так и

с питанием анодных цепей от выпрямителей. Для уменьшения фона, обусловленного питанием накалов переменным током, незаземленные провода накала следует по возможности удалять от цепей, связанных с общим нулевым проводом через высокоомные сопротивления (в первую очередь — от цепей сеток первых ламп). Кроме того, часто бывает не безразлично, какую из ножек накала лампы заземлять. Так, например, опыт показывает, что в лампе 6Ж4 рационально заземлять ножку 7, а к ножке 2 присоединять незаземленный провод питания накала; в лампе 6Ж1П нужно заземлять ножку 3, а ножку 4 оставлять для приключения незаземленного накального провода. Какую из ножек лампы рациональнее заземлять для снижения фона, легко установить с помощью включения на выход смонтированного усилителя осциллографа и наблюдения за уровнем фона при разных вариантах построения цепи питания катодов. Полностью ликвидировать фон, связанный с питанием накалов ламп, можно путем перевода их на аккумуляторы или специальный накальный выпрямитель с хорошей фильтрацией.

Для снижения фона переменного тока, обусловленного питанием анодных цепей ламп от выпрямителя, необходимы хорошие фильтры. Насколько опасны пульсации напряжения источника анодного питания, ясно из следующего простого расчета. Если коэффициент усиления в области нижних частот всех каскадов схемы, за исключением первого, равен 10^5 , то достаточно, чтобы напряжение фона на аноде первой лампы (а следовательно, и на сетке второй) было бы 0,1 мв для того, чтобы на выходе усилителя появился фон с напряжением 10 в. Отсюда совершенно ясно, что используемое для питания анодов ламп выпрямленное напряжение должно быть весьма тщательно сглажено. Практически трудно добиться того, чтобы напряжение фона на выходе выпрямителя было бы порядка милливольт или ниже. Поэтому даже при включении дополнительных многосвязных фильтров в анодные цепи ламп фон переменного напряжения на выходе усилителя с большим коэффициентом усиления в области низких частот всегда присутствует. Он значительно снижается, если для питания выпрямителя используется переменное напряжение частоты 400—500 гц. Полностью ликвидируется фон при питании анодных цепей от батарей или аккумуляторов.

Для уменьшения влияния внешних переменных электрических и магнитных полей усилитель должен быть тщательно экранирован. В большинстве случаев бывает достаточно экрана толщиной 1—2 мм из любого металла. Если же чувствительный усилитель должен работать в зоне действия переменного магнитного поля низкой частоты, необходимы экраны толщиной порядка 10—15 мм, изготовленные из мягкого железа или сплавов с большой магнитной проницаемостью (например, из альсифера или многослойного пермаллоя). Иногда в ответственных случаях изготавливают многослойные экраны, включающие экраны из металла с большой проводимостью и металла

с большой магнитной проницаемостью. Существенную роль играет конфигурация экрана — наилучшие результаты дает экран цилиндрической формы. В такой экран, выполненный в виде точеного цилиндра, достаточно поместить только первые каскады усилителя, в которых уровень сигналов относительно низок.

Независимо от экранировки усилителя, его желательно удалять от силовых трансформаторов и, в особенности, от феррорезонансных стабилизаторов, у которых имеется сильное рассеянное магнитное поле. Такие стабилизаторы содержатся во многих измерительных и вспомогательных приборах (ламповых вольтметрах, генераторах стандартных сигналов и т. д.), которые поэтому нежелательно располагать вблизи от чувствительных усилителей.

Если усилитель состоит из двух частей — предусилителя и главного усилителя, то особенно существенную роль в экранировке схемы играет экран соединительного кабеля. Последний должен иметь по возможности более низкое сопротивление, а во многих случаях бывает полезна многослойная экранировка, выполненная в виде нескольких (двух-трех) гибких экранов-чулков, разделенных изолирующими слоями.

Наконец, важно бывает правильно выбрать место заземления экрана. Вообще лучше всего в установке, содержащей источник сигналов, усилитель и выходной прибор, иметь одну точку заземления, а экраны всех приборов соединить между собой специальным проводом или с помощью брони соединительных кабелей. Однако практически часто это бывает невыполнимо, и место (или места) наиболее удачных точек заземления экранов приходится подбирать экспериментально.

Помимо предохранения усилителя от проникновения помех, желательно блокировать помехи в местах их возникновения — экранировать моторы, генераторы (в том числе радиочастотные), искровые выключатели, газоразрядные приборы и т. д., включать фильтры в цепи питания приборов и установок, дающих помехи, и т. п. [28]. Если по условиям работы источники помех не могут быть заблокированы, желательно усилитель удалять от них или располагать его так, чтобы влияние помех было бы минимальным.

В некоторых случаях ряд предосторожностей и мер уменьшения уровня помех может оказаться ненужным — усилитель будет удовлетворительно работать и не при столь тщательном его изготовлении и экранировке. Однако общим правилом следует считать, что никакие меры, ведущие к уменьшению фона, не являются излишними, и при постройке усилителя должна быть предусмотрена ликвидация всех возможных источников помех.

2. Контурные шумы. Все помехи, за исключением шума, связанного с электрическими флуктуациями в цепях усилителя и флуктуациями тока в электронных лампах, могут быть, по крайней мере принципиально, полностью подавлены. Напряжение на выходе усилителя,

обусловленное флюктуационными электрическими явлениями, может быть снижено рациональным выбором параметров и характеристик схемы и режима работы ламп, но полностью ликвидировано быть не может.

Возникновение флюктуационного напряжения на клеммах элементов схемы, или, как его называют, контурного шума, обязано неупорядоченному тепловому движению электронов, участвующих в создании тока проводимости тела. Вследствие этого всегда может оказаться, что в данный момент в одном направлении двигается больше электронов, чем в другом. Это эквивалентно протеканию через тело тока, среднее значение которого равно нулю, а мгновенные значения отличны от нуля. Протекание в цепи этого тока создает на ее клеммах падение напряжения, пропорциональное величине активной составляющей сопротивления цепи. Обычно для оценки величины флюктуационного напряжения пользуются его среднеквадратичным значением. Если величина активного сопротивления участка цепи не зависит от частоты, то спектр флюктуационного напряжения оказывается практически равномерным вплоть до ультравысоких частот. В противном случае распределение флюктуационного напряжения по спектру соответствует зависимости от частоты величины активной составляющей сопротивления того участка цепи, на клеммах которого это напряжение рассматривается. Для подсчета напряжения шума, отмечаемого тем или иным прибором на выходе усилителя, следует принимать во внимание лишь те частотные компоненты флюктуационного напряжения, которые лежат в пределах полосы пропускания схемы или в пределах области частот, регистрируемых прибором.

Как показал Найквист, среднее квадратичное значение флюктуационного напряжения, частотный спектр которого лежит в пределах конечной полосы от f_1 до f_2 и которое возникает на концах некоторого сопротивления Z , определяется формулой:

$$\overline{u_{\text{шг}}^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R_f df, \quad (2.119)$$

где R_f — активная составляющая сопротивления Z , T — его абсолютная температура, а k — постоянная Больцмана.

Пользуясь формулой (2.119), различные участки схемы усилителя можно представить как „генераторы шума“. Эти генераторы шума играют различную роль в создании фона на выходе усилителя. Основную роль в создании контурного шума играет цепь сетки первой лампы, так как возникающее на ее клеммах флюктуационное напряжение усиливается наибольшим числом каскадов. Во многих случаях входная цепь измерительного усилителя может быть представлена в виде параллельного соединения активного сопротивления $R^* = \frac{R_c R_n}{R_c + R_n}$

и емкости $C = C_{сх} + C_{вх}$, где R_d — сопротивление между сеткой и катодом лампы, а $C_{вх}$ — входная емкость последней.

Следовательно, активная составляющая сопротивления цепи сетки первой лампы усилителя:

$$R_f = \frac{R^*}{1 + 4\pi^2 f^2 R^{*2} C^2}.$$

Воспользовавшись формулой (2.119), найдем, что напряжение контурного шума на сетке первой лампы устройства, полоса пропускания которого ограничена частотами f_1 и f_2 , равно:

$$\overline{u_{шт}^2} = \frac{4kT}{2\pi C} [\arctg 2\pi R^* C f_2 - \arctg 2\pi R^* C f_1]. \quad (2.120)$$

Если соотношение между постоянной времени входной цепи усилителя и частотами, ограничивающими полосу пропускания устройства, таковы, что $R^* C \ll \frac{1}{2\pi f_2}$, а следовательно, также и $R^* C \ll \frac{1}{2\pi f_1}$, т. е. если активная составляющая сопротивления входной цепи в интервале частот от f_1 до f_2 остается практически постоянной и равной R^* , то выражение (2.120) можно переписать в виде:

$$\overline{u_{шт}^2} = 4kTR^*(f_2 - f_1). \quad (2.121)$$

Следовательно, в этом случае среднеквадратичное значение флюктуационного контурного напряжения пропорционально корню квадратному из величины полосы пропускания устройства и величины активного сопротивления на входе усилителя. Это соответствует тому, что составляющие спектра флюктуационного контурного напряжения на входе схемы равномерно распределены в пределах рассматриваемого частотного диапазона. Именно поэтому изменение величины полосы пропускания сопровождается пропорциональным изменением величины $\overline{u_{шт}^2}$.

Если постоянная времени входной цепи и значения частот f_1 и f_2 таковы, что $R^* C \ll \frac{1}{2\pi f_1}$, но, вместе с тем, $R^* C \gg \frac{1}{2\pi f_2}$, т. е. если активная составляющая сопротивления входной цепи изменяется от своего максимального значения практически до нуля в пределах полосы пропускания схемы, то выражение (2.120) дает:

$$\overline{u_{шт}^2} = \frac{kT}{C}. \quad (2.122)$$

Следовательно, в этом случае значение $\overline{u_{шт}^2}$ не зависит от полосы пропускания усилителя и от величины активного сопротивления, включенного на его входе. Независимость значения $\overline{u_{шт}^2}$ от величины $f_2 - f_1$ соответствует тому, что пока все частотные компоненты

флюктуационного напряжения, возникающего во входной цепи, проходят через усилитель, изменение ширины его полосы пропускания не может изменить величины $\overline{u_{шт}^2}$, которую следует принимать во внимание.

В общем случае величина флюктуационного контурного напряжения зависит как от ширины полосы пропускания, так и от того, в какой области частот эта полоса расположена. Чем больше абсолютные значения частот f_2 и f_1 при заданной разности $f_2 - f_1$ и неизменных параметрах входной цепи, тем меньше значение $\overline{u_{шт}^2}$. Это соответствует тому, что активная составляющая сопротивления входной цепи тем меньше, чем больше частота.

Наконец, в общем случае напряжение $\sqrt{\overline{u_{шт}^2}}$ тем меньше, чем больше емкость входной цепи. Это соответствует тому, что активная составляющая RC -цепи, представляющей вход усилителя, тем меньше при заданной частоте, чем больше величина входящей в нее емкости.

Приведенные соотношения показывают, что величина флюктуационного контурного напряжения существенно зависит от параметров входной цепи и значения частот, ограничивающих полосу пропускания устройства. Следует заметить, что на самом деле характеристики устройства в той или иной мере отличаются от идеальных, и нельзя указать такие значения частот f_1 и f_2 , в пределах которых все компоненты спектра напряжения, действующего на входе схемы, проходят через нее с одинаковым успехом, а компоненты, лежащие вне этих пределов, не проходят вовсе. Поэтому при вычислении величины напряжения $\sqrt{\overline{u_{шт}^2}}$ принимают во внимание некоторую эффективную полосу пропускания устройства.

Как уже упоминалось, кроме шума, связанного с флюктуационными изменениями плотности заряда в разных точках цепи, наблюдается еще контурный шум, обусловленный внезапными изменениями пути тока, текущего через сопротивления. Схемные сопротивления часто изготавливаются из составов, в которых ток протекает по сложному пути, образованному участками с относительно большой проводимостью. Возникновение новых проводящих мостиков и разрушение старых приводит к непрерывным колебаниям разности потенциалов между концами сопротивления. Дополнительный шум, связанный с прохождением тока через сопротивление, зависит от его типа. Шум практически равен нулю у сопротивлений, изготовленных нанесением на керамику тонкого слоя металлического сплава с высоким удельным сопротивлением, и максимален у сопротивлений в виде тонкого слоя смеси, содержащей графит. Оценить величину соответствующих колебаний напряжения затруднительно, так как, кроме всего прочего, она зависит от технологии изготовления сопротивлений. Для некоторых типов сопротивлений среднеквадратичное значение напряжения, обусловленное перераспределением путей токов, в десятки

раз превосходит величину флюктуационного контурного напряжения, даваемого выражением (2.120). Такие сопротивления можно использовать только в цепях, где они заблокированы конденсаторами большой емкости (например, в цепи экранированной сетки, в фильтре развязки, в цепи автоматического смещения и т. д.).

3. Ламповые шумы. Ламповые шумы связаны с колебаниями величины анодного и сеточного токов около своих средних значений при неизменных напряжениях питания и при постоянном потенциале управляющей сетки. Основная причина колебаний анодного и сеточного токов заключается в том, что ток эмиссии не остается постоянным вследствие непрерывного статистического изменения числа электронов, вылетающих из катода. Это явление носит название дробового эффекта.

Флюктуации величины анодного тока вследствие дробового эффекта приводят к появлению в схеме шумового напряжения, величина которого, как показывает анализ, совпадает с величиной контурного напряжения, обязанного флюктуациям зарядов в некотором активном сопротивлении $R_{шл}$, включенном в цепь сетки лампы. Поэтому среднеквадратичное значение этого флюктуационного напряжения может быть найдено на основании выражения, подобного (2.119):

$$\overline{u_{шл}^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R_{шл} df. \quad (2.123)$$

Величина сопротивления $R_{шл}$ определяется параметрами лампы. Для триодов справедливо соотношение $R_{шл} = \frac{2,5 \div 3}{S}$. Величина флюктуационного напряжения, даваемого пентодами и лучевыми тетрами, зависит, помимо крутизны лампы, также от постоянных составляющих анодного тока и тока экранированной сетки:

$$R_{шл} \approx \frac{I_{a0}}{I_{a0} + I_{e0}} \left(\frac{2,5}{S} + \frac{20I_{e0}}{S^2} \right).$$

Вообще собственный шум лампы возрастает с увеличением числа сеток и поэтому многосеточные лампы обычно обладают большей величиной $R_{шл}$, чем триоды. Значение $R_{шл}$ большинства ламп, работающих в усилительном режиме, лежит в пределах от нескольких сотен ом до нескольких килоом, причем, при переходе к триодному соединению величина шумового сопротивления пентодов снижается в 3—4 раза. Сказанное иллюстрирует табл. 2.6, в которой приведены значения $R_{шл}$ для некоторых ламп и подсчитанные по (2.123) величины $\sqrt{\overline{u_{шл}^2}}$ ($T = 300^\circ \text{K}$ и $f_2 - f_1 = 1 \text{ кГц}$).

Шумовые сопротивления меняются в довольно широких пределах у разных экземпляров ламп одного и того же типа. Поэтому приведенные цифры следует рассматривать как некоторые средние значе-

ния $R_{шл}$. Кроме того, величина шумового сопротивления существенно зависит от режима работы лампы. Для того чтобы оно было бы минимальным, лампа должна работать в режиме максимальной крутизны характеристики и, вместе с тем, малых значений I_{a0} и I_{90} .

Таблица 2.6

Тип лампы	Режим работы лампы	Значение $R_{шл}$ (ом) при $T = 300^\circ \text{K}$	$\sqrt{\overline{u_{шл}^2}}$ (мкв) при $f_2 - f_1 = 1 \text{ кГц}$
6Ж4	Пентод — усилитель	720	0,1
6Ж4	Триод — усилитель	200	0,06
6Ж8	Пентод — усилитель	5800	0,3
6Ж8	Триод — усилитель	1800	0,17
6Ж3	Пентод — усилитель	2800	0,21
6Ж3	Триод — усилитель	800	0,11
6Ж1П	Пентод — усилитель	1900	0,17
6Ж1П	Триод — усилитель	400	0,08
6Н8С	Триод — усилитель	1000	0,12
6Н15П	Триод — усилитель	500	0,09

Так как входной каскад схемы обычно бывает рассчитан на усиление сигналов небольшой амплитуды, первая лампа может работать при относительно низком анодном и экранном напряжении, что снизит как I_{a0} , так и I_{90} , а большая крутизна может быть получена выбором небольшого напряжения сеточного смещения. Слишком сильно уменьшать смещение нельзя, так как появление сеточного тока приведет к увеличению шума за счет флуктуаций его величины.

Флуктуации величины сеточного напряжения лампы вследствие непостоянства сеточного тока определяются выражением:

$$\overline{u_{шс}^2} = 2eI_c \int_{f_1}^{f_2} Z_c^2 df, \quad (2.124)$$

где I_c — среднее значение сеточного тока, e — заряд электрона, а Z_c — модуль сопротивления сеточной цепи лампы. Полагая попржнему, что эта цепь состоит из параллельного соединения активного сопротивления R^* и емкости C , получим:

$$\overline{u_{шс}^2} = \frac{2eI_c R^*}{2\pi C} [\arctg 2\pi R^* C f_2 - \arctg 2\pi R^* C f_1] \quad (2.125)$$

(как и прежде, здесь f_1 и f_2 — частоты, ограничивающие эффективную полосу пропускания устройства).

Написанное выражение показывает, что напряжение шума, возникающее вследствие флуктуаций величины сеточного тока лампы, пропорционально корню из значения последнего. Поэтому желательно

выбрать такой режим работы лампы первого каскада устройства, при котором сеточный ток имеет возможно меньшую величину. Кроме того, величина напряжения $\sqrt{u_{шс}^2}$ оказывается функцией тех же параметров схемы, что и напряжение контурного шума. Сравнивая выражения (2.120) и (2.125), можно написать (полагая $T \approx 300^\circ \text{K}$):

$$\overline{u_{шс}^2} = (19,4 I_c R^*) \overline{u_{шт}^2}. \quad (2.126)$$

В образовании лампового шума, кроме дробового эффекта, существенную роль играет непостоянство эмиссии сложных катодов вследствие изменения эмиссионных свойств различных точек их поверхности, обусловленное диффузионными процессами. Катод словно мерцает: его отдельные точки то эмиттируют много электронов, то их эмиссия сильно уменьшается. Действие эффекта мерцания в отношении создания шума лампы аналогично дробовому эффекту, но наиболее мощные компоненты спектра этого шумового напряжения располагаются в области низких частот. При частотах порядка нескольких килогерц его составляющие меньше составляющих дробового шума. Кроме эффекта мерцания, в создании шума лампы известную роль играет вторичная эмиссия с электродов лампы, ионизация молекул остаточного газа в колбе лампы и т. д. Подробное рассмотрение всех этих компонент лампового шума весьма сложно и его ценность значительно снижается тем, что все эти шумы сильно меняются не только при переходе от лампы одного типа к лампе другого типа, но и при переходе от одной лампы к другой того же типа.

4. Суммарные флюктуационные помехи входного каскада усилителя. Флюктуационное напряжение на выходе усилителя складывается из контурного шума входной цепи, шума лампы первого каскада и контурного и лампового шума всех остальных каскадов. Так как обычно наибольшую роль играет флюктуационное напряжение, связанное с явлениями в первом каскаде, то на рациональный выбор его параметров и подбор подходящей лампы обращается наибольшее внимание.

Пользуясь соотношениями (2.120), (2.123) и (2.126), найдем, что суммарное флюктуационное напряжение, возникающее в первом каскаде схемы, эквивалентно действию на сетке первой лампы напряжения, эффективное значение которого определяется выражением:

$$\begin{aligned} \overline{u_{ш}^2} = \overline{u_{шл}^2} + \overline{u_{шт}^2} + \overline{u_{шс}^2} = 4kTR_{шл}(f_2 - f_1) + \\ + \frac{4kT}{2\pi C} (1 + 19,4 I_c R^*) [\arctg 2\pi R^* C f_2 - \arctg 2\pi R^* C f_1]. \end{aligned} \quad (2.127)$$

Величина $\overline{u_{шл}^2}$ не зависит от схемы входной цепи усилителя и, в частности, от сопротивления утечки сетки первой лампы и пропорциональна ширине полосы пропускания схемы независимо от того, в какой области частот эта полоса расположена. Иначе обстоит

дело со вторым членом выражения (2.127), определяющим шум из-за тепловых флуктуаций плотности зарядов в сеточной цепи и колебаний величины сеточного тока лампы. Для того чтобы проследить за характером зависимости флуктуационного напряжения, связанного со входной цепью схемы,

$$\overline{u_{шт}^2} = \frac{4kT}{2\pi C} (1 + 19,4 I_c R^*) \left[\arctg 2\pi R^* C f_2 - \arctg 2\pi R^* C f_1 \right],$$

обратимся к некоторым частным случаям.

Для усилителя постоянного тока или напряжения $f_1 = 0$. Соответствующие этому случаю графики $\overline{u_{шт}^2} = f(R^*)$ и $\overline{u_{шс}^2} = f(R^*)$ при постоянных значениях емкости входной цепи C и сеточного тока I_c приведены на рис. 2.64. Если выполняется неравенство $R^* C \gg \frac{1}{2\pi f_2}$, то $\overline{u_{шт}^2} = \frac{kT}{C}$, и зависимость $\overline{u_{шт}^2} = f(R^*)$ изображается прямой, параллельной оси абсцисс. В то же время $\overline{u_{шс}^2} = \left(\frac{eI_c}{2C}\right) R^*$, и зависимость $\overline{u_{шс}^2} = f(R^*)$ изображается полупрямой, исходящей из начала координат. При условии $\frac{eI_c}{2C} R^* = \frac{kT}{C}$, т. е. при

$$R^* = R_0^* \approx 5 \cdot 10^{-2} \frac{1}{I_c}, \quad (2.128)$$

обе эти прямые пересекаются.

По мере уменьшения значения частоты f_2 графики $\overline{u_{шт}^2} = f(R^*)$ и $\overline{u_{шс}^2} = f(R^*)$ все больше и больше отклоняются от прямых, приближаясь к ним при больших значениях сопротивления R^* . При этом точка пересечения этих кривых, отвечающих одному и тому же значению частоты f_2 , лежит на прямой $R^* = R_0^*$. Поэтому независимо от величины частоты f_2 , при $R^* \gg R_0^*$ основную роль в создании флуктуационного напряжения входной цепи играют колебания сеточного тока лампы, а при $R^* \ll R_0^*$ основное значение имеют контурные шумы. Изменение величины сеточного тока лампы сопровождается изменением наклона прямой $\overline{u_{шс}^2} = \frac{eI_c}{2C} R^*$. Это соответствует тому, что при неизменном значении сопротивления R^* шум, обусловленный колебаниями величины сеточного тока лампы, тем меньше, чем меньше величина последнего. Изменение емкости входной цепи сопровождается изменением расположения прямой $\overline{u_{шт}^2} = \frac{kT}{C}$ и изменением наклона прямой $\overline{u_{шс}^2} = \frac{eI_c}{2C} R^*$. Это соответствует

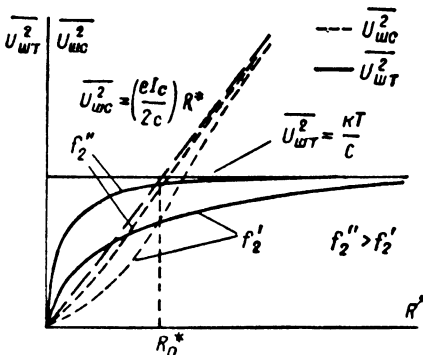


Рис. 2.64. Зависимость компонент шумового напряжения от величины сопротивления в цепи сетки лампы усилителя постоянного тока (или постоянного напряжения).

тому, что при неизменной величине сопротивления, включенного в сеточную цепь, как контурный шум, так и шум, связанный с колебаниями величины сеточного тока, тем меньше, чем больше постоянная времени входной цепи усилителя. Так как значение $R^* = R_0^*$ не зависит от величины емкости C , то пределы областей, в которых основную роль в создании шума во входной цепи играет либо контурный шум, либо шум, связанный с флуктуациями величины тока I_c , также не зависят от значения C . Наконец, из приведенных графиков видно, что при больших значениях сопротивления R^* (т. е. фактически при больших значениях постоянной времени R^*C) величины $\overline{u_{шт}^2}$ и $\overline{u_{шс}^2}$ мало зависят от частоты f_2 . При малых значениях сопротивления R^* (при малых значениях $\tau_{вх} = R^*C$) величины $\overline{u_{шт}^2}$ и $\overline{u_{шс}^2}$ приблизительно

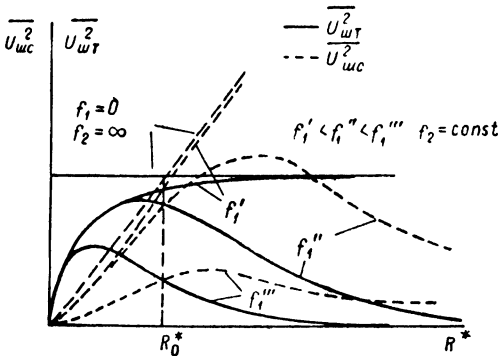


Рис. 2.65. Зависимость от сопротивления в цепи сетки лампы компонент шумового напряжения для усилителя переменного напряжения (или тока).

пропорциональны частоте. Это соответствует уже отмеченной выше зависимости напряжения шумов входной цепи от полосы пропускания устройства.

Для усилителей переменного напряжения или тока $f_1 \neq 0$. В этом случае зависимость $\overline{u_{шт}^2} = f(R^*)$ содержит разность двух арктангенсов, а зависимость $\overline{u_{шс}^2} = f(R^*)$ — разность тех же арктангенсов, умноженную на величину R^* . При $R^* \rightarrow 0$ величины $\overline{u_{шт}^2}$ и $\overline{u_{шс}^2}$ стремятся к нулю. Если

$R^* \rightarrow \infty$, то $\overline{u_{шт}^2} \rightarrow 0$, а $\overline{u_{шс}^2}$ — стремится к постоянной величине, равной $\frac{eI_c}{2\pi^2 C^2} \cdot \frac{f_2 - f_1}{f_2 f_1}$. На рис. 2.65 приведены графики $\overline{u_{шт}^2} = f(R^*)$ и $\overline{u_{шс}^2} = f(R^*)$, соответствующие разным значениям частоты f_1 (при $f_2 = \text{const}$). Они показывают, что при неизменных величинах сопротивления R^* , тока I_c и емкости C расширение полосы пропускания усилителя в область низких частот сопровождается увеличением значений как $\overline{u_{шт}^2}$, так и $\overline{u_{шс}^2}$, причем в пределе, при $f_1 \rightarrow 0$ и $R^* > R_0^*$, величина $\overline{u_{шт}^2}$ приближается к значению $\frac{kT}{C}$, а величина $\overline{u_{шс}^2}$ — к значению $\frac{eI_c}{2C} R^*$. Увеличение емкости входной цепи сопровождается уменьшением величин обеих компонент шумового напряжения. Далее, графики $\overline{u_{шт}^2} = f(R^*)$ и $\overline{u_{шс}^2} = f(R^*)$, построенные для одинаковых значений частоты f_1 , пересекаются на прямой $R^* = R_0^*$, причем значение сопротивления R_0^* определяется выражением (2.128).

Как и для усилителя постоянного тока, в области $R^* \gg R_0^*$ основную роль в создании шумового напряжения входной цепи играет непостоянство сеточного тока лампы, а при $R^* \ll R_0^*$ — контурное флюктуационное напряжение.

Таким образом, в зависимости от параметров входной цепи, типа лампы, режима ее работы и полосы пропускания усилителя, основную роль в создании флюктуационного напряжения может играть тот или иной источник шума входного каскада. При относительно малых значениях сопротивления R^* — порядка 10^5 — 10^6 ом или меньше — основную роль играет шум за счет дробового эффекта анодного тока лампы. В области больших значений R^* — порядка 10^7 — 10^8 ом — для обычных усилительных ламп превалирует шум входного сопротивления. Если же R^* имеет очень большую величину ($R^* \gg R_0^*$), то шум в основном обусловлен дробовым эффектом сеточного тока лампы. Для примера укажем, что шум, связанный с флюктуациями анодного тока лампы 6Ж4 при $f_1 = 0,5$ кГц и $f_2 = 50$ кГц, равен 0,7 мкВ. Шум входной цепи при $I_c = 10^{-10}$ а и $R^* = 10^5$ ом равен 0,12 мкВ, при $R^* = 10^7$ ом — 2,6 мкВ, а при $R^* = 10^8$ ом достигает 4 мкВ, причем шум, связанный с колебаниями сеточного тока, остается меньшим 20% шума сопротивления. При $R^* = R_0^* = 5 \cdot 10^8$ ом величина $\sqrt{u_{шт}^2}$ становится равной $\sqrt{u_{шс}^2}$, а при $R^* \gg R_0^*$ напряжение шума практически целиком обусловлено сеточным током лампы. Зависимость суммарного шума входного каскада от величины сопротивления R^* немонотонна, и $\sqrt{u_{шт}^2}$ в области, близкой к R_0^* , достигает максимальной величины.

Заметим, что существенную роль играет не столько абсолютная величина напряжения шума, сколько величина отношения напряжения шума к напряжению сигнала. В радиотехнике считается, что для приема речи на слух желательно, чтобы амплитуда полезного сигнала превосходила эффективное значение шумового напряжения не менее чем в десять раз. В физической лаборатории вопрос о допустимой величине отношения $\frac{u_c}{\sqrt{u_{шт}^2}}$ решают, исходя из условий эксперимента.

Для определения величины отношения напряжения сигнала к напряжению шума могут быть использованы приведенные выше формулы. Кроме того, для этого необходимо знать, каким образом зависит величина напряжения u_c от параметров входной цепи. Ниже,

при рассмотрении специальных измерительных схем, отношение $\frac{u_c}{\sqrt{u_{шт}^2}}$ будет вычислено для некоторых практически интересных случаев.

В заключение обратим внимание на то, что, кроме шума, связанного с явлениями в схеме усилителя, часто существенную роль играют шумы источников сигналов — фотоэлементов, фотоэлектронных умножителей, счетчиков частиц, болометров и т. д. Эти источники

фона усилителя мы оставляем в стороне, но отметим, что в некоторых случаях применяется „согласование“ источника сигналов и входа усилителя „по шуму“. Если источник сигналов имеет сопротивление много меньшее, чем сопротивление входной цепи усилителя, то термический шум источника много меньше термического шума входной цепи усилителя. Поэтому при присоединении источника сигналов непосредственно ко входу усилителя отношение напряжения сигнала к напряжению фона на его выходе будет определяться величиной сигналов, даваемых источником и шумом усилителя. Если сигналы слабые, то для повышения их уровня на вход усилителя можно включить трансформатор. Это приведет к повышению не только уровня сигнала, но также и уровня шума. Пока коэффициент трансформации остается меньшим, чем отношение напряжения шума входной цепи усилителя к шуму источника сигналов, отношение напряжения сигнала к напряжению фона на выходе усилителя будет возрастать. Если же коэффициент трансформации много больше этой величины, отношение $\frac{u_c}{\sqrt{u_{ш}^2}}$ будет практически оставаться неизменным.

Отсюда следует, что включением трансформатора с правильно выбранным коэффициентом трансформации между низкоомным источником сигналов, имеющих узкий спектр, и входом усилителя можно повысить отношение напряжения сигнала к напряжению шума на выходе схемы. Эта возможность широко используется, например, в усилителях, предназначенных для работы с прерывисто облучаемыми болометрами. В этом случае необходимый коэффициент трансформации оказывается весьма значительным — порядка многих десятков или нескольких сотен. Сердечники таких трансформаторов делаются из пермалоя, а сами трансформаторы помещаются в многослойные экраны для того, чтобы избежать появления наводок от внешних переменных электромагнитных полей.

ГЛАВА III

НЕКОТОРЫЕ СПЕЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 1. Широкополосные усилители

1. Коррекция характеристик усилителя в области верхних частот. Для усиления сигналов с крутыми перепадами напряжения необходимы усилители, имеющие малое время реакции или, иначе говоря, усилители, у которых верхняя граница полосы пропускания лежит в области высоких частот. Как было выяснено выше, эта граница, даже при оптимальном числе каскадов в схеме с большим коэффициентом усиления, ограничена величиной порядка $0,1 \frac{S}{C_s}$. Применяя современные лампы и тщательно монтируя схему, можно получить $\frac{S}{C_s}$ порядка 40—50 мГц (см. табл. 2.4), и, следовательно, величину f_v^* — порядка нескольких мегагерц. Кроме того, реостатный усилитель с временем нарастания порядка десятых долей микросекунды и большим коэффициентом усиления должен содержать много ламп. Для того чтобы уменьшить необходимое число ламп и получить усилитель с еще меньшим временем реакции, в схему вводят специальные цепи, получившие название цепей коррекции.

Простая и вместе с тем эффективная коррекция характеристик в области высокочастотного конца спектра может быть осуществлена путем включения небольшой индуктивности L_a последовательно с сопротивлением R_a (рис. 3.1). При этом сопротивление анодной цепи для переменного тока возрастает с увеличением частоты, и неравномерность частотной характеристики в области высоких частот уменьшается. Широкополосные усилители обычно строятся на пентодах и поэтому усиление каскада с достаточной степенью точности можно считать равным $\dot{K} = S\dot{Z}_a$, где \dot{Z}_a — комплексное сопротивление анодной нагрузки лампы, а S — ее крутизна. Поэтому частотная и фазовая характеристики каскада определяются частотной и фазовой характеристиками анодной нагрузки.

Эквивалентная схема анодной цепи лампы для области высоких частот (значительно больших квазирезонансной) представлена на рис. 3.1 б. [Емкость C_2 и сопротивление R_0 имеют тот же смысл,

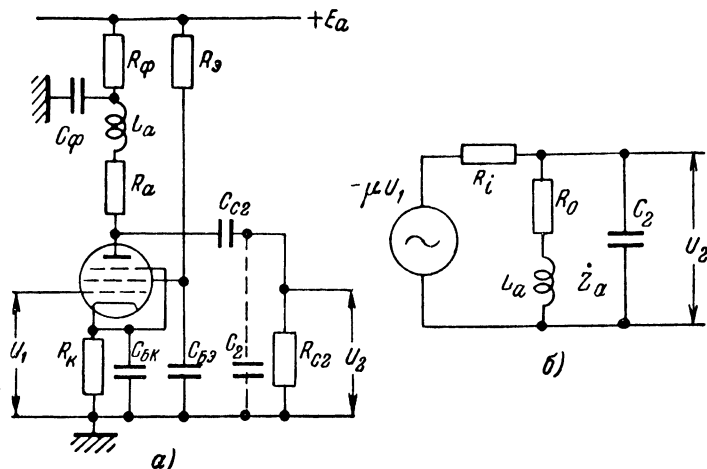


Рис. 3.1. Схема усилительного каскада с коррекцией (а) и эквивалентная схема скорректированного каскада (б) в области верхних частот.

что и прежде — см. выражения (2.1) и (2.6)]. Поэтому сопротивление анодной нагрузки для этой области частот равно:

$$\dot{Z}_a = \left[\frac{j\omega L_a + R_0}{R_0 + j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_2}} \right] \frac{1}{j\omega C_2}. \quad (3.1)$$

Обозначая для краткости

$$\frac{L_a}{C_2 R_0^2} = p \quad \text{и} \quad \omega R_0 C_2 = \Omega_B, \quad (3.2)$$

запишем выражения для модуля сопротивления анодной нагрузки в виде:

$$Z_a = R_0 \sqrt{\frac{1 + p^2 \Omega_B^2}{p^2 \Omega_B^4 + (1 - 2p) \Omega_B^2 + 1}}.$$

Следовательно, неравномерность частотной характеристики в области высокочастотного конца спектра будет равна:

$$M_B = \frac{S |Z_a|}{S R_0} = \sqrt{\frac{1 + p^2 \Omega_B^2}{p^2 \Omega_B^4 + (1 - 2p) \Omega_B^2 + 1}}. \quad (3.3)$$

Из этого выражения видно, что ход обобщенной частотной характеристики каскада в области высокочастотного конца спектра, т. е.

вид зависимости $M_B = f(\Omega_B)$, определяется параметром p . На рис. 3.2 приведены графики $M_B = f(\Omega_B)$ для шести значений этого параметра. Если последний превышает некоторую критическую величину, обобщенная частотная характеристика каскада имеет максимум вблизи от верхней границы полосы пропускания. Линейная характеристика в наиболее широком диапазоне частот соответствует такому значению параметра p , при котором кривая с максимумом переходит в кривую без максимума. Для того чтобы найти это значение p , определим, какой частоте $\Omega = \Omega'_B$ соответствует максимум кривой $M_B = f(\Omega_B)$.

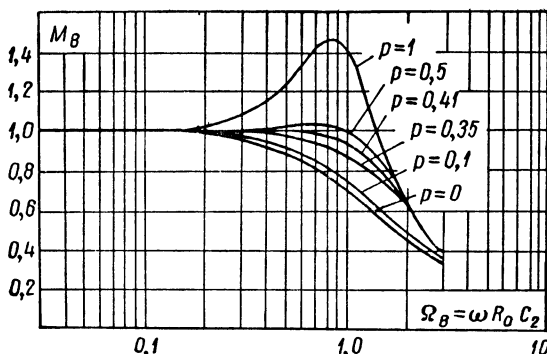


Рис. 3.2. Обобщенные частотные характеристики скорректированного каскада в области высокочастотного конца спектра.

Величина Ω'_B будет функцией параметра p и при некотором его значении Ω'_B окажется мнимой, что и соответствует переходу к кривой без максимума. Воспользовавшись выражением (3.3), из условия $\frac{dM_B}{d\Omega_B} = 0$ получаем:

$$\Omega'_B = \sqrt{\frac{-1 \pm \sqrt{p^2 + 2p}}{p^2}}.$$

Следовательно, значение параметра p , соответствующее переходу от монотонной кривой к кривой с максимумом, определяется из условия:

$$p^2 + 2p - 1 = 0,$$

т. е. частотная характеристика каскада равномерна в наиболее широкой области высокочастотной части спектра сигналов, если

$$p = \sqrt{2} - 1 = 0,41.$$

Такое значение параметра p может быть получено выбором соответствующей величины индуктивности L_a .

В некорректированном каскаде неравномерность $M_v^* = \frac{1}{\sqrt{2}}$ соответствует $\Omega_v = 1$. В корректированном каскаде при $p = 0,41$ такая же неравномерность отвечает $\Omega_v = 1,7$. Следовательно, при одинаковых лампах и равных величинах сопротивлений R_0 (R_a) и емкостей C_2 верхняя граница полосы пропускания корректированного каскада соответствует частоте приблизительно в 1,7 раза большей, чем для некорректированного.

С введением корректирующей индуктивности изменяется также фазовая характеристика каскада. Уравнение последней для верхних частот может быть написано на основании выражения (3.1):

$$\Psi = \arctg[(p-1)\Omega_v - p^2\Omega_v^3]. \quad (3.4)$$

Ход фазовых характеристик, так же, как и частотных, — функция параметра p . На рис. 3.3 приведены фазовые характеристики каскада для высокочастотной части спектра, соответствующие пяти значениям параметра p . Условие минимума фазовых искажений соответствует наименьшему отклонению фазовой характеристики от касательной к ней в начале координат (при $\Omega_v = 0$). Соответствующее этому условию значение параметра p найдем, приравняв нулю третью производную Ψ по Ω_v (вторая производная равна нулю при всех значениях параметра p). Не приводя здесь всех выкладок, укажем, что фазовая характеристика приблизительно линейна, если величина параметра p удовлетворяет условию:

$$p^3 + 3p - 1 = 0.$$

Решая это уравнение, находим, что при $p \approx 0,32$ каскад практически не вносит фазовых искажений в высокочастотный конец спектра сигналов. Это значение параметра p отличается от необходимого для получения линейной частотной характеристики в наиболее широкой области частот. Иногда считают, что целесообразнее всего выбирать $p = 0,35$. При этом фазовые искажения практически отсутствуют и выбор параметров схемы определяется допустимой неравномерностью частотной характеристики на наивысшей частоте.

Расчет каскада с корректирующей индуктивностью может быть проведен следующим образом. Пользуясь обобщенной характеристикой $M_v = f(\Omega_v)$, соответствующей выбранному значению параметра p ,

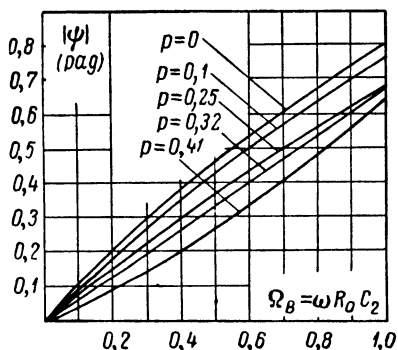


Рис. 3.3. Обобщенные фазовые характеристики корректированного каскада в области высокочастотного конца спектра.

находят величину $\Omega_{\text{в}}$, отвечающую допустимой неравномерности частотной характеристики. Далее, зная высшую частоту в спектре усиливаемых сигналов и величину емкости C_2 , на основании (3.2) определяют величины $R_0(R_a)$ и L_a .

Так как расширение полосы пропускания каскада при коррекции сопровождается изменением вида его частотной и фазовой характеристик, то, вообще говоря, нельзя утверждать, что время реакции схемы уменьшается пропорционально увеличению $\Omega_{\text{в}}$. Для того чтобы найти время реакции, рассмотрим нестационарные процессы в схеме при скачкообразном изменении напряжения на входе. Эквивалентная схема анодной цепи каскада представляет собой RLC -контур (рис. 3.1б), причем в отличие от контура, эквивалентного анодной цепи некорректированного каскада (рис. 2.18а), этот контур может быть не только аperiodическим, но и колебательным, так как в схеме корректированного каскада содержится индуктивность. В § 2 гл. I было рассмотрено прохождение через такие контуры импульсов с резкими перепадами напряжения. На рис. 3.4а приведены графики, построенные по выражениям (1.51) и (1.52), иллюстрирующие характер изменения напряжения на выходе каскада при внезапном изменении на конечную величину потенциала сетки его лампы. В зависимости от значения параметра p напряжение нарастает монотонно или достигает стационарного значения, пройдя через максимум.

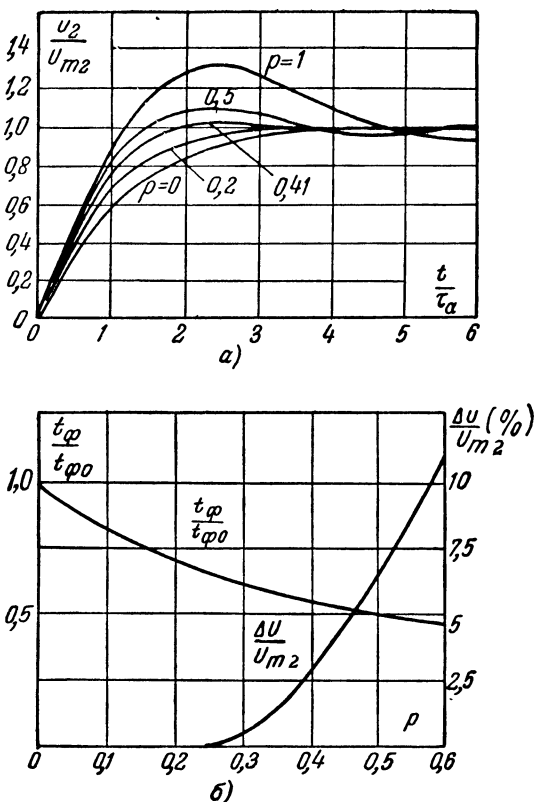


Рис. 3.4. Нарастание напряжения на выходе корректированного каскада при мгновенном изменении напряжения на его входе и различных значениях параметра p (а). Графики на рисунке (б) служат для определения времени фронта и величины выброса в зависимости от величины параметра p .

В § 2 гл. I было рассмотрено прохождение через такие контуры импульсов с резкими перепадами напряжения. На рис. 3.4а приведены графики, построенные по выражениям (1.51) и (1.52), иллюстрирующие характер изменения напряжения на выходе каскада при внезапном изменении на конечную величину потенциала сетки его лампы. В зависимости от значения параметра p напряжение нарастает монотонно или достигает стационарного значения, пройдя через максимум.

Граничное значение p , отвечающее переходу от монотонной кривой $u_2 = f(t)$ к кривой с выбросом, равно 0,25. Это соответствует переходу от апериодического контура $L_a R_0 C_2$ к колебательному (легко

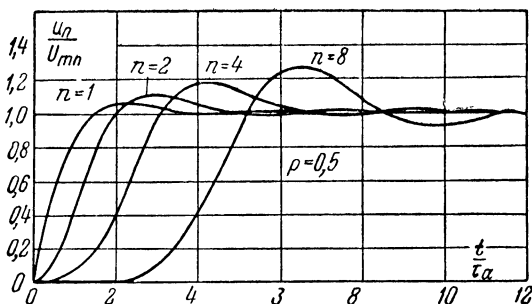


Рис. 3.5. Нарастание напряжения на выходе усилителя с коррекцией, содержащего 1, 2, 4 и 8 каскадов, при значении $p = 0,5$.

видеть, что $p = Q_a^2$, где Q_a — качество контура, эквивалентного анодной цепи лампы).

На рис. 3.4б изображены графики зависимости относительного значения выброса $\left(\frac{\Delta u}{U_{m2}}\right)$ и времени нарастания напряжения на выходе каскада от величины параметра p . При увеличении значения p свыше 0,33—0,35 выброс резко возрастает, а скорость уменьшения t_f заметно падает.

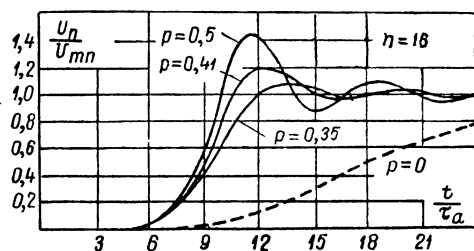


Рис. 3.6. Нарастание напряжения на выходе 16-каскадного усилителя с коррекцией при разных значениях параметра p .

Во многих измерительных усилителях выброс не должен превышать 1%, и поэтому величину p не выбирают большей 0,3—0,33. При этом время нарастания напряжения на выходе каскада с коррекцией приблизительно в 1,5 раза меньше, чем на выходе обычного реостатного усилительного каскада.

Исследование формы импульсов на выходе многокаскадного усилителя с коррекцией сложно, так как аналитические выражения, описывающие изменение с течением времени напряжения на выходе одного, двух, трех и т. д. корректированных каскадов, очень громоздки. На рис. 3.5 приведены графики зависимости $\frac{u_N}{U_{mN}} = f\left(\frac{t}{\tau_a}\right)$, показывающие, какой вид имеет изменение напряжения на выходе усилителя, состоящего из 1, 2, 4 и 8 идентичных корректированных

каскадов ($p = 0,5$) при скачке напряжения на входе схемы. Графики на рис. 3.6 изображают характер нарастания напряжения на выходе 16 каскадов при трех различных значениях параметра p во всех каскадах. На этом же рисунке пунктиром нанесена кривая, соответствующая нарастанию напряжения на выходе некорректированного усилителя, также содержащего 16 каскадов. Из рассмотрения приведенных кривых видно, что по мере увеличения числа каскадов время фронта увеличивается, а выброс возрастает. При этом, если выброс в каждом каскаде относительно велик (порядка 5—10% или больше), то максимальный выброс на выходе всей схемы возрастает приблизительно пропорционально корню из числа каскадов в схеме. Время же фронта увеличивается значительно медленнее. Если же выброс в каждом каскаде усилителя мал (порядка 1—2%), то выброс на выходе всей схемы увеличивается с возрастанием числа каскадов очень медленно или остается практически таким же, как в одном каскаде. Время фронта в этом случае с достаточной точностью может быть найдено так же, как в некорректированном усилителе [выражение (2.46)]:

$$t_{\Phi N} = \sqrt{t_{\Phi 1}^2 + t_{\Phi 2}^2 + t_{\Phi 3}^2 + \dots} \quad (3.5)$$

На рис. 3.7 приведена схема каскада с другой цепью коррекции — последняя состоит из индуктивности L и емкостей C_1 и C_2 . Ход обобщенных частотных и фазовых характеристик этой схемы определяется параметрами $p_1 = \frac{L}{C_2 R_a^2}$ и $p_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$. Искажения сигналов оказываются минимальными, если $p_1 = 1,12$ и $p_2 = 0,67$.

На рис. 3.8 изображена схема каскада, в котором корректирующая цепь состоит из двух индуктивностей, L_a и L , и двух емкостей, C_1 , C_2 . Ход обобщенных частотных и фазовых характеристик такой схемы определяется значениями трех независимых параметров:

$$p_1 = \frac{L_a}{R_a^2 (C_1 + C_2)}, \quad p_2 = \frac{L}{R_a^2 C_2} \quad \text{и} \quad p_3 = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Прохождение сигналов через схему сопровождается наименьшими частотными и фазовыми искажениями, если $p_1 = 0,24$, $p_2 = 1,19$ и

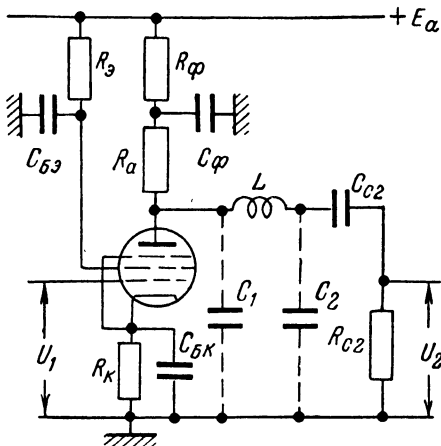


Рис. 3.7. Сложная схема коррекции в области высокочастотного конца спектра с двумя независимыми параметрами.

$p_3 = 0,44$. На рис. 3.9 приведены графики, иллюстрирующие вид обобщенных частотных характеристик каскадов с разными цепями

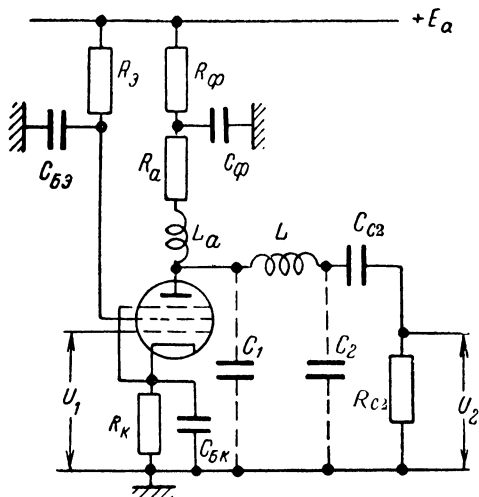


Рис. 3.8. Сложная схема коррекции в области высокочастотного конца спектра с тремя независимыми параметрами.

коррекции, параметры которых выбраны таким образом, что подъема усиления в области верхних частот нет. Кривая 1 относится к каскаду без коррекции, кривая 2 отвечает каскаду с корректирующей индуктивностью в анодной цепи лампы, кривая 3 — каскаду с коррекцией по схеме рис. 3.7 и, наконец, кривая 4 — каскаду с коррекцией по схеме, изображенной на рис. 3.8. Из сопоставления приведенных характеристик видно, что при усложнении схемы коррекции можно значительно расширить полосу пропускания усилителя. Теоретический анализ показывает, что, используя сложные

цепи связи, позволяющие отделить выходную емкость одной лампы от входной емкости следующей, можно расширить полосу пропускания каскада в 4,9 раза по сравнению с полосой пропускания некорректированного каскада [29].

В качестве примера на рис. 3.10 приведена схема усилителя со сложными цепями связи, имеющего полосу пропускания от 100 гц до 20 мгц и коэффициент усиления — около 100 [30]. Схема содержит два каскада усиления напряжения и катодный повторитель. Используемые в усилительных каскадах лампы EF55 имеют $S = 12$ ма/в, $C_{вх} = 6$ пф и $C_{вых} = 14$ пф. Величина отношения $\frac{S}{C_{вх} + C_{вых}}$ у этих ламп такая же, как у лампы 6Ж4.

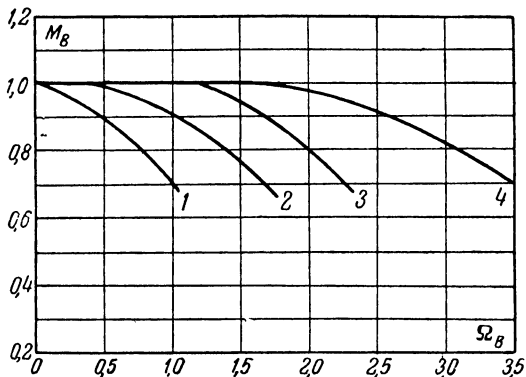


Рис. 3.9. Обобщенные частотные характеристики каскада с разными схемами коррекции в области высокочастотного конца спектра.

Величина отношения $\frac{S}{C_{вх} + C_{вых}}$ у этих ламп такая же, как у лампы 6Ж4.

Для равномерности частотной характеристики в максимально широкой области частот параметры анодной цепи каждой лампы должны удовлетворять соотношениям $R_a = \frac{1}{4f_B^* C_1}$, $L_1 = L_2 = \frac{R_a}{4f_B^*}$, $L_3 = 0,3L_1$, $C_2 = 0,8C_1$, $C_3 = 0,53C_1$ и $C_4 = C_1$. Практически при постройке схемы значения емкостей C_1 и C_4 стремятся сделать возможно меньшими путем рационального расположения деталей усилителя. Для выполнения равенства $C_4 = C_1$ в схему вводят подстроечные конденсаторы, включенные между анодами ламп и землей или между землей и сетками второй и третьей ламп. Величины

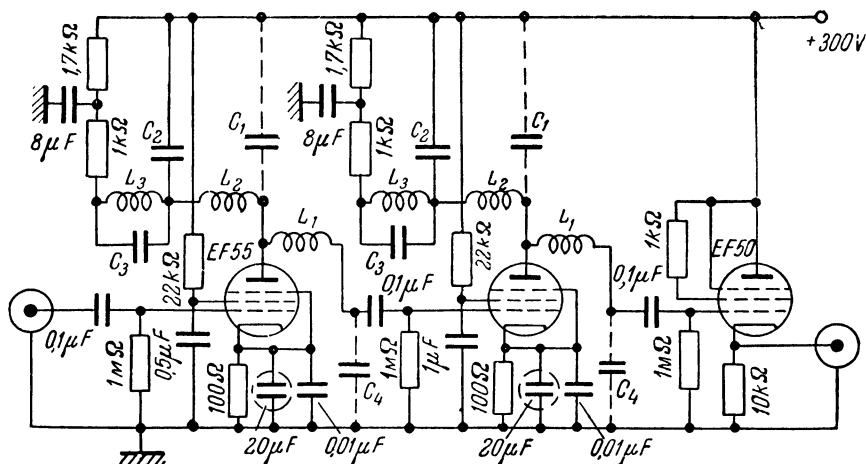


Рис. 3.10. Схема усилителя со сложными цепями связи, имеющего полосу пропускания от 100 гц до 20 мгц и коэффициент усиления около 100.

индуктивностей вычисляются по приведенным соотношениям, а окончательно их величины подбираются при настройке усилителя. Частотная характеристика усилителя равномерна приблизительно до 18 мгц, далее обнаруживает трех-пятипроцентный подъем на частоте около 19 мгц, а затем более или менее резкий спад. Усилитель занимает мало места (он может быть смонтирован на шасси размером 30×18 см и глубиной 6 см) и может быть весьма полезен в качестве дополнительного усилителя к широкополосному катодному осциллографу при исследовании физических процессов, связанных с регистрацией или наблюдением слабых сигналов с крутыми фронтами.

Увеличение числа независимых параметров корректирующей цепи сопровождается возрастанием трудностей ее регулирования. Поэтому схемы сложной коррекции применяются относительно редко, а в большинстве случаев пользуются включением индуктивности в анодную

цепь лампы. Иногда бывает весьма полезно согласование характеристик различных каскадов. Заключается оно в том, что вид характеристик отдельных каскадов подбирается таким образом, что каждая из них в той или иной мере отличается от идеальной, но там, где, например, у частотной характеристики одного каскада имеется завал, у частотной характеристики другого каскада есть подъем. Поэтому характеристики всего усилителя в целом оказываются близкими к идеальным.

2. Коррекция характеристик усилителя в области нижних частот. В § 2 гл. II было выяснено, что источником искажений в области нижних частот являются три цепи реостатного усилительного

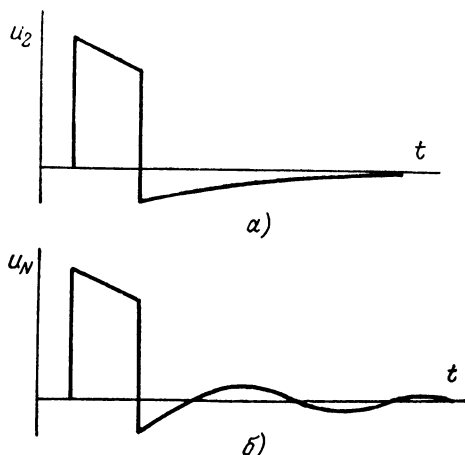


Рис. 3.11. Вид прямоугольного импульса напряжения, прошедшего через однокаскадный (а) и многокаскадный (б) усилитель на сопротивлениях.

каскада: переходная цепь (цепь связи), цепь автоматического смещения и цепь питания экранной сетки лампы. Процессы изменения заряда конденсаторов, содержащихся в этих цепях, приводят к тому, что после скачка напряжения на входе и окончания нестационарных процессов в анодных цепях ламп величина выходного напряжения продолжает изменяться, хотя напряжение на входе остается неизменным. В результате этого плоская вершина продолжительного прямоугольного импульса напряжения оказывается „сколотой“, а после окончания действия импульса на выходе каскада

появляется выброс напряжения обратной полярности (рис. 3.11а). В случае многокаскадного усилителя обратный выброс преобразуется в „хвост“ переменной полярности (рис. 3.11б), причем последняя изменяется столько раз, сколько каскадов содержится в схеме (см. § 2 гл. II).

Помимо этих трех цепей каскада, обуславливающих искажения низкочастотной части спектра сигналов, в схеме имеется еще одна цепь, также определяющая вид характеристик усилителя в области частот $\omega < \omega_0$ — цепь развязывающего фильтра. Если элементы фильтра (C_Φ и R_Φ) выбраны таким образом, что $\frac{1}{\omega_n C_\Phi} \gg R_\Phi$ и, вместе с тем, $\frac{1}{\omega_0 C_\Phi} \ll R_\Phi$, то для низкочастотных составляющих спектра

сигнала сопротивление анодной цепи лампы превосходит сопротивление для области квазирезонансной частоты. Возрастание нагрузки ведет к увеличению усиления и, следовательно, неравномерность частотной характеристики в области нижних частот уменьшается.

На рис. 3.12 изображена эквивалентная схема анодной цепи лампы каскада с таким фильтром для переменного тока частотой $\omega \ll \omega_0$.

Считая, как и прежде, что каскад построен на пентоде, напомним $\dot{U}_{ma} = S\dot{U}_{m1}\dot{Z}_a$ (знак минус в этом выражении опускаем). С целью упрощения выкладок положим, что $R_2 \gg R_a + R_\phi$ (это неравенство обычно имеет место). Тогда

$$\dot{Z}_a = R_a + \frac{R_\phi}{1 + j\omega R_\phi C_\phi}. \quad (3.6)$$

На выходе каскада действует не все напряжение \dot{U}_{ma} , а лишь часть его \dot{U}_{m2} , снимаемая с сопротивления R_2 . Величины емкостей C_ϕ и C_{c2} выбираются достаточно большими и поэтому на средних частотах $\dot{Z}_a = R_a$, а $\dot{U}_{m2} = \dot{U}_{ma}$, т. е. усиление каскада выражается обычным соотношением, соответствующим квазирезонансной частоте. При уменьшении частоты вследствие возрастания сопротивления емкости C_{c2} величина отношения $\frac{U_{m2}}{U_{ma}}$ уменьшается. Но

модуль напряжения \dot{U}_{ma} увеличивается, так как шунтирующее действие емкости C_ϕ уменьшается. Это возрастание величины $|\dot{U}_{ma}|$ корректирует уменьшение величины $|\dot{U}_{m2}|$ вследствие наличия в схеме переходной цепи.

Неравномерность частотной характеристики за счет переходной цепи выражается хорошо известным соотношением:

$$M_c = \frac{\omega C_{c2} R_2}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{c2}^2 R_2^2}}.$$

Выражение для неравномерности частотной характеристики, обусловленной цепью $C_\phi R_\phi$, легко написать на основании (3.6):

$$M_\phi = \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{R_a}{R_\phi}\right)^2 + \omega^2 R_a^2 C_\phi^2}{\left(\frac{R_a}{R_\phi}\right)^2 + \omega^2 R_a^2 C_\phi^2}}.$$

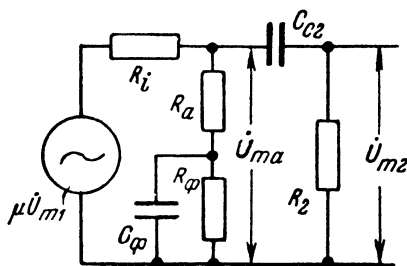


Рис. 3.12. Эквивалентная схема скорректированного каскада, справедливая в области частот, значительно более низких квазирезонансной.

Общая неравномерность характеристики в области низких частот определяется соотношением $M_H = M_c \cdot M_\phi$. Обозначая $R_2 C_{c2} = \tau_c$, $\omega R_2 C_{c2} = \Omega_H$, $R_a C_\phi = \tau_1$, $\frac{\tau_1}{\tau_c} = m$ и $\frac{R_a}{R_\phi} = q$, получим:

$$M_H = \sqrt{\frac{(1+q)^2 + \Omega_H^2 m^2}{q^2 + \Omega_H^2 m^2}} \cdot \sqrt{\frac{\Omega_H^2}{1 + \Omega_H^2}}. \quad (3.7)$$

Совершенно так же, находя порознь сдвиг фаз между напряжением, действующим в сеточной цепи лампы, и напряжением, выделяющимся

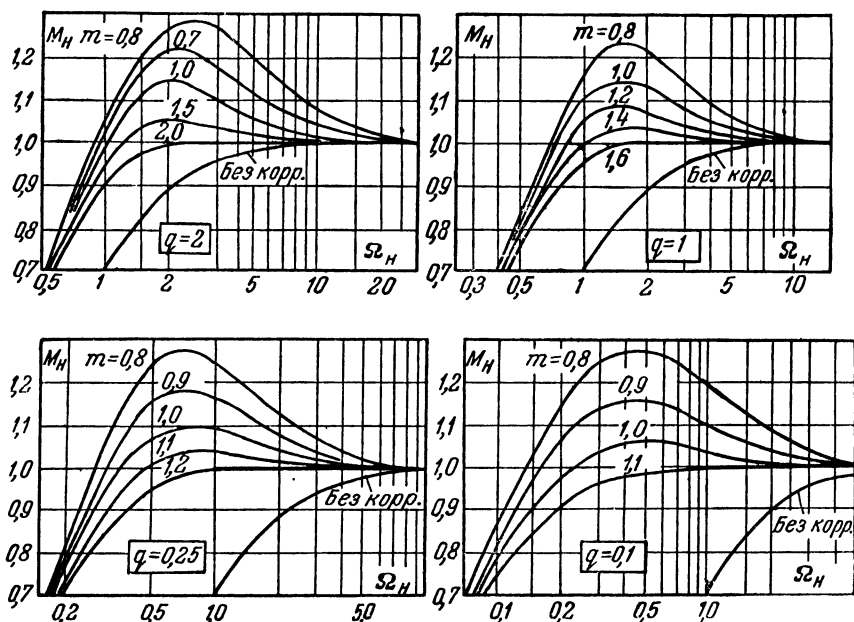


Рис. 3.13. Частные характеристики каскада с коррекцией в области низких частот при разных значениях параметров q и m .

на нагрузке, состоящей из сопротивлений R_a , R_ϕ и емкости C_ϕ , а затем сдвиг фаз между этим напряжением и напряжением, выделяющимся на сопротивлении R_2 , и, наконец, складывая их, получим уравнение фазовой характеристики усилителя:

$$\Psi = \arctg \frac{\Omega_H^2 (m - m^2) - (q + q^2)}{(q + q^2) \Omega_H + \Omega_H m (\Omega_H^2 m + 1)}. \quad (3.8)$$

Из полученных выражений следует, что если $q = 0$ и $m = 1$, т. е. если сопротивление $R_\phi = \infty$, а $R_a C_\phi = R_2 C_{c2}$, то характери-

стики каскада в области низкочастотного конца спектра совпадают с характеристиками цепи, пропускающей сигналы без искажений. На самом деле величина сопротивления R_Φ , включенного в цепь питания анода лампы, не может быть сделана бесконечно большой и поэтому полная коррекция линейных искажений неосуществима. На рис. 3.13 приведены частотные характеристики каскада с коррекцией по низкой частоте для различных значений параметров q и m [31]. Из их рассмотрения видно, что частотная характеристика каскада может иметь подъем в области нижних частот. Этот подъем исчезает при определенном значении m , зависящем от величины параметра q . При этом чем меньше величина q , тем ближе к единице значение m , соответствующее переходу к кривой без подъема. Нижняя граница полосы пропускания каскада при выбранной величине параметра m смещается в область тем более низких частот, чем меньше величина q . Поэтому, вообще говоря, выгодно брать сопротивление R_Φ возможно большим. Практически его величина ограничивается падением на нем постоянного напряжения источника питания и снижением анодного напряжения лампы.

Рассмотрение нестационарных процессов в схеме, приведенной на рис. 3.12, позволяет непосредственно судить об искажениях формы сигналов в каскаде с коррекцией по низкой частоте. Составляя уравнение, связывающее мгновенные значения напряжений u_1 и u_2 , и интегрируя его в предположении, что в момент $t=0$ значение u_1 изменяется на величину U_{m1} , можно получить следующее выражение для напряжения u_2 [31]:

$$u_2 = SU_{m1}R_a \frac{1}{m-q} \left[e^{-\frac{q}{m} \frac{t}{\tau_c}} + (m-q-1) e^{-\frac{t}{\tau_c}} \right]. \quad (3.9)$$

На рис. 3.14 приведены графики $\frac{u_2}{SU_{m1}R_a} = f\left(\frac{t}{\tau_c}\right)$ для разных значений параметров q и m , построенные по этому выражению. Наилучшее корректирование спада выходного напряжения (минимальное скалывание плоской вершины импульсов) получается при $m=1$, т. е. при $\tau_1 = \tau_c$, независимо от значения параметра q . При $m < 1$ наблюдается „перекоррекция“ — после скачка входного напряжения и соответствующего ему скачка напряжения на выходе каскада последнее продолжает медленно нарастать, проходит через максимум и после этого уменьшается (стремясь к нулю). Начальное нарастание напряжения на выходе соответствует тому, что конденсатор фильтра заряжается скорее, чем конденсатор $C_{с2}$, и напряжение на аноде лампы возрастает с большей скоростью, чем напряжение на разделительном конденсаторе. При этом чем меньше постоянная времени τ_1 по сравнению с постоянной времени τ_c и чем больше величина R_Φ , тем до большей величины успеет нарасти анодное напряжение лампы, прежде чем скорость его возрастания станет равной скорости возрастания

напряжения на емкости C_a , и выходное напряжение достигнет максимума. Далее, чем меньше значение параметра q (т. е. чем больше величина сопротивления R_ϕ по сравнению с R_a), тем меньше скашивание плоской вершины импульса при заданном значении m . Если,

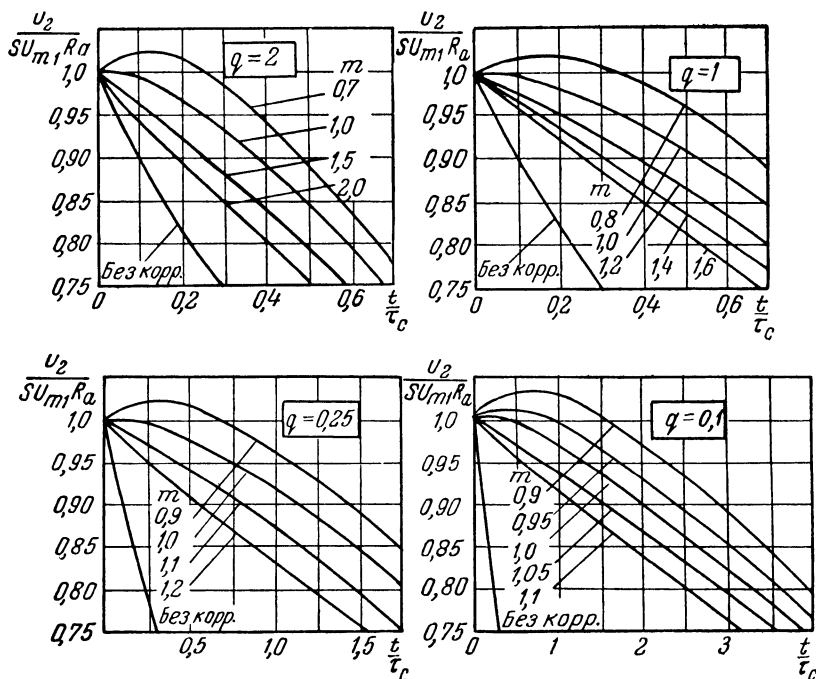


Рис. 3.14. Изменение напряжения на выходе усилительного каскада с коррекцией по низкой частоте при разных значениях параметров q и m .

например, $q=0,1$, то спад напряжения на 2,5% соответствует времени приблизительно в 40 раз большему, чем в случае некорректированного каскада. Изложенные соображения позволяют выбрать параметры фильтра таким образом, чтобы скашивание плоской вершины сигнала лежало бы в допустимых пределах. Уменьшение скашивания вершины сигналов одновременно означает уменьшение обратного выброса напряжения после окончания действия сигнала на входе.

3. Налаживание и исследование широкополосных усилителей. При постройке широкополосных усилителей особое внимание должно уделяться такому расположению деталей и элементов монтажа, при котором паразитные параметры и паразитные взаимодействия в схеме сведены до минимума. Повидимому, рациональнее всего располагать последовательные каскады один за другим по прямой линии, используя для постройки усилителя длинное шасси. Детали (сопротивления, конденсаторы, корректирующие катушки самоиндукции и т. п.) сле-

дует помещать в непосредственной близости к лампам. Вместе с тем их желательно монтировать не очень близко к металлическому шасси. Монтаж должен быть настолько жестким, чтобы при работе с усилителем детали не меняли своего расположения. Для жесткого монтажа удобно использовать небольшие вспомогательные панельки-держатели из какого-либо изолирующего материала (текстолит, гетинакс и т. п.). Эти пластинки лучше всего укреплять перпендикулярно металлическому шасси усилителя. Длина монтажных проводников должна быть уменьшена до предела. Каждый из этих проводников следует вести отдельно от других, соединяя одну деталь с другой, по возможности, наиболее коротким путем. При несоблюдении этих условий паразитная емкость анодной цепи лампы каждого каскада может возрасти до многих десятков пикофарад.

Переходные конденсаторы должны быть безиндукционными. В противном случае возможно появление паразитных выбросов, сопровождающих крутые фронты сигналов. Для уменьшения емкости по отношению к шасси переходных конденсаторов, имеющих, как правило, большие геометрические размеры, их следует укреплять на стойках длиной в несколько сантиметров, сделанных из изолирующего материала.

Корректирующую катушку в анодную цепь лампы рекомендуется включать между сопротивлением нагрузки и сопротивлением фильтра (а не между анодом лампы и нагрузочным сопротивлением). Катушки, применяемые для коррекции, должны иметь малую собственную емкость. Кроме того, они, как и прочие детали схемы, должны монтироваться таким образом, чтобы их емкость по отношению к шасси была бы минимальной.

Практически расчет величины корректирующей индуктивности L_a затрудняется тем, что нельзя задать правильную величину емкости C_2 , в которую входит емкость монтажа, распределенная емкость самой катушки индуктивности и т. п. Для обхода этой трудности можно воспользоваться тем, что индуктивность L_a вместе с емкостью C_2 образуют колебательный контур. Его резонансная частота связана с величинами p , Ω_B и ω_B соотношением:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_2}} = \frac{\omega_B}{\Omega_B} \sqrt{\frac{1}{p}}$$

[это соотношение легко получается из выражений (3.2)].

Величина параметра p выбирается равной определенному значению (например 0,35), а значение отношения $\frac{\omega_B}{\Omega_B}$ определяется для границы полосы пропускания допустимыми искажениями формы сигналов. Поэтому частота ω_0 должна иметь вполне определенное значение для того, чтобы каскад оказался скорректированным. Вычислив ее (для этого не надо знать величину емкости C_2), подают на вход гармоническое напряжение, частота которого равна найденному значению ω_0 .

Затем, изменяя величину индуктивности L_a , настраивают контур, состоящий из индуктивности и неизвестной емкости C_2 , в резонанс по максимуму коэффициента усиления каскада (для того чтобы резонанс был бы лучше заметен при определении величины L_a , сопротивление R_a можно закортотить). Очевидно, что величина L_a , соответствующая резонансу, и представляет собой значение индуктивности, необходимой для коррекции каскада.

Определив таким способом величину L_a , находят величину сопротивления, пользуясь соотношениями (3.2):

$$R_a = \frac{\omega_b L_a}{\Omega_b \cdot p}.$$

При постройке усилителя до его регулировки бывает удобно включать в схему корректирующие катушки несколько большей индуктивности, чем это требуется по расчету. Окончательная величина подбирается при налаживании схемы путем постепенного отматывания части витков катушки или изменения положения сердечника (из магнетита, феррокарта и т. п.).

Отклоняясь несколько в сторону, заметим, что в устройствах, предназначенных для усиления звуковых сигналов, которые в конечном итоге воспринимаются на слух, фазовые искажения имеют второстепенное значение. В этом случае качество усилителя определяется видом его частотной и амплитудной характеристик. Для определения частотной характеристики измеряют величину коэффициента усиления гармонических сигналов разных частот, подаваемых на вход усилителя. Амплитудная характеристика находится путем измерения коэффициента усиления схемы при разных амплитудах гармонического сигнала фиксированной частоты, действующего на ее входе. Если при испытании усилителя обнаруживается большое несоответствие между расчетной и действительной частотными характеристиками, то это значит, что при расчете недостаточно точно были учтены паразитные параметры схемы или были допущены ошибки в конструировании усилителя. Расширение полосы пропускания может быть достигнуто увеличением постоянной времени τ_c и уменьшением τ_a . Неудовлетворительный вид амплитудной характеристики усилителя свидетельствует о том, что рабочая точка выходит за пределы приблизительно прямолинейного участка динамической характеристики лампы. Если в схеме есть дроссели и трансформаторы, то их перегрузка также приводит к отклонению амплитудной характеристики от линейной.

В широкополосных усилителях, предназначенных для усиления сигналов, имеющих сложный спектральный состав, помимо равномерности частотной характеристики, существенна также линейность фазовой характеристики. Кроме того, как уже отмечалось выше, в искажении формы сигналов важную роль играет вид характеристик

за пределами полосы пропускания, а незначительные отклонения характеристик от идеальных в пределах рабочих частот могут привести к заметному искажению формы сигналов. Несмотря на то, что все это затрудняет суждение об искажении формы сигналов по виду частотной характеристики, на основании последней можно сделать заключение о пригодности усилителя для усиления сигналов той или иной формы. При исследовании частотной характеристики широкополосного усилителя источником подаваемых на его вход гармонических сигналов может служить стандарт-сигнал генератор ГСС-6, а выходное напряжение можно измерять с помощью лампового вольтметра (например, ВКС-7Б).

Такое исследование усилителя занимает много времени и не позволяет быстро произвести его наладку. В этом отношении очень удобен прибор, позволяющий наблюдать частотную характеристику исследуемого усилителя (или часть ее) на экране осциллографической трубки — так называемый испытатель частотных характеристик (ИЧХ-1) [32]. Прибор содержит генератор гармонических сигналов, частота которых периодически изменяется в определенных пределах (изменения частоты в ИЧХ-1 лежат в диапазоне 0,1—20 *мгц*). Это напряжение (его эффективное значение в ИЧХ-1 может регулироваться в пределах 0,001—1 *в*) подается на вход исследуемого усилителя. Напряжение, снятое с выхода усилителя, детектируется и усиливается в специальных каскадах, входящих в состав ИЧХ, а затем поступает на отклоняющие пластины осциллографической трубки. На вторую пару пластин этой трубки подается пилообразное напряжение развертки, период которой равен периоду изменения частоты генератора гармонических сигналов. В результате этого на экране трубки наблюдается неподвижное изображение частотной характеристики исследуемого усилителя, что дает возможность легко проследить за изменением ее вида при варьировании параметров схемы.

В настоящее время часто применяется другой метод обследования усилителей, позволяющий производить их налаживание и регулировку, непосредственно наблюдая искажения формы усиливаемых сигналов. В простейшем виде этот метод заключается в том, что на вход усилителя подается периодическая последовательность прямоугольных импульсов напряжения, и визуально на экране катодного осциллографа наблюдается форма импульсов, прошедших через усилитель. Изменяя параметры схемы, стремятся к тому, чтобы отличие формы импульсов на его выходе от формы входных импульсов лежало в допустимых пределах. Разумеется, об искажении формы сигналов можно (по крайней мере, принципиально) судить, зная частотную и фазовую характеристики устройства. Но сложность исследования фазовой характеристики и сложная связь между частотной и фазовой характеристиками, с одной стороны, и переходными характеристиками, с другой, делают этот метод экспериментально сложным и практически мало удобным. Непосредственное же наблюдение искажений

формы сигналов, в принципе эквивалентное исследованию частотной и фазовой характеристик, позволяет непосредственно получить полное представление о работе схемы. Кроме того, этот метод оказывается очень чувствительным.

Для того чтобы было удобно наблюдать искажения формы импульсов, обусловленные изменениями в высокочастотном конце его спектра, длительность импульсов должна быть больше, чем время, необходимое для протекания нестационарных процессов при резком изменении величины напряжения, действующего на входе схемы. С другой стороны, если продолжительность импульсов слишком велика, то фронт импульса на выходе схемы занимает относительно малую долю продолжительности импульса, и наблюдать, как изменяется вид этого фронта при варьировании параметров схемы, неудобно. Если время реакции усилителя лежит в пределах 1—2 *мксек*, то для исследования искажений формы сигналов, обусловленных изменениями в высокочастотном конце их спектра, можно воспользоваться импульсами с коэффициентом заполнения $\gamma = 0,5$, частотой чередования порядка 100 *кГц* и временем фронта 0,1 *мксек* или меньше. В случае усилителя с более быстрой реакцией, время фронта входного сигнала должно быть соответственно уменьшено. Для наблюдения искажений сигналов к выходу исследуемого усилителя присоединяется катодный осциллограф. При этом надо иметь в виду, что этим самым на выход усилителя может быть включена большая емкость и соответственно характеристики усилителя окажутся ухудшенными. Вообще желательно исследовать усилитель с включением на его выход эквивалента той нагрузки, с которой он обычно работает. Если параметры входа осциллографа сильно отличаются от параметров нормальной для данного усилителя нагрузки, то можно рекомендовать включение между ним и катодным осциллографом дополнительного каскада с катодной нагрузкой. Величина катодной нагрузки лампы этого каскада выбирается такой, чтобы каскад не вносил дополнительных искажений в форму проходящих через него импульсов. На вход каскада с катодной нагрузкой может быть включена та или иная емкость (или сопротивление) для приближения параметров входа к параметрам нормальной нагрузки исследуемого усилителя. Если исследуется усилитель с большим динамическим диапазоном, и амплитуда импульсов на его выходе достаточно велика, то их можно непосредственно подать на пластины вертикального отклонения луча осциллографической трубки.

Если же для дополнительного усиления сигналов используется усилитель, имеющийся в осциллографе, то его характеристики должны быть близкими к идеальным в более широкой области частот, чем характеристики исследуемого усилителя. Поэтому для исследования и налаживания усилителей, предназначенных для быстропеременных сигналов, может потребоваться специальный широкополосный осциллограф.

Некоторые характерные формы импульсов, наблюдаемых на экране осциллографа при исследовании высокочастотных искажений в усилителях, приведены на рис. 3.15. Прямоугольные импульсы (рис. 3.15а) соответствуют импульсам, подаваемым на вход усилителя. Импульсы такой же формы наблюдаются на экране осциллографа, связанного с выходом усилителя, при неискаженном прохождении сигналов через последний. Если в схеме исследуемого усилителя имеется „недокоррекция“ в области высокочастотного конца спектра и в этой области частот характеристики скорректированного каскада приближаются к характеристикам нескорректированного, то импульсы на выходе схемы имеют вид, подобный импульсам, изображенным на рис. 3.15б. Для исправления таких искажений можно либо повысить величины корректирующих индуктивностей, либо уменьшить сопротивления анодных нагрузок ламп (величину емкости C_2 для каждого каскада полагаем фиксированной). Второе связано с уменьшением усиления, но позволяет получить более крутые фронты импульсов в окончательно скорректированном усилителе.

Если, наоборот, в схеме имеется „перекоррекция“ и элементы L_a , C_2 и R_a образуют колебательный контур, то импульсы на выходе обнаруживают выбросы, соответствующие затухающим колебаниям, сопровождающим передний и задний фронты импульсов (рис. 3.15в). В этом случае улучшить форму выходного напряжения можно, либо увеличивая сопротивление R_a , либо уменьшая величины индуктивностей L_a . Первое сопровождается возрастанием усиления, но крутизна фронтов сигналов, прошедших через скорректированный усилитель, будет меньше, чем при снижении L_a . Если с уменьшением L_a даже при заметном падении средней скорости изменения выходного напряжения, сохраняются выбросы (рис. 3.15г), то это означает, что источником колебательного процесса в схеме является не контур L_a , C_2 , R_a , а другие цепи, в которые входят детали с большой паразитной индуктивностью (например, неподходящие переходные конденсаторы). Такие детали должны быть обнаружены и из схемы исключены.

Для исследования искажений формы импульсов, связанных с изменениями в низкочастотной части их спектра, и для соответствующей

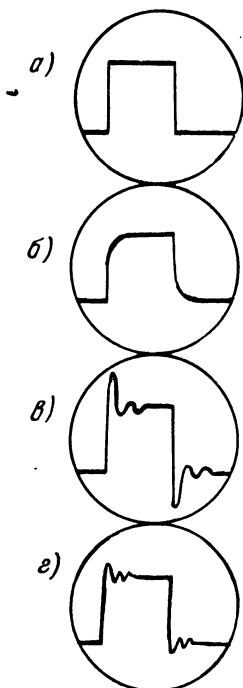


Рис. 3.15. Формы импульсов, наблюдаемых на экране осциллографа при исследовании искажений в высокочастотной части спектра сигнала, проходящего через усилительный каскад.

регулировки схемы необходимы импульсы более продолжительные, чем для исследования высокочастотного конца спектра. Продолжительность этих импульсов (а равно и интервалов между ними) должна быть достаточно велика для того, чтобы выявились искажения формы сигналов, связанные с относительно медленными процессами в переходных цепях, цепях автоматического смещения и цепях питания экранных сеток ламп усилителя.

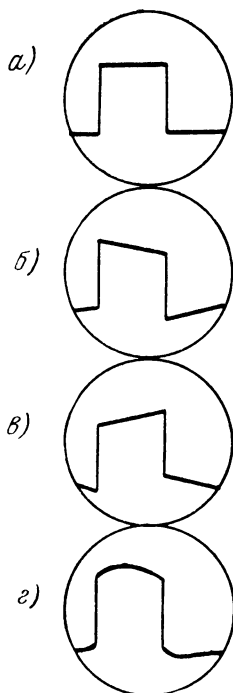


Рис. 3.16. Формы импульсов, наблюдаемых на экране осциллографа при исследовании искажений в низкочастотной части спектра сигнала, проходящего через усилительный каскад.

Практически для исследования низкочастотных искажений, вносимых усилителями, применяемыми в физических лабораториях, могут быть использованы импульсы, имеющие $\gamma=0,5$ и частоту чередования порядка нескольких десятков герц или меньше. В данном случае нет необходимости вводить усилительный каскад с катодной нагрузкой между выходом исследуемого усилителя и осциллографом, но последний должен хорошо пропускать низкочастотные сигналы.

Последние каскады усилителей некоторых осциллографов (например, осциллографа ЭО-4) не имеют разделительных конденсаторов, и их полоса пропускания простирается до $\omega=0$. Выход исследуемого усилителя может быть присоединен к осциллографической трубке прямо через эти каскады, минуя разделительные цепи, имеющиеся в первых каскадах усилителя осциллографа.

Типичные формы импульсов низкой частоты, наблюдаемых на выходе исследуемого усилителя, изображены на рис. 3.16. Импульсы со скалыванием плоской вершины (рис. 3.16 б) соответствуют недокоррекции и для их исправления необходимо повышать постоянные времени цепей τ_c , τ_k и τ_s или понижать постоянную времени $\tau_1 = R_a C_\Phi$. Импульсы, изображенные на рис. 3.16 в и 3.16 г, соответствуют перекоррекции усилителя в области нижних частот, причем импульсы последнего вида свидетель-

ствуют о том, что выбранное значение $q = \frac{R_a}{R_\Phi}$ (см. выше) — велико и необходимо, помимо регулировки постоянных времени соответствующих цепей, также увеличить сопротивления фильтров в анодных цепях ламп.

Регулировка усилителя и выбор наиболее удачных параметров его схемы осложняются тем, что каскады никогда не бывают совер-

шенно идентичными и в разных каскадах могут иметь место искажения разных типов, которые накладываются при прохождении сигнала через весь усилитель. Поэтому, если это возможно, следует производить покасадную регулировку схемы. При этом нужно обращать серьезное внимание на то, чтобы параметры регулируемого каскада не изменились в результате связи его выхода с катодным осциллографом.

Изложенный здесь в общих чертах метод налаживания и исследования широкополосных усилителей позволяет сделать это скорее и с большим успехом, чем метод исследования и приближения к идеальным частотной и фазовой характеристик схемы.

Пригодные для этого генераторы прямоугольных импульсов с регулируемой или фиксированной частотой описаны в периодической литературе [^{33, 34, 35, 36}]. Некоторые из них рассмотрены в § 4 гл. IV.

Большой интерес для исследования широкополосных усилителей представляет прибор, носящий название испытателя переходных характеристик (ИПХ-1) [³²].

Этот прибор объединяет в себе генератор прямоугольных импульсов и осциллограф.

Импульсы, возбуждаемые генератором, имеют время нарастания порядка $2 \cdot 10^{-8}$ сек., а максимальная амплитуда их 9 в. Осциллограф, помимо ряда вспомогательных блоков, содержит широкополосный усилитель [максимальная чувствительность осциллографа 15 мВ отклонения луча на экране трубки на 1 в (эфф.) напряжения на входе] и генератор отметок времени, которые наносятся через интервалы времени $2 \cdot 10^{-8}$ сек. и 10^{-7} сек. путем управления интенсивностью электронного луча трубки. Усилитель осциллографа имеет выносной каскад (с катодной нагрузкой, связанный с остальным усилителем с помощью кабеля), который присоединяется к испытуемому усилителю проводами минимальной длины. Входная емкость этого каскада меньше 10 пф.

Прибор ИПХ-1 позволяет исследовать переходные характеристики усилителя со временем установления до $5 \cdot 10^{-8}$ сек.

4. Некоторые схемы широкополосных усилителей. Широкополосные усилители в лабораторной практике чаще всего применяются в сочетании с осциллографической трубкой для исследования законов протекания тех или иных физических процессов. Если существенные этапы исследуемого процесса протекают за время, значительно меньшее 10 мксек, то усилители, содержащиеся в типовых осциллографах (ЭО-4, ЭО-5), для этой цели непригодны, даже если сигналы имеют достаточно большую величину.

В этом случае в лабораториях строятся специальные широкополосные усилители, на выход которых включают осциллографическую трубку (для этого может быть использована трубка типового осциллографа вместе со схемой ее питания и цепями управления

лучом). В другом варианте дополнительный усилитель включается на вход фазоинверсного каскада, содержащегося в схеме усилителя

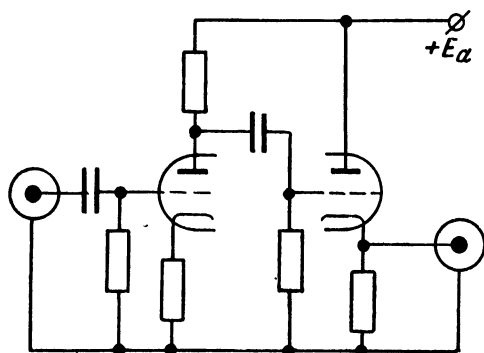


Рис. 3.17. Схема простого предусилителя, состоящего из усилителя с анодной нагрузкой и катодного повторителя.

осциллографа. Наконец, если полоса пропускания усилителя типового осциллографа достаточна, но коэффициент усиления мал или источник сигналов должен быть вынесен на большое расстояние от осциллографа, строится специальный предусилитель с необходимым коэффициентом усиления. В простейшем случае это может быть каскад с катодной нагрузкой, смонтированный вместе с источником наблюдаемых сигналов (см., например, рис. 2.60).

Если желательно, чтобы выносная головка усилителя имела усиление больше единицы, то весьма полезна может быть схема „пары“,

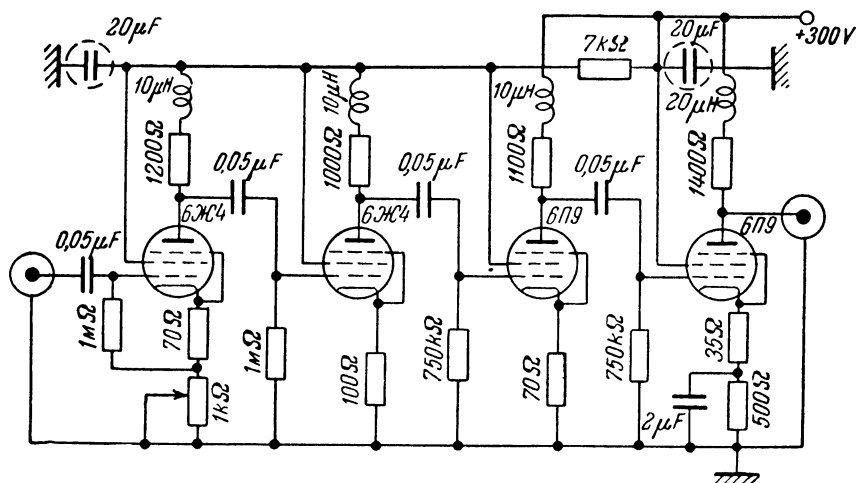


Рис. 3.18. Схема широкополосного усилителя с полосой пропускания от 50 гц до 8 мцг при усилении 200 и от 50 гц до 5,5 мцг при усилении 2000.

состоящей из каскада с анодной нагрузкой и катодного повторителя (рис. 3.17). Такой простой предусилитель, построенный на миниатюрном двойном триоде 6Н15, по своим частотным характеристикам близок к каскаду с анодной нагрузкой, построенному на пентоде-

жолуде 956. Вместе с тем он обладает несколько большей стабильностью, имеет малое выходное сопротивление и удобен для связи с основным усилителем с помощью кабеля.

На рис. 3.18 приведена полезная схема четырехлампового широкополосного усилителя с плавно регулируемым коэффициентом усиления в пределах от 200 до величины порядка 2000 (путем изменения сопротивления в катоде первой лампы). При этом изменяется и верхняя граница полосы пропускания усилителя от 8 мГц при малом усилении до 5,5 мГц при большом усилении, что является некоторым недостатком схемы. Нижняя граница полосы пропускания — около 50 Гц. В каждый каскад схемы введена простая коррекция в области верхних частот и имеется отрицательная обратная связь по току. Для увеличения динамического диапазона усилителя последние два каскада построены на более мощных лампах, чем первые. При указанных параметрах схемы динамический диапазон усилителя по выходу — около 30 в. При большем напряжении появляются заметные амплитудные искажения. В цепи питания анодов и экранных сеток всех четырех ламп схемы включен развязывающий фильтр, состоящий из сопротивления 7 ком (10 Вт) и двух электролитических конденсаторов по 20 мкФ. В анодных цепях ламп 6П9 развязывающих фильтров нет благодаря чему их начальное анодное напряжение выше, чем у первых ламп.

Усилитель рассчитан на питание от стабилизированного источника (300 в, 80 мА).

Усилитель может быть смонтирован на шасси размером 100×250 мм и глубиной 60 мм. Он удобен в качестве лабораторного усилителя, заменяющего все каскады схемы осциллографа ЭО-4 (или равноценного ему), кроме выходного и фазоинверсного (с некоторым ухудшением характеристик в области низких частот). Усилитель позволяет как повысить чувствительность осциллографа, так и применить его для наблюдения более быстрых процессов, чем это возможно с усилителем, содержащимся в самом осциллографе. Усилитель не рассчитан на помещение его на большом расстоянии от осциллографа. Если это необходимо, схема должна быть дополнена выходным каскадом с катодной нагрузкой.

Так как описываемый усилитель имеет несимметричный выход, он непригоден для непосредственного питания отклоняющих пластин трубки. Схема широкополосного усилителя, специально рассчитанного для работы с трубкой, приведена на рис. 3.19. В схеме имеются два скорректированных одноктактных каскада, построенных на лампах 6Ж4, фазоинверсный каскад и двухтактные предоконечный и выходной каскады. Общий коэффициент усиления 200. Динамический диапазон по выходному напряжению около 200 в, что позволяет использовать усилитель в сочетании с широко распространенными осциллографическими трубками. Фазоинверсный каскад выполнен по схеме, описанной выше (см. рис. 2.35). Для того чтобы

при одинаковых амплитудах напряжения на обоих выходах каскада получить одинаковые переходные характеристики в обоих каналах, выбраны разные цепи, связывающие каждый из выходов каскада с сетками следующих ламп. В качестве выходных ламп использованы мощные тетроды ГУ-29. Это позволяет при большом динамическом диапазоне усилителя получить малое время нарастания (порядка 0,05 мксек) при выбросе на переднем фронте не более 1—2%. Указанные в схеме значения индуктивностей корректирующих катушек следует рассматривать как ориентировочные. Они существенно зависят от расположения деталей и качества монтажа и должны быть окончательно подобраны при наладке схемы. Благодаря большим постоянным времени переходных цепей, исключению конденсаторов из катодных цепей и коррекции характеристик в области нижних частот, скалывание плоской вершины импульса длительностью 0,01 сек. меньше 10%. В схеме не предусмотрена возможность регулировки усиления, и поэтому желательно на его вход включать аттенуатор. Усилитель рассчитан на питание анодных цепей ламп от двух источников. Выходные лампы, потребляющие ток порядка 200 ма, могут питаться от источника с худшей стабильностью и большим фоном, чем все остальные каскады схемы.

На рис. 3.20 приведена схема широкополосного усилителя, имеющего коэффициент усиления около 1000. Усилитель снабжен выносной головкой-предусилителем, представляющим собой катодный повторитель.

В схеме предусмотрена возможность регулировки коэффициента усиления, для чего напряжение на сетку первой лампы снимается с части потенциометра, входящего в состав нагрузки кабеля, связывающего головку с основным усилителем. Эта нагрузка должна быть согласована с волновым сопротивлением кабеля, но при длине последнего, не превышающей 1—2 м, строгое выполнение равенства $R_n = \rho$ не обязательно.

Усилитель содержит три однотактных каскада (лампы L_2 , L_3 и L_4) с цепями коррекции, фазоинверсный каскад (с анодно-катодной нагрузкой — лампа L_5) и двухтактные предоконечный и выходные каскады с цепями сложной коррекции в области верхних частот. Как и в предыдущей схеме, использование мощных ламп на выходе позволяет получить большой динамический диапазон (около 200 в) при малом времени нарастания фронта (порядка 0,03 мксек) и выбросе напряжения, не превосходящем 1—2%. Указанные на рис. 3.20 значения индуктивностей, так же, как и в приведенной выше схеме, следует рассматривать как ориентировочные. Окончательно они должны быть подобраны при регулировке схемы (например, по наблюдению на экране присоединенной к выходу осциллографической трубки формы импульсов, прошедших через схему).

Для питания схемы нужны два выпрямителя — один с хорошей стабилизацией и малым фоном, рассчитанный на 250 в и ток 200 ма

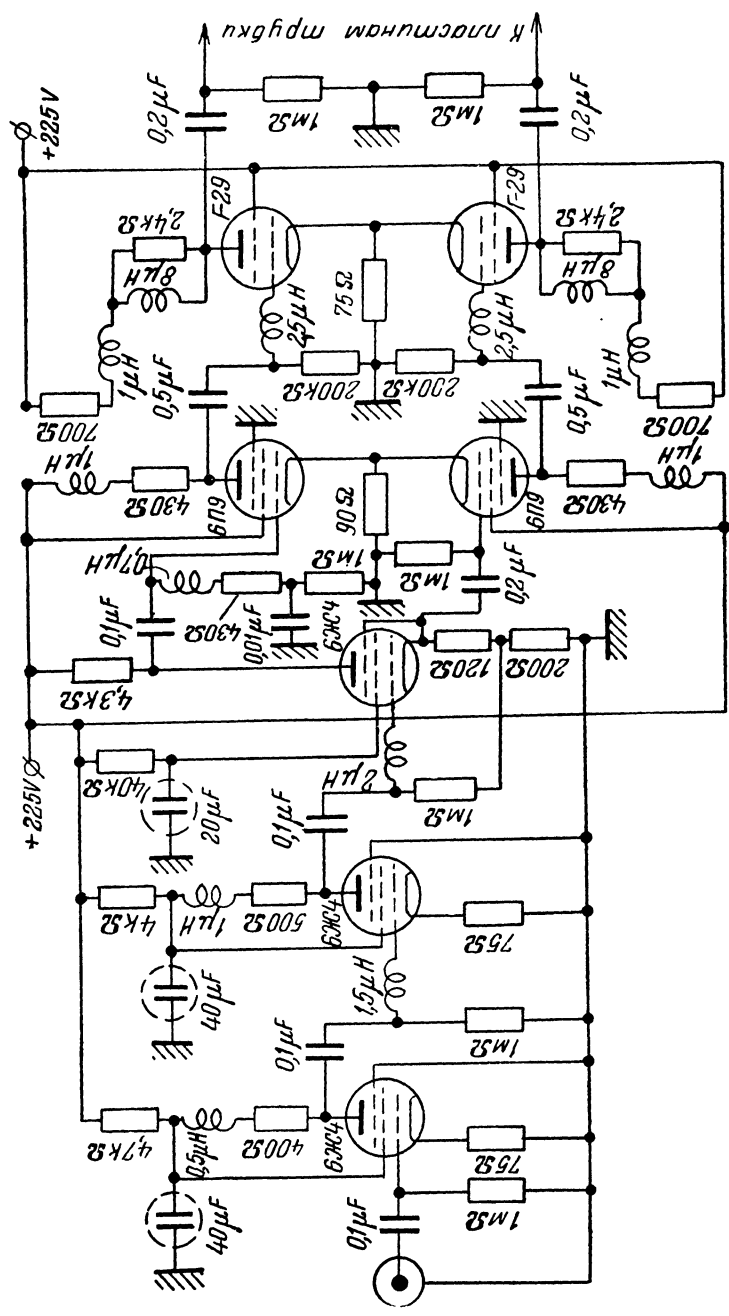


Рис. 3.19. Схема широкополосного усилителя, предназначенного для работы с осциллографической трубкой, позволяющая получить время нарастания выходного напряжения порядка 0,05 мксек при выбросе 1—2%

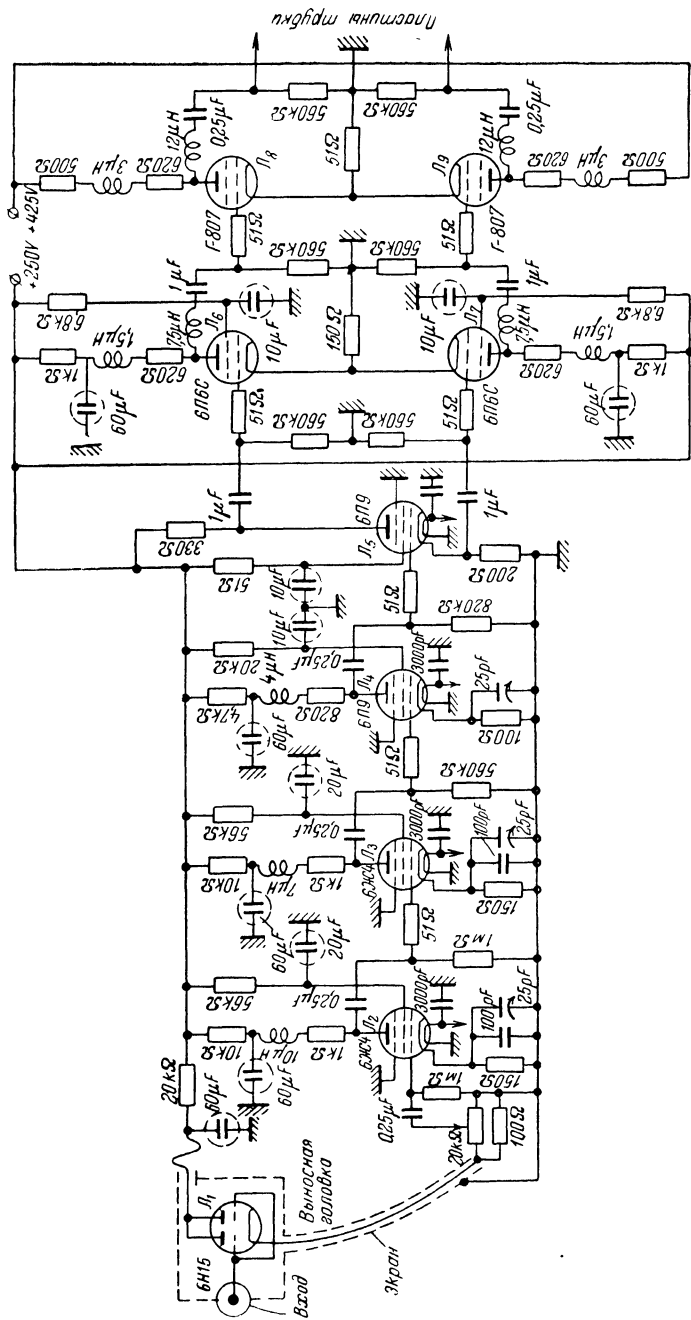


Рис. 3.20. Схема широкополосного усилителя, предназначенного для работы с осциллографической трубкой, имеющая усиление около 1000, время реакции порядка 0,03 мксек и выброс $1-2\theta/\phi$

и второй — рассчитанный на напряжение 425 в при токе 200—250 ма с меньшими требованиями к стабильности напряжения и величине фона.

При постройке усилителя должны приниматься меры к сокращению емкости монтажа. В частности, последние лампы схемы желательно располагать в непосредственной близости к осциллографической трубке, а переходные конденсаторы (они должны быть безиндукционными) монтировать на стойках из изолирующего материала.

§ 2. Линейные импульсные усилители

1. Построение линейных импульсных усилителей. Под линейными импульсными усилителями здесь подразумеваются устройства, предназначенные для усиления статистически распределенных во времени импульсов, даваемых счетчиками частиц — камерами, пропорциональными счетчикам, или сцинтилляционными счетчиками. Типичными могут быть задачи регистрации числа импульсов, даваемых счетчиком, или исследование распределения импульсов по их амплитудам. Во втором случае амплитудная характеристика усилителя должна быть линейна при большом динамическом диапазоне устройства. Так, например, при работе с амплитудными анализаторами, амплитудная характеристика усилителя не должна отклоняться от линейной свыше, чем на величину порядка 1% при изменении выходного напряжения в пределах 100 в или несколько больше. Говоря о линейных импульсных усилителях, обычно и имеют в виду усилители такого типа.

Требования к усилителям, работающим со счетчиками частиц, зависят от задач экспериментов, характеристик применяемых счетчиков, метода регистрации сигналов на выходе усилителя и т. д. Поэтому здесь можно лишь в общих чертах изложить основные соображения, лежащие в основе построения таких усилителей, сразу же оговорившись, что значимость тех или иных характеристик не может быть оценена, пока неизвестны условия опыта.

Необходимая величина коэффициента усиления линейного усилителя определяется амплитудой импульсов, даваемых счетчиком частиц, и выбором, включенным на выходе схемы (амплитудный анализатор или дискриминатор, осциллографическая трубка и т. п.). Для работы этих устройств могут потребоваться сигналы с амплитудой порядка нескольких десятков или ста вольт. Амплитуда же импульсов, даваемых счетчиками частиц, может колебаться от нескольких десятков милливольт до нескольких десятков милливольт. Поэтому типичные значения коэффициента усиления линейного усилителя лежат в пределах от десяти тысяч до нескольких миллионов.

Поскольку усилитель обычно должен быть приспособлен для работ с различными устройствами, включаемыми на его выход,

желательно, чтобы его выходное сопротивление было бы малым, а выходное напряжение — возможно большим. Очевидно, что эти требования могут быть удовлетворены только при применении мощных ламп на выходе. Иногда в импульсных усилителях предусматривают два выхода — один низкоомный и низковольтный (скажем, 5 в — 50 ом), а второй — высоковольтный, но с большим выходным сопротивлением (например, 100 в — 1000 ом).

При постройке импульсных линейных усилителей главное внимание обращается на то, чтобы усиление сигналов, даваемых счетчиками частиц, не сопровождалось бы изменением в распределении их амплитуд, потерей части сигналов или появлением на выходе усилителя ложных импульсов. Любые искажения формы импульсов, не сопровождающиеся этими явлениями, опасности не представляют, а некоторые из них, как будет ясно из дальнейшего, могут быть даже полезны. Кроме того, в большинстве случаев схема должна быть построена так, чтобы амплитуда усиливаемого импульса была пропорциональна количеству электричества, освобождаемому в камере или пропорциональном счетчике при прохождении частицы. Для этого постоянная времени входной цепи усилителя (произведение входного сопротивления на общую емкость входа) должна быть много больше времени нарастания импульса. Последнее может колебаться от нескольких десятых или единиц микросекунд (при электронном собирании) до миллисекунд (при ионном собирании). Емкость же входной цепи ($C_{вх}$) вместе с собственной емкостью ($C_{сч}$) должна быть возможно меньшей с тем, чтобы амплитуда импульса напряжения

$$U_{m1} = \frac{q}{C_{сч} + C_{вх}} = \frac{q}{C_0}$$

была бы возможно большей. Поэтому счетчик частиц желательно располагать как можно ближе ко входу усилителя. В связи с этим линейные усилители обычно делят на две части — предусилитель и основной усилитель. Предусилитель помещают в непосредственной близости от счетчика и связывают его с основным усилителем с помощью кабеля. При этом предусилитель часто конструируют таким образом, чтобы он мог работать в сильных электромагнитных полях.

В основном предусилитель играет роль трансформатора сопротивления — при большом сопротивлении входной цепи его выходное сопротивление должно быть достаточно малым для того, чтобы можно было подвести сигнал к основному усилителю с помощью обычного кабеля, имеющего волновое сопротивление порядка 100 ом. Если длина кабеля меньше 2—3 м, точное согласование сопротивления нагрузки с волновым сопротивлением кабеля не обязательно. Если же кабель длинный (порядка 10 м или больше), а время нарастания напряжения сигнала мало, то согласование необходимо, так как отраженные сигналы могут привести к существенным

погрешностям в определении амплитуд импульсов. Величина коэффициента усиления предусилителя в разных установках колеблется от значения, близкого к единице (при больших сигналах от счетчика), до значения порядка 100.

Одной из причин возможного изменения амплитудного распределения импульсов при прохождении их через усилитель является нелинейность амплитудной характеристики. Труднее всего обеспечить линейный режим работы ламп, удаленных от входа, так как на их сетках действуют сигналы большой амплитуды. В связи с этим существенное значение имеет правильный выбор типа ламп и величин их сеточных смещений. Если усилитель рассчитан на усиление импульсов обеих полярностей, то в исходном режиме рабочая точка каждой лампы должна располагаться в середине прямолинейного участка ее динамической характеристики. Если же усилитель рассчитан на усиление импульсов только одной полярности, то все каскады могут быть разделены на две группы. На входах каскадов одной группы действуют импульсы положительной полярности. Сеточные смещения ламп этих каскадов должны быть выбраны с таким расчетом, чтобы в начальном режиме рабочие точки находились бы вблизи нижних изгибов их динамических характеристик. На входах каскадов второй группы действуют импульсы отрицательной полярности. Поэтому для максимального использования динамического диапазона ламп этих каскадов, рабочие точки в исходном режиме должны располагаться вблизи областей появления сеточных токов. Для того чтобы при таком выборе смещений на сетках разных ламп можно было бы использовать усилитель для усиления импульсов как одной, так и другой полярности, в схему вводят специальный фазоинверсный каскад. Снимая напряжение с одного или другого выхода этого каскада, можно подать на последующие каскады сигналы одной и той же полярности при перемене полярности импульсов, действующих на входе.

Большие возможности в отношении расширения динамического диапазона усилителя дает применение отрицательной обратной связи. Поэтому линейные импульсные усилители часто строят из отдельных секций, состоящих из двух-трех ламп с межкаскадной отрицательной обратной связью. На рис. 3.21 *а* приведена схема такой секции, состоящей из двух каскадов, а на рис. 3.21 *б* — схема секции, построенной на трех лампах и отличающейся от первой введением катодного повторителя. Эти схемы обладают большой стабильностью, широким динамическим диапазоном и меньшим временем реакции, чем схемы без отрицательной обратной связи.

Допустимая глубина обратной связи ограничена появлением подъемов на частотной характеристике усилителя и выбросов при крутых фронтах сигналов. В схемах, приведенных на рис. 3.21 *а* и 3.21 *б*, глубина обратной связи регулируется изменением сопротивления R' . Для улучшения частотной характеристики цепи обратной

связи параллельно этому сопротивлению в обеих схемах включены конденсаторы небольшой емкости. Правильную величину емкости

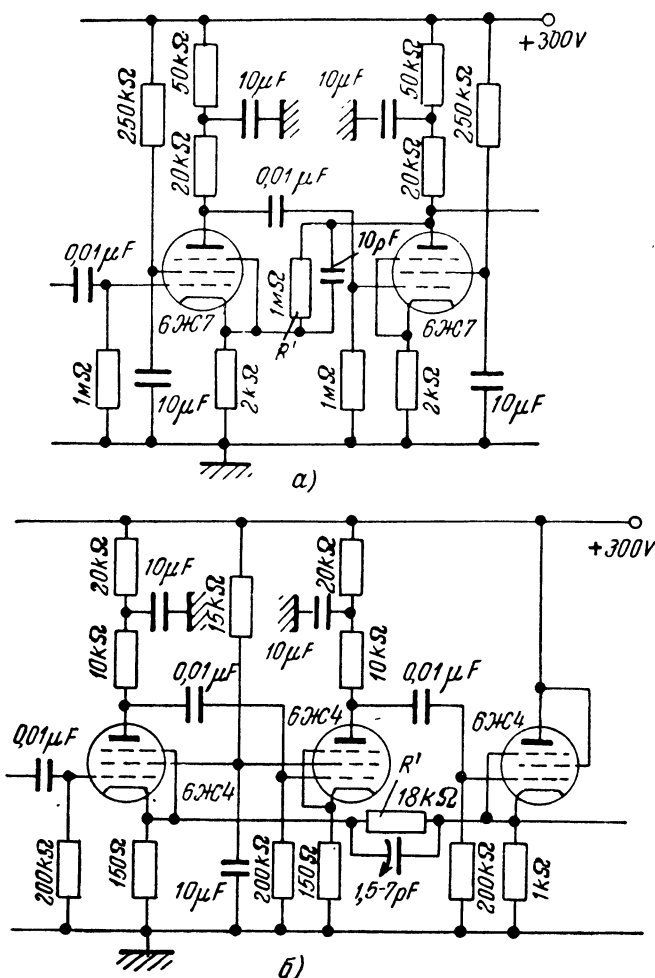


Рис. 3.21. Примеры схем двухламповой (а) и трехламповой (б) секций линейного импульсного усилителя.

легче всего подобрать по наблюдению с помощью катодного осциллографа формы выходных сигналов при регулировке усилителя.

Коэффициент усиления секции с обратной связью может быть около 100 при времени нарастания порядка одной десятой микро-секунды. Поэтому для постройки основного усилителя в большин-

стве случаев бывает достаточно последовательного включения двух секций. Усилительные секции с обратной связью используются также в качестве предусилителей, причем в этом случае коэффициент усиления секции часто выбирается значительно меньшим 100.

Другим источником искажения распределения импульсов по амплитудам при их усилении может быть наложение ряда импульсов одного на другой. Последнее тем более вероятно, чем больше продолжительность импульсов при заданном значении среднего числа их в единицу времени. Большая же длительность импульсов, действующих на входе усилителя, в первую очередь определяется тем, что, как уже говорилось выше, постоянная времени входной цепи выбирается большой. Поэтому импульсы имеют крутой передний фронт, соответствующий нарастанию напряжения за время сбора зарядов в счетчике, и относительно длительный экспоненциальный спад напряжения, протекающий с постоянной времени входной цепи усилителя ($\tau_{вх}$). В результате этого суммарное напряжение, действующее на входе усилителя, представляет собой не последовательность отдельных импульсов, а результат наложения большого числа сигналов (рис. 3.22 а). Это явление может привести не только к неправильному измерению амплитуд импульсов, но также и к потере части их числа вследствие перегрузки усилителя при прохождении через счетчик интенсивного потока даже слабо ионизирующих частиц. Если фона слабо ионизирующих частиц нет, то наложение сигналов заставляет ограничивать среднее число проходящих через счетчик сильно ионизирующих частиц и таким образом снижать возможную скорость счета.

Уменьшить вероятность наложения сигналов можно путем увеличения крутизны спада напряжения в импульсе после того, как оно достигло своей максимальной величины. Для этого достаточно

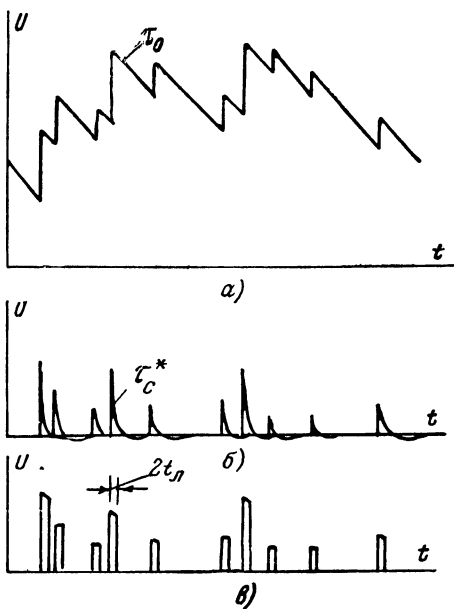


Рис. 3.22. Результат наложения большого числа импульсов, действующих на входе усилителя (а), и разделение импульсов путем введения разделительной цепи с малой постоянной времени (б) и путем короткозамкнутой линии (в).

выбрать постоянную времени одной из разделительных цепей усилителя $\tau_c = \tau_c^*$ значительно меньшей величины, чем $\tau_{вх}$. Разумеется, при этом величина τ_c^* должна оставаться значительно большей времени сбора ионов (электронов) в счетчике с тем, чтобы процессы в разделительной цепи не привели к искажению переднего фронта импульсов. После прохождения через такую цепь все импульсы,

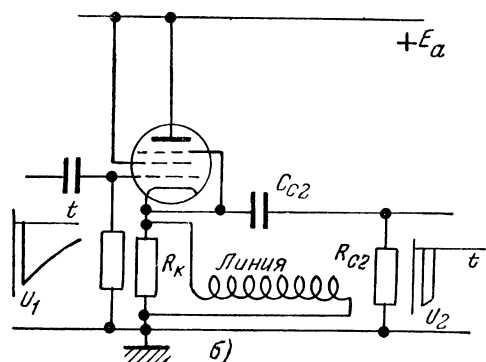
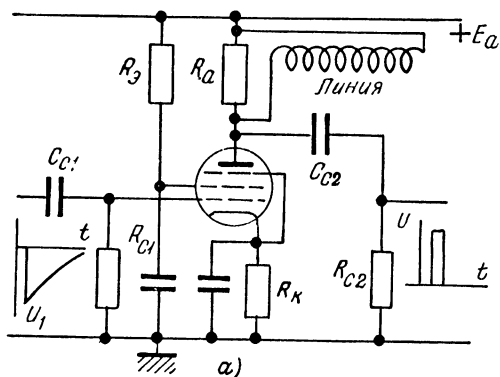


Рис. 3.23. Включение короткозамкнутой линии для сокращения длительности импульсов.

значительно большими τ_c^* с тем, чтобы у импульсов не появились заметные разнополярные выбросы напряжения, связанные с процессами изменения заряда переходных конденсаторов (см. выше). Такие выбросы, если они достаточно велики, могут быть зарегистрированы на выходе схемы как импульсы, даваемые счетчиком. Кроме того, складываясь со следующими импульсами, они изменяют амплитуду последних.

Сокращение длительности импульсов в усилителе может быть осуществлено также с помощью введения в схему короткозамкнутой

следующие через интервал времени порядка $4\tau_c^*$, окажутся разделенными без нарушения распределения их амплитуд (рис. 3.22 б).

Цепь с малой постоянной времени выгодно, с одной стороны, помещать как можно ближе к входу усилителя, чтобы защитить наибольшее число каскадов от возможности перегрузки. С другой стороны, уменьшение постоянной времени τ_c^* означает сужение полосы пропускания усилителя со стороны низких частот, и, следовательно, уменьшение уровня шума, обусловленного каскадами, расположенными до этой цепи. Поэтому такую цепь выгодно поместить ближе к выходу усилителя. Чаще всего выбирают малую постоянную времени цепи связи предусилителя с основным усилителем.

Постоянные времени переходных цепей всех остальных каскадов выбирают значительными

линии. Такая линия включается, например, параллельно сопротивлению анодной нагрузки усилительного каскада или параллельно сопротивлению R_k катодного повторителя (рис. 3.23 а и б). В том и в другом случае выходное сопротивление каскада должно быть равно волновому сопротивлению линии. Для иллюстрации работы формирующего каскада с короткозамкнутой линией положим, что на его входе действует сигнал от счетчика, имеющий крутой передний и пологий задний фронты. Такой же формы импульс появляется на сопротивлении R_a (или R_k), распространяется вдоль линии, отражается от ее закороченного конца и, изменив полярность на обратную, возвращается к началу линии. В результате этого напряжение на сопротивлении, к которому присоединена линия, складывается из двух: одного — соответствующего импульсу, пришедшему со стороны счетчика, и второго — отраженного от короткозамкнутого конца линии. Если потери в линии малы и ими можно пренебречь, то отраженный импульс совпадает по форме с первым, но имеет обратную полярность и сдвинут относительно него на время $2t_d$, где t_d — время прохождения фронта импульса в одну сторону (рис. 3.24). В результате сложения этих напряжений получается импульс с крутыми передним и задним фронтами.

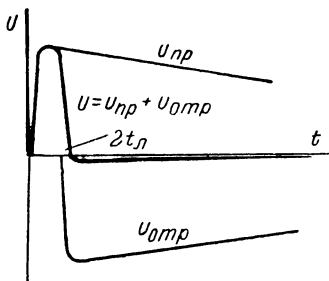


Рис. 3.24. Иллюстрация сокращения длительности импульса с помощью короткозамкнутой линии.

Длительность импульсов равна $2t_d$ и определяется параметрами линии (см. § 3 гл. I). Очевидно, что величина $2t_d$ должна быть несколько больше наибольшего времени нарастания импульсов, даваемых счетчиком. Если к тому же интервалы времени между появлением сигналов превосходят величину $2t_d$, на выходе формирующего каскада появляется последовательность отдельных импульсов, по форме близких к прямоугольным (рис. 3.22 в). Благодаря этому облегчается дальнейшая регистрация импульсов, а разрешающая способность установки, содержащий усилитель с формированием импульсов с помощью линии, оказывается выше, чем при использовании для этой цели цепи с малой постоянной времени. Размеры искусственных линий в случае счетчиков с электронным собиранием получаются вполне приемлемыми, и введение их в установку не сильно увеличивает ее габариты.

Несмотря на лучшую форму импульсов, получаемых при применении формирующих линий, до настоящего времени широко используется метод введения в усилитель переходной цепи с малой постоянной времени. Одна из причин этого лежит в простоте и гибкости схемы, позволяющей легко изменять длительность импульсов на выходе. Кроме того, в то время как сокращение постоянной

времени τ_c^* сопровождается снижением уровня шума, введение формирующей линии не только не приводит к повышению отношения

$\frac{u_c}{\sqrt{u_{ш}^2}}$, но, наоборот, сопровождается некоторым падением его ве-

личины. Причина этого заключается в том, что напряжение шума на сопротивлении, к которому присоединена линия, возрастает вследствие появления шумового напряжения, отраженного от ее закороченного конца.

Формирование импульсов в схеме усилителя уменьшает вероятность его перегрузки из-за наложения многих сигналов небольшой амплитуды. Другой причиной перегрузки схемы может быть появление сеточного тока одной из ламп, близких к выходу, при действии на входе отдельного импульса с большой амплитудой. Это приводит к быстрой зарядке конденсатора связи, который затем разряжается через большое сопротивление утечки сетки. В течение этого времени (оно может быть порядка долей секунды) каскад оказывается запертым или сеточное смещение лампы существенно отличается от своей нормальной величины. Поэтому все импульсы, действующие на входе схемы в этот период, будут потеряны или амплитуда их может быть определена неверно. Это явление особенно опасно, если регистрируются слабо ионизирующие частицы в присутствии сильно ионизирующих и ограничить величину коэффициента усиления схемы нельзя.

Для предотвращения перегрузки усилителя можно воспользоваться методом ограничения амплитуд. Для этого можно, например, включить диод в анодную цепь усиленной лампы (рис. 3.25 а). Величины сопротивлений R_1 и R_2 выбираются такими, чтобы потенциал катода диода был бы выше потенциала анода усиленной лампы в исходном режиме на величину, немного меньшую максимальной амплитуды импульсов, еще не перегружающих последующие каскады схемы (U_{m2}^*). Очевидно, что при чрезмерно большой амплитуде сигналов отрицательной полярности на входе такого ограничительного каскада, потенциал анода возрастает настолько, что диод начинает проводить, и усиление каскада падает. Поэтому амплитуды импульсов на выходе каскада ограничены величиной, близкой к U_m^* . Для четкой работы схемы необходимо, чтобы сопротивление диода было бы много меньше величины R_a , т. е. ограничитель работает тем лучше, чем больше сопротивление анодной нагрузки лампы. Емкость анод — катод диода должна быть малой, так как она увеличивает значение емкости C_2 , и время реакции каскада возрастает.

Амплитуду сигналов можно ограничить иначе — выбрав такое сеточное смещение лампы, усиливающей сигналы отрицательной полярности, при котором она запирается, если амплитуда сигнала превосходит допустимые пределы. Этот метод не требует введения в схему дополнительного диода, но позволяет получить четкое

ограничение, только если анодная характеристика лампы имеет резкий изгиб вблизи потенциала запирающего.

Отрицательного влияния перегрузки усилителя можно избежать без ограничения амплитуды сигналов, если выбрать параметры переходной цепи таким образом, чтобы постоянная времени разрядки конденсатора

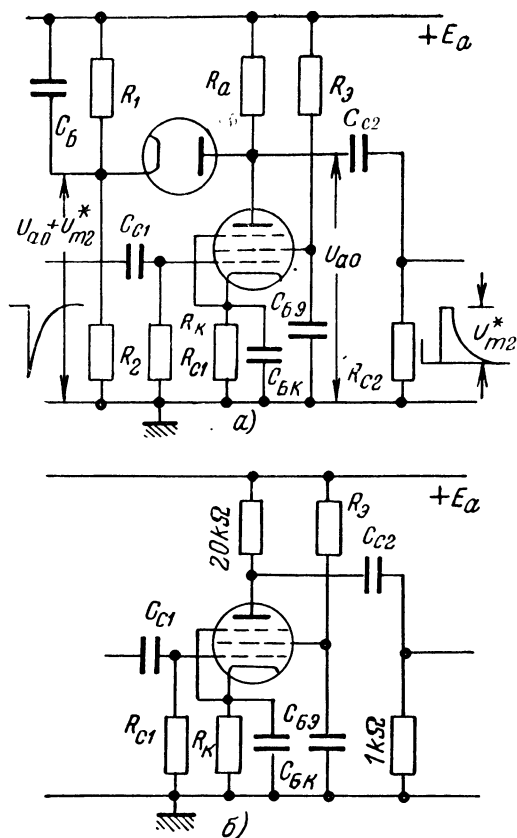


Рис. 3.25. Примеры схем, используемых для предотвращения перегрузки усилителя.

связи была бы приблизительно равна постоянной времени его зарядки сеточным током. Для этого сопротивление утечки сетки должно быть порядка сопротивления сетка — катод лампы при протекании сеточного тока, т. е. порядка 1 ком (рис. 3.25 б). Коэффициент усиления каскада с такой переходной цепью таков же, как каскада с $R_a = 1\text{ ком}$. Недостатком схемы является то, что приходится брать переходный конденсатор очень большой емкости, если постоянную времени переходной цепи надо сохранить большой.

Наконец, перегрузка каскада, связанная с протеканием сеточного тока, окажется невозможной, если из переходной цепи вовсе исключить разделительный конденсатор. На рис. 3.26 приведена схема выходной секции импульсного усилителя, не содержащая разделительных конденсаторов. Для того чтобы на сетки ламп подать необходимые для их нормальной работы начальные потенциалы, используются дополнительные источники питания с напряжением -300 в и -105 в (см. § 4 настоящей главы).

В схеме имеется отрицательная обратная связь, глубина которой регулируется положением движка на потенциометре в катode

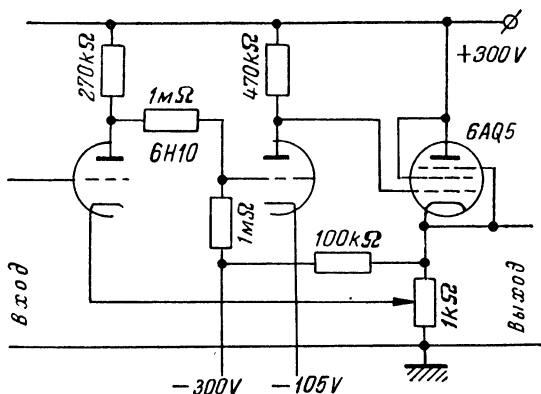


Рис. 3.26. Схема выходной секции импульсного усилителя, не содержащая разделительных конденсаторов.

последней лампы. Она выбирается такой, что коэффициент усиления напряжения секции равен нескольким единицам. При этом динамический диапазон схемы около 100 в при отклонении амплитудной характеристики от линейной не более чем на $\pm 0,5\%$ [37]. Время реакции схемы — около 5 мксек и поэтому она не может служить для усиления сигналов с очень крутыми фронтами.

Как уже упоминалось выше, при неудачном выборе постоянных времени переходных цепей усилителя у импульсов, проходящих через схему, могут появиться разнополярные выбросы. Эти выбросы могут быть зарегистрированы на выходе как сигналы от счетчика. Другими источниками ложных импульсов являются флюктуационное напряжение, микрофонный эффект, разряды, протекающие по поверхности изоляторов, плохие спай, ненадежные контакты в кабельных разъемах и переключателях, внешние помехи, создаваемые электромоторами, люминесцентными лампами, включением и выключением мощных потребителей энергии и т. д. Особым источником помех может быть присутствие массы слабых импульсов, связанных с про-

хождением через счетчик слабо ионизирующих частиц, на фоне которых ведется счет частиц с большой ионизирующей способностью. О мерах борьбы с помехами говорилось выше (в § 6 гл. II). Большинство из них (использование ламп с малым уровнем шума, выбор наиболее выгодного режима первой лампы, защита от внешних механических воздействий, экранировка, применение фильтров и т. д.) широко применяется при постройке линейных усилителей. Кроме того, для защиты от ложных импульсов порог дискриминатора, часто включаемого на выход усилителя, устанавливается большим вероятной величины импульсов фона (эта величина обычно бывает порядка нескольких вольт).

О выборе полосы пропускания линейного усилителя прямо здесь не говорилось. Для того чтобы снизить мешающее измерениям влияние шума, ее следовало бы выбирать из условия получения максимального отношения $\frac{u_c}{\sqrt{u_{ш}^2}}$ [38]. Однако практически нижняя

граница полосы пропускания выбирается из условия хорошего разделения импульсов, а верхняя граница — из условия получения достаточно малого времени реакции усилителя. При этом, так как время нарастания импульсов, даваемых счетчиком, обычно колеблется в известных пределах, при постройке усилителя приходится рассчитывать на наиболее сложные условия работы, соответствующие усилению импульсов с максимально крутыми фронтами. В связи с этим полоса пропускания обычно оказывается несколько более широкой, чем отвечающая оптимуму $\frac{u_c}{\sqrt{u_{ш}^2}}$. В некоторых линейных

усилителях предусматривают регулировку полосы пропускания, что дает возможность выбрать при постановке эксперимента наиболее удачную ее ширину.

2. Некоторые схемы импульсных линейных усилителей. На рис. 3.27 приведена схема линейного импульсного усилителя, построенного из двухламповых секций с отрицательной обратной связью [39]. Коэффициент усиления каждой секции около 250. Общий коэффициент усиления всей схемы регулируется с помощью погенциометра, включенного в цепь связи первой секции со второй. Первая лампа, на которой собран предусилитель, работает при пониженных анодном и экранном напряжениях, что снижает уровень шума усилителя. Полоса пропускания усилителя ограничена частотами $f_H^* = 270$ гц и $f_B^* = 6$ кгц. Поэтому усилитель пригоден только для работы с камерой с ионным собиранием. Амплитудная характеристика усилителя линейна в области до 100 в напряжения на выходе. Входное сопротивление прибора или схемы, присоединяемой к выходу усилителя, должно быть большим, так как его выходное сопротивление велико. Импульсы, снимаемые с выхода

второй двухламповой секции с обратной связью, имеют отрицательную полярность. Для того чтобы иметь возможность получать также импульсы положительной полярности, что может быть необходимо для работы последующей схемы, в усилитель введен еще один каскад, коэффициент усиления которого вместе с делителем в сеточной цепи лампы равен единице. Переход от выходных импульсов одной полярности к импульсам другой полярности осуществляется с помощью переключателя П.

Благодаря введению в схему внутрикаскадной отрицательной обратной связи по току и межкаскадной обратной связи по напряжению коэффициент усиления схемы мало зависит от напряжения питания. При изменении напряжения в сети, питающей выпрямитель, от 120 до 75 в, величина коэффициента усиления изменяется всего на 5%. Падение напряжения питания накалов (они питаются от аккумуляторов) на 0,5 в изменяет величину коэффициента усиления меньше чем на 1%.

Схема линейного усилителя, предназначенного для усиления импульсов с более круглыми фронтами, рассчитанная на большую скорость счета, приведена на рис. 3.28^[40]. Усилитель состоит из предусилителя (рис. 3.28 а) и основного усилителя (рис. 3.28 б). Первый, помимо катодного повторителя на выходе, содержит одну трехламповую секцию с обратной связью, а второй — две такие секции. Общий коэффициент усиления всей схемы можно варьировать от 1600 до 9000 с помощью ступенчатого аттенюатора, включенного на входе главного усилителя. Здесь же включена дифференцирующая цепочка, постоянную времени которой можно изменить в пределах от 16 мксек до 0,16 мксек. Путем включения конденсаторов разной емкости в цепь обратной связи первой секции главного усилителя можно изменять полосу пропускания схемы. Время реакции изменяется от 0,15 мксек при широкой полосе до 2 мксек при узкой полосе.

Усилитель имеет два выхода — высокоомный и низкоомный. Амплитуда импульсов на первом может достигать 100 в, а на втором 5 в без нарушения линейности амплитудной характеристики усилителя. Режимы ламп последней секции выбраны с расчетом получения на выходе усилителя импульсов положительной полярности. Для того чтобы это имело место как при положительных, так и при отрицательных сигналах на входе предусилителя, в схеме имеется фазоинверсный каскад. В зависимости от полярности входных импульсов переключатель, включенный на входе второй секции главного усилителя, позволяет снять положительные импульсы с анодного или катодного сопротивления лампы этого каскада. Уровень шума усилителя при широкой полосе около 13 мкв, при средней 5 мкв, а при узкой полосе 3 мкв. Амплитуда усиливаемых импульсов должна быть, разумеется, значительно больше этой величины.

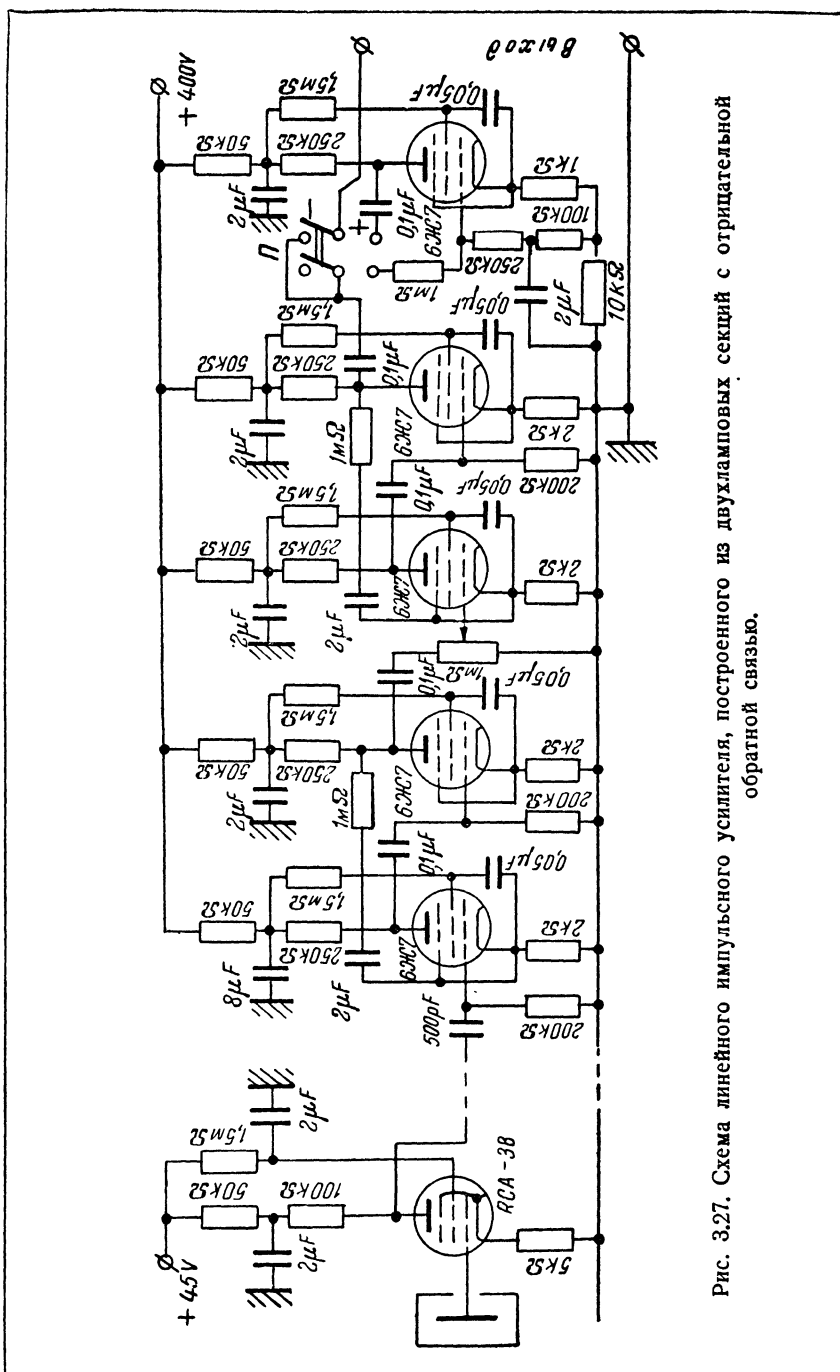


Рис. 3.27. Схема линейного импульсного усилителя, построенного из двухламповых секций с отрицательной обратной связью.

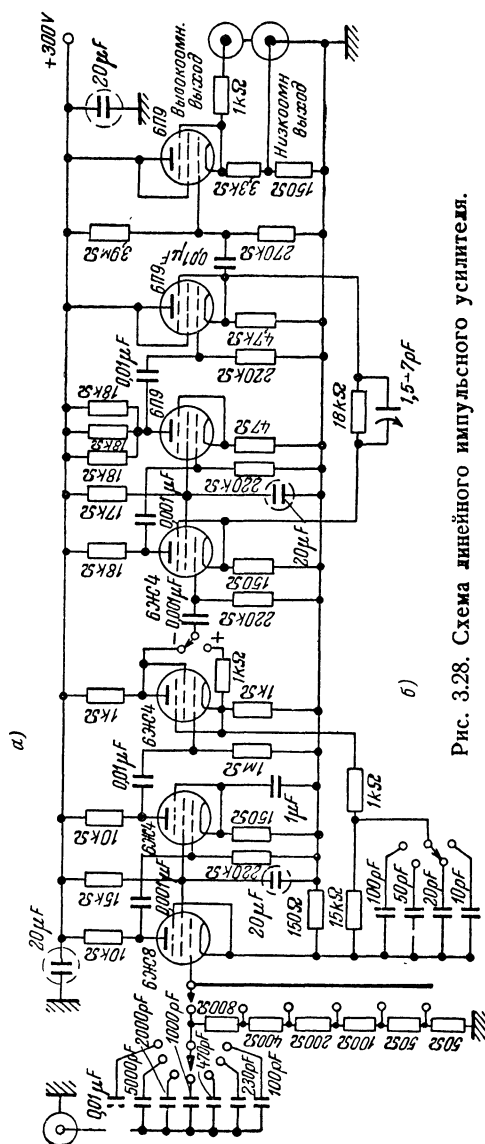


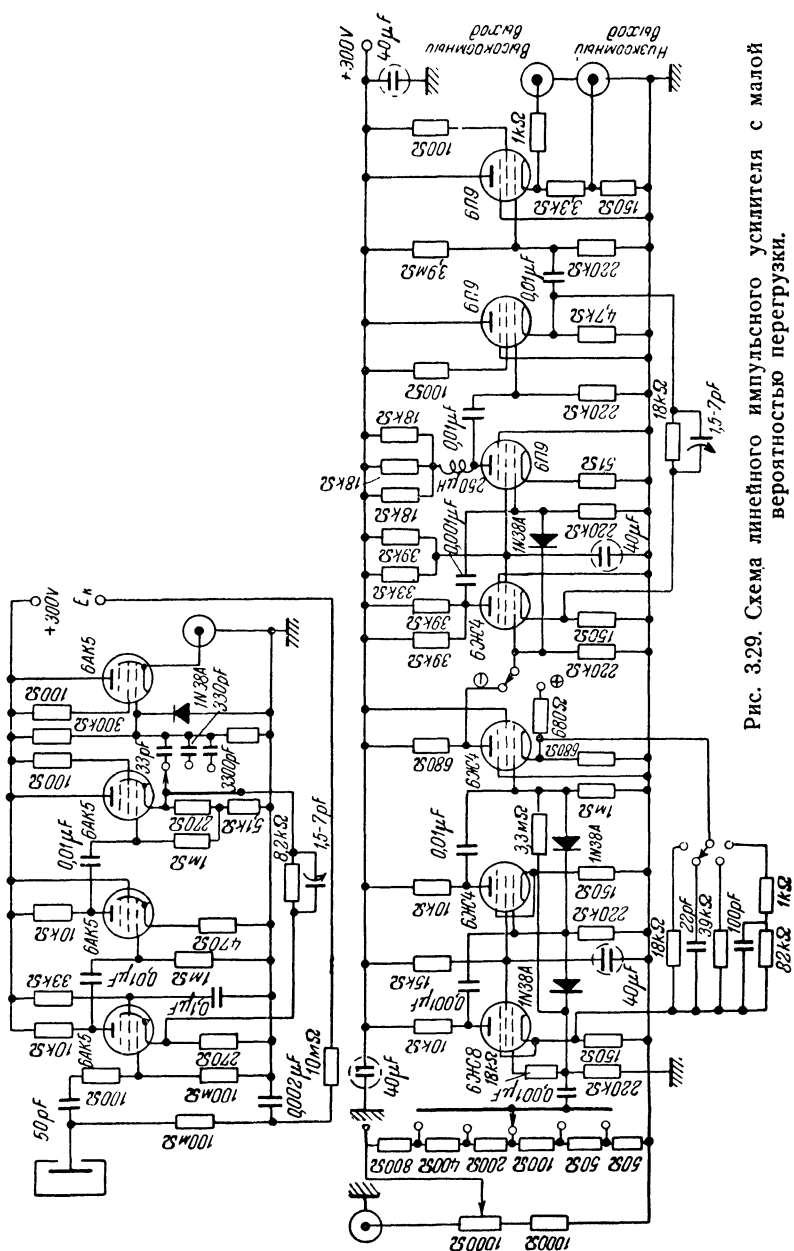
Рис. 3.28. Схема линейного импульсного усилителя.

Усилитель может быть смонтирован на шасси размером 45×15 см, глубиной 6 см, а предусилитель — на шасси 20×8 см. В кабеле питания предусилителя предусматривается провод для подведения напряжения к счетчику частиц.

Описанный усилитель пригоден для регистрации числа импульсов или определения распределения их по амплитудам, если амплитуда наименьшего импульса превосходит 5% амплитуды наибольшего. Для того чтобы регистрировать меньшие импульсы в присутствии больших, усиление должно быть выбрано большим, но практически это невозможно, так как при этом сильные импульсы перегружают усилитель. Они создают выбросы, неотличимые от импульсов с малыми амплитудами, поступающих от счетчика частиц. Кроме того, большие импульсы могут вызвать протекание сеточного тока ламп второй секции главного усилителя, что, как известно, приводит к потере части импульсов или к искажению их распределения по амплитудам. При очень большой скорости счета наблюдается перегрузка предусилителя в результате наложения непродифференцированных сигналов.

На рис. 3.29 приведена схема усилителя, перестроенного с целью уменьшения вероятности его перегрузки одиночными большими импульсами или большим числом импульсов с малой амплитудой [41]. Для уменьшения вероятности перегрузки предусилителя при действии большого числа импульсов с малой амплитудой, дифференцирующая цепь перенесена со входа главного усилителя в цепь связи третьей лампы предусилителя с выходной лампой. В схему усилителя введен ряд диодов (германиевых), что позволило предохранить его от перегрузки большими импульсами, амплитуда которых выходит за пределы рабочего участка динамической характеристики, и снизить выбросы, появляющиеся в цепях связи. Для некоторого уменьшения времени реакции усилителя в анодную цепь второй лампы второй секции введена корректирующая индуктивность. Более подробное описание этого усилителя, а также описание другой схемы линейного усилителя с обратной связью можно найти в периодической литературе [41, 42, 43].

Кроме схем импульсных усилителей с межкаскадной обратной связью, в настоящее время описано много схем линейных усилителей с применением только внутрикаскадной обратной связи и коррекцией характеристик в области верхних частот [2, 44]. На рис. 3.30 приведена простая схема импульсного линейного усилителя такого типа. Переключатель в анодной цепи первой лампы главного усилителя и потенциометр в цепи питания ее экранной сетки позволяют изменять коэффициент усиления схемы, максимальная величина которого около $1,5 \cdot 10^5$. Время реакции усилителя — порядка 0,06 мксек. Динамический диапазон по выходному напряжению 40 в. Усилитель рассчитан на работу с импульсами только одной (отрицательной) полярности. Выходные сигналы, снимаемые с катодного повторителя, имеют положительную полярность. Дифференцирующей цепочкой,



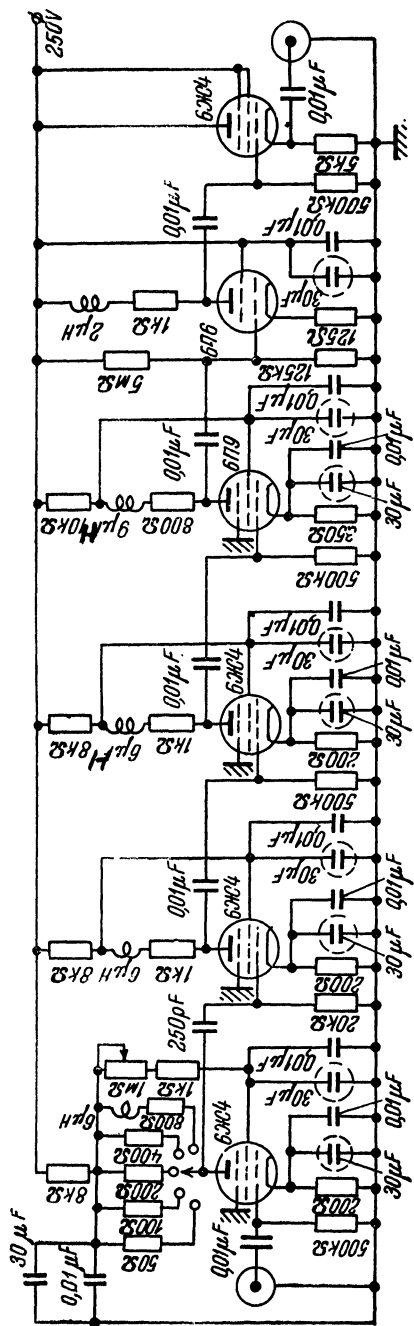


Рис. 3.30. Пример схемы импульсного усилителя с применением внутрикаскадной обратной связи и коррекцией характеристик в области верхних частот.

формирующей импульсы, служит цепь связи первого и второго каскадов главного усилителя.

Этот усилитель прост и полезен в лабораторной практике. На описании более сложных схем импульсных усилителей с коррекцией характеристик здесь останавливаться не будем.

3. Усиление сверхкоротких импульсов. Как было отмечено выше, возможность расширения полосы пропускания усилителя в области верхних частот и, соответственно, снижение времени реакции усилителя существенно ограничиваются величиной $\frac{S}{C_d}$, где S — крутизна

используемых ламп. Применение цепей коррекции позволяет без перехода к очень сложным схемам расширить полосу пропускания в 2—3 раза по сравнению с некорректированным усилителем. В связи с этим, применяя современные лампы с крутизной около 10 *ма/в* и малой емкостью C_d , можно построить усилители с временем реакции порядка нескольких сотых микросекунды. Необходимое время реакции при использовании усилителя со счетчиком частиц определяется временем собирания зарядов в последнем и должно быть в несколько раз меньшим этого времени (излишнее уменьшение времени реакции вредно, так как влечет возрастание уровня шума усилителя).

В настоящее время, главным образом в связи с использованием сцинтилляционных счетчиков и разработкой схем с большой разрешающей способностью, встречается необходимость усиливать сигналы с временем нарастания порядка 10^{-8} — 10^{-10} сек. Для решения этой задачи необходимо либо располагать лампами с большей крутизной, либо построить схему с нейтрализацией действия межэлектродных емкостей лампы или, наконец, перейти к другим схемам усилителей, которые позволяют преодолеть ограничения, накладываемые обычным использованием электронных ламп.

Исключительно большой крутизной обладают лампы со вторичной эмиссией. В качестве примера укажем, что лампа такого типа EFR60 имеет $S = 25$ *ма/в* и значение $\frac{S}{C_d}$ этой лампы почти в два раза превосходит соответствующую величину для 6Ж1П. В периодической литературе можно найти описание усилителей, построенных на таких лампах, имеющих полосу пропускания, ограниченную частотой 40—50 *мгц*.

Предлагавшиеся схемы нейтрализации действия межэлектродных емкостей ламп путем введения соответствующей обратной связи до настоящего времени для постройки широкополосных и импульсных усилителей не используются. Основная причина этого лежит в трудности обеспечить правильные фазовые соотношения в широкой области частот.

Большой интерес для усиления импульсов длительностью 10^{-9} сек. и меньше и наблюдения сверхбыстрых процессов представляет так называемое „распределенное усиление“. Применяя искусственные

линии, оказывается возможным включить несколько ламп в каждом каскаде так, что крутизны их характеристик складываются, а входные и выходные емкости не суммируются. В результате этого обычные лампы позволяют построить усилитель с верхней границей полосы пропускания, лежащей в области многих десятков или даже 100—200 мгц.

Принцип построения усилителя на линиях иллюстрирует рис. 3.31, на котором изображена схема двух каскадов усилителя [48]. Источник сигналов включен на вход искусственной линии, состоящей из элементов L_c и C_c (сеточная линия каскада). К каждой ячейке линии присоединен интервал сетка — катод лампы (роль емкости C_c могут играть емкости $C_{вх}$ лампы), а конец линии замкнут на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению ($\rho_c = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}}$). При

малых потерях в линии этой же величине равно и ее входное сопротивление (независимо от числа ламп в схеме). Далее, в каскаде имеется вторая (анодная) линия, каждая ячейка которой образована индуктивностью L_a и выходной емкостью лампы. Эта линия с обеих сторон замкнута на сопротивления, равные ее волновому сопротивлению (роль такого сопротивления на правом конце линии первого каскада играет входное сопротивление сеточной линии второго каскада). Для правильной работы каскада существенно равенство скоростей распространения сигналов по обеим линиям, что может быть выполнено при правильном выборе параметров схемы ($L_c C_c = L_a C_a$).

Положим, что напряжение на входе схемы мгновенно изменяется на величину u_1 . Этот сигнал распространяется вдоль сеточной линии слева направо. Когда он достигает точки присоединения сетки первой лампы, анодный ток последней изменяется на величину, равную Su_1 . Так как входное сопротивление участков линии слева и справа от точки присоединения анода первой лампы равно ρ_a , то изменение анодного тока вызывает изменение напряжения на аноде лампы на величину $Su_1 \frac{\rho_a}{2}$. Этот скачок напряжения распространяется влево и вправо по анодной линии. Сигнал, распространяющийся влево, достигает сопротивления R_a и, вследствие того, что $R_a = \rho_a$, отраженной волны напряжения не появляется. Сигнал, распространяющийся вправо по анодной линии, достигает точки присоединения анода второй лампы в тот момент, когда сигнал, продолжавший распространяться по сеточной линии, достигает точки присоединения сетки этой лампы. Последнее приводит к тому, что в анодную линию поступает сигнал в результате изменения анодного тока второй лампы. Этот сигнал складывается с сигналом, пришедшим по анодной линии от первой лампы. В результате этого вправо от точки присоединения анода второй лампы распространяется сигнал, равный $2 \left(Su_1 \frac{\rho_a}{2} \right)$ (полагаем,

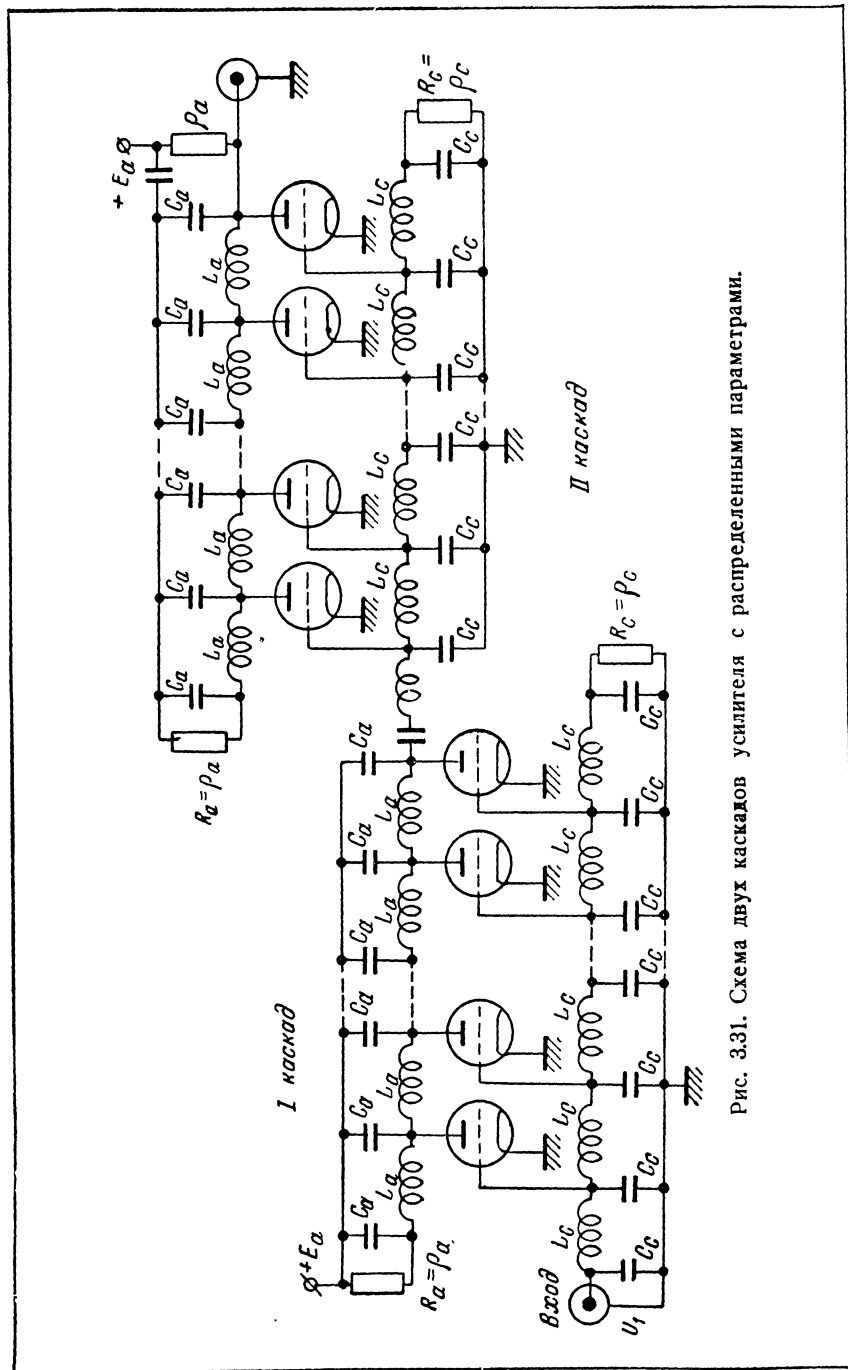


Рис. 3.31. Схема двух каскадов усилителя с распределенными параметрами.

что лампы идентичны, а потеря в линиях нет). Этот процесс сложения сигналов продолжается по мере распространения их по линиям, и на выходе анодной линии появляется скачок напряжения, равный $nS \frac{\rho_a}{2} u_1$, где n — число ламп в каскаде. Из этого выражения видно, что усиление каскада усилителя на линиях равно усилению обычного каскада с сопротивлением нагрузки, равным $\frac{\rho_a}{2}$, и лампы, крутизна которой в n раз превосходит крутизну анодной характеристики каждой лампы, присоединенной к линии. Разумеется, на самом деле, вследствие потерь в линиях усиление каскада будет несколько меньшим, т. е. суммарная крутизна будет меньше величины nS . Входная и выходная емкости лампы входят в состав элементов искусственных линий и в связи с этим участвуют в определении верхней границы полосы пропускания. Оценивая последнюю, имеют в виду, что обычно строят многокаскадные схемы, и напряжение, снятое с сопротивления нагрузки анодной линии одного каскада, подается на вход сеточной линии следующего. Для того, чтобы при этом не появились отраженные сигналы, которые могут существенно исказить форму усиленных импульсов, волновые сопротивления линий должны быть согласованы с помощью специальной цепи, имеющей коэффициент передачи напряжения, равный $\sqrt{\frac{\rho_c}{\rho_a}}$ в широкой полосе частот. Поэтому усиление каскада, измеренное как отношение напряжения на входе второго каскада к напряжению на входе первого, будет определяться выражением:

$$K = \frac{nS}{2} \sqrt{\rho_c \rho_a}.$$

Волновые сопротивления линий ρ_c и ρ_a могут быть представлены в виде $\rho_c = \frac{1}{\pi C_c f_{крс}}$ и $\rho_a = \frac{1}{\pi C_a f_{кра}}$, где $f_{крс} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_c C_c}}$ и

$f_{кра} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_a C_a}}$ — критические частоты сеточной и анодной линий.

Из условия равенства скоростей распространения сигналов по обеим линиям следует, что $f_{крс} = f_{кра} = f_{кр}$. Из рассмотрения этих выражений видно, что для одного каскада усилителя на линиях:

$$f_{кр} K = \frac{n}{2} \cdot \frac{S}{\pi \sqrt{C_c C_a}}. \quad (3.10)$$

Можно показать, что в случае каскада усилителя с четырехполюсной цепью связи и согласованием входного и выходного импеданцев [46],

$$K_0 f_{кр}^* = \frac{S}{\pi \sqrt{C_c C_a}}.$$

Следовательно, применение принципа распределенного усиления дает возможность увеличить значение $K_0 f_{\text{в}}^*$ в $\frac{n}{2}$ раз по сравнению с максимально возможной величиной этого произведения для обычной схемы использования ламп. При этом верхняя граница полосы пропускания может превосходить граничную частоту, определяемую параметрами лампы в обычной схеме. Наконец, что весьма существенно, увеличение числа каскадов не сопровождается снижением верхней границы полосы пропускания, так как значение $f_{\text{кр}}$ не зависит от длины линии (числа ячеек в ней) или числа последовательно соединенных линий при согласовании их волновых сопротивлений. Практически, однако, вследствие неоднородностей

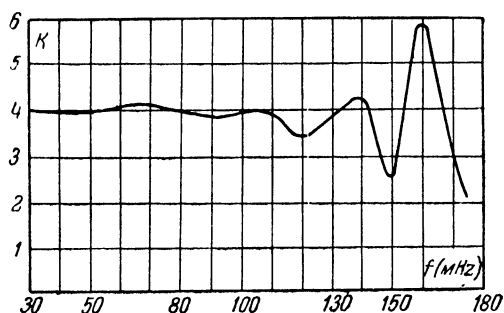


Рис. 3.32. Вид частотной характеристики усилителя с распределенными параметрами.

линий, связанных с присоединением к ним ламп и отражениями в местах соединения линий отдельных каскадов, а также вследствие того, что волновое сопротивление искусственной линии возрастает в области частот, близких к $f_{\text{кр}}$, частотная характеристика усилителя имеет вид волнистой линии (рис. 3.32). Число выбросов на характеристике увеличи-

вается по мере возрастания каскадов в схеме и возрастания количества ламп в каждом каскаде.

Для получения большого коэффициента усиления при широкой полосе пропускания, усилитель на линиях должен содержать очень много ламп. Это связано в первую очередь с тем, что усиления ламп в каждом каскаде суммируются (а не перемножаются), а волновое сопротивление анодной линии не может быть выбрано большим при большой величине $f_{\text{кр}}$. Поэтому представляет интерес вопрос о наиболее выгодном распределении ламп по каскадам, позволяющем получить заданный коэффициент усиления при наименьшем числе ламп в схеме.

Усиление схемы, содержащей N ламп и состоящей из m каскадов по n ламп в каждом ($N = m \cdot n$), выражается формулой:

$$K_y = \left(\frac{n f_{\text{в max}}^*}{2 f_{\text{кр}}} \right)^m,$$

где

$$f_{\text{в max}}^* = \frac{S}{\pi \sqrt{C_c C_a}}.$$

Отсюда

$$n = \frac{2f_{кр}}{f_{в\max}^*} K_y^{\frac{1}{m}}$$

и, следовательно,

$$N = m K_y^{\frac{1}{m}} \frac{2f_{кр}}{f_{в\max}^*}.$$

Приравнявая нулю производную $\frac{dN}{dm}$, найдем, что наименьшее число ламп N при $K_y = \text{const}$ соответствует числу каскадов в схеме:

$$m = \ln K_y.$$

Соответственно, число ламп в каскаде при оптимальном их распределении:

$$n = \frac{2f_{кр}}{f_{в\max}^*} e, \quad (3.11)$$

а усилие каждого каскада:

$$K = e. \quad (3.12)$$

В качестве примера положим, что требуется построить усилитель, имеющий $K = 80 \div 100$ при верхней границе полосы пропускания 200 мГц. Выберем для этого лампы 6Ж1П, имеющие $S = 5,1 \text{ ма/в}$, $C_{вх} = 4 \text{ пф}$ и $C_{вых} = 2,8 \text{ пф}$. Считая, что емкость монтажа увеличит эти емкости на 2 пф каждую, получим $f_{в\max}^* = 300 \text{ мГц}$. При этом

величина $\frac{2f_{кр}}{f_{в\max}^*} e$ равна 3,6, т. е. рационально взять 4 лампы в каждом

каскаде. Усиление каждого каскада $K = \frac{n f_{в\max}^*}{2f_{кр}} = 3$. Число каскадов в схеме должно быть равно 4 для того, чтобы коэффициент усиления был бы равен 81. При этом общее число ламп будет равно 16. Если в каждом каскаде взять по 3 лампы, то усиление каскада будет 2,25, и при 15 лампах в схеме (5 каскадах) получим усиление, равное 59. Если в каждом каскаде взять по 5 ламп, то усиление на каскад будет 3,75, и при 15 лампах усиление всей схемы 53. Таким образом, принятое первоначально распределение дает возможность получить наибольшее усиление практически при том же числе ламп. Определим параметры сеточной и анодной линий усилителя:

$$L_a = \frac{1}{\pi^2 f_{кр}^2 C_a} = 0,5 \text{ мкг},$$

$$L_c = \frac{1}{\pi^2 f_{кр}^2 C_c} = 0,42 \text{ мкг},$$

$$\rho_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} = 315 \text{ ом}$$

и

$$\rho_c = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} = 264 \text{ ом}.$$

Такие линии могут быть выполнены в виде цепи из миниатюрных

катушек, сочетаемых с межэлектродными емкостями ламп, либо в виде спиралей, к которым присоединены сетки и аноды ламп. Описания практически удачных конструкций усилителей на линиях приведены в периодической литературе [47, 48, 49, 50].

При постройке усилителя на линиях известные трудности связаны с необходимостью согласования волнового сопротивления анодной линии одного каскада с сеточной линией следующего. В этом отношении представляет интерес постройка усилителя, вовсе не содержащего цепей согласования [51]. Для этого достаточно, чтобы волновые сопротивления анодной и сеточной линий были бы равными. Поскольку, кроме того, должны быть равными и граничные частоты обеих линий, необходимо, чтобы $L_a = L_c$ и $C_a = C_c$. Так как входная емкость лампы превосходит ее выходную емкость, в анодную линию следует ввести дополнительные конденсаторы. Так, например, в рассмотренном выше примере равенство $\rho_a = \rho_c$ будет выполнено, если взять $L_a = 0,42 \text{ мкг}$, а между анодом и катодом каждой лампы включить дополнительную емкость около $1,2 \text{ пф}$ [обычно при постройке усилителя на линиях включают подстроечные конденсаторы (триммеры) и устанавливают наиболее удачную их величину при регулировке усилителя]. В этом случае усиление каждого каскада будет равно величине $K_1 = \frac{nS\rho_a}{2} = 2,64$ (при $n = 4$), т. е. оказывается несколько

меньшим, чем при выборе наибольшего возможного значения ρ_a при заданной величине $C_{\text{вых}}$ ламп.

Как было отмечено выше, источником появления выбросов на частотной характеристике усилителя на линиях может быть нарушение однородности последних в местах присоединения ламп. Входное сопротивление усилительных ламп падает с увеличением частоты сигналов, и при частоте порядка $100\text{--}200 \text{ мГц}$ достигает несколько сотен ом (см. п. 3 § 4 гл. I). Поэтому особенно вероятно влияние неоднородностей сеточных линий. Для их уменьшения волновое сопротивление этих линий желательно выбрать небольшим. Однако уменьшение волновых сопротивлений сеточных линий любого каскада, кроме первого, сопровождается уменьшением коэффициента усиления (даже при выборе большого волнового сопротивления анодной линии предшествующего каскада и согласования линий). Так, например, если в рассмотренном выше примере выбрать $\rho_c = 100 \text{ ом}$, а величину ρ_a оставить неизменной (315 ом), то усиление каждого каскада будет $K_1 = \frac{Sn}{2} \sqrt{\rho_a \rho_c} = 1,8$, т. е. значительно ниже оптимального. Поэтому

при постройке усилителя с большим коэффициентом усиления число ламп в каждом каскаде в этом случае рационально увеличить до шести.

На рис. 3.33 приведена схема [51] двухкаскадного усилителя, в котором волновое сопротивление сеточной линии второго каскада равно волновому сопротивлению анодной линии первого (200 ом),

благодаря чему цепь согласования исключена. Сеточная линия первого каскада имеет волновое сопротивление, равное волновому сопротивлению кабеля, связывающего усилитель с источником сигналов (75 ом). Наконец, волновое сопротивление анодной линии второго каскада выбрано максимально возможным при данных лампах (340 ом). Линии выполнены в виде спиралей диаметром около 14 мм из голого медного провода диаметром 2 мм (числа витков в каждой секции указаны на рисунке). Общее усиление двух каскадов, построенных на лампах,

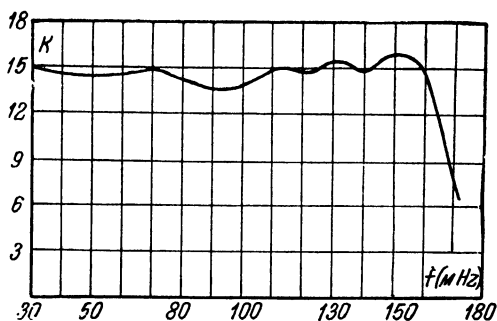


Рис. 3.34. Частотная характеристика усилителя, построенного по схеме, приведенной на рис. 3.33.

имеющих $S=7,5$ ма/в, 15. Частотная характеристика усилителя приведена на рис. 3.34.

В качестве выходной цепи усилителя на линиях применяются катодные повторители, специальные широкополосные трансформаторы или каскады с анодной линией, имеющей волновое сопротивление, равное сопротивлению полезной нагрузки. Иногда строятся специальные каскады с

неоднородной анодной линией [52], позволяющей согласовать выходное сопротивление усилителя с сопротивлением нагрузки.

В лабораторной практике усилители на линиях применяются при регистрации импульсов, даваемых сцинтилляционными счетчиками, для постройки специальных осциллографов для исследования сверхбыстрых процессов [53] и т. д. Нижняя граница полосы пропускания усилителя определяется частотной характеристикой цепей связи каскадов и в случае необходимости может быть расположена в области достаточно низких частот.

§ 3. Избирательные усилители

1. Избирательные усилители с колебательными контурами. Избирательными, или резонансными, называются усилители, позволяющие из массы сигналов с различными частотами, действующими на входе, выделить группу сигналов с близкими частотами. Разность частот, ограничивающих полосу пропускания таких усилителей, значительно меньше, чем абсолютное значение средней частоты полосы пропускания. Они оказываются весьма полезными, если исследуемое явление связано с появлением электрических сигналов определенной частоты, так как позволяют избавиться от ряда помех и понизить уровень шума на выходе усилителя по сравнению с использованием схем

с более широкой полосой пропускания. В экспериментальной физике избирательные усилители применяются для усиления фототока при прерывистом освещении фотокатода или питания переменным напряжением фотоэлемента или фотоэлектронного умножителя, в устройствах с болометрами, в схемах динамических ламповых электрометров (см. ниже), предназначенных для измерения напряженности поля, контактных разностей потенциалов, малых количеств электричества, слабого тока и т. д.

Резонансные усилители, рассчитанные на усиление сигналов, частота которых лежит в пределах от десятков килогерц до сверхвысоких

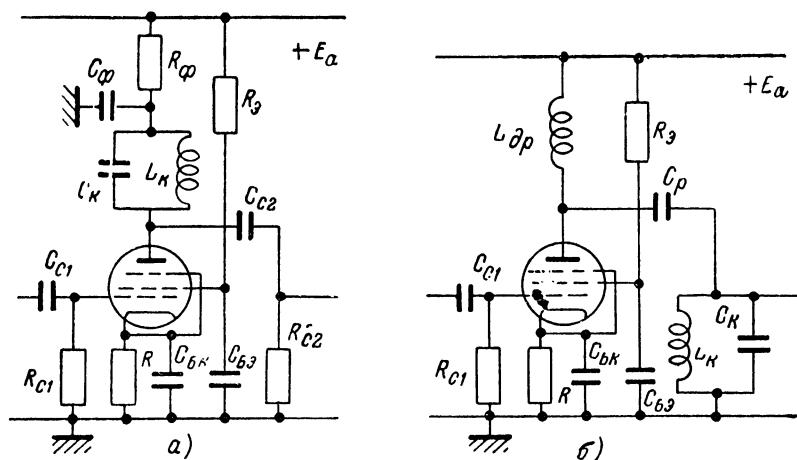


Рис. 3.35. Схема резонансных усилителей с последовательным (а) и параллельным (б) питанием.

частот, строятся с применением колебательных контуров. На рис. 3.35 и 3.36 приведены схемы таких усилителей. В схеме, изображенной на рис. 3.35а, через колебательный контур протекает как переменная, так и постоянная составляющие анодного тока лампы. Во второй схеме на этом рисунке постоянная составляющая анодного тока протекает через цепь, содержащую дроссель, а переменная составляющая, при достаточно большом сопротивлении дросселя для переменного тока, протекает через колебательный контур. Вторая схема носит название схемы с параллельным питанием, а первая — схемы с последовательным питанием. Схема с параллельным питанием часто бывает более удобна, так как в ней контур не находится под высоким постоянным напряжением, равным напряжению на аноде лампы, и через катушку индуктивности не протекает постоянная составляющая тока.

Иногда оказывается полезным „неполное“ включение контура в анодную цепь лампы (рис. 3.36а) или связь колебательного контура

с анодной цепью через дополнительную катушку связи — так называемая схема с трансформаторным включением контура (рис. 3.36б). На рис. 3.37а приведена эквивалентная схема для переменного тока анодной цепи лампы резонансного усилительного каскада, схема которого изображена на рис. 3.35а. Величина емкости C_{c2} всегда выбирается настолько большой, что для всех частот усиливаемых сигналов ее практически можно считать коротким замыканием. Поэтому емкости C_k , $C_{ак}$, $C_{вх}$ и $C_{сх}$ можно объединить в одну: $C'_k = C_k + C_{ак} + C_{вх} + C_{сх}$, включенную вместо C_k . Далее, вместо сопротивлений R_{c2} и $R_{вх}$ можно ввести в схему сопротивление, включенное последовательно

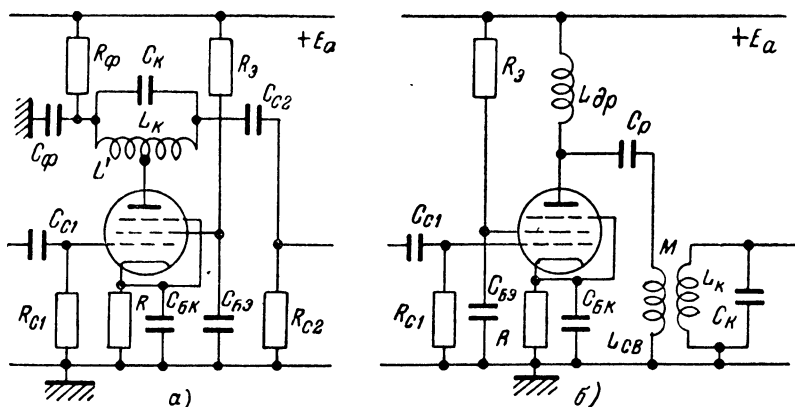


Рис. 3.36. Схемы резонансных каскадов с неполным (а) и трансформаторным (б) включением контура в анодную цепь лампы.

с сопротивлением колебательного контура R_k (гл. 1, § 2). Действительно, обращаясь к выражению (1.63) и замечая, что в рассматриваемом случае $X_{св} = \omega L_k$, найдем, что сопротивления, указанные в эквивалентной схеме, могут быть объединены в одно R'_k , включенное вместо R_k , причем

$$R'_k = R_k + \frac{\omega^2 L_k^2}{R_{c2}} + \frac{\omega^2 L_k^2}{R_{вх}}. \quad (3.13)$$

В результате этих замен эквивалентная схема каскада приобретает вид цепи, представленной на рис. 3.37б.

Резонансные усилители обычно строятся на пентодах и величина внутреннего сопротивления лампы R_i во много раз превышает величину сопротивления эквивалентного колебательного контура $|\dot{Z}'_a|$ для тока, частота которого совпадает с частотой усиливаемых сигналов. Поэтому усиление резонансного каскада с полным включением контура в анодную цепь лампы

$$\dot{K} = -S\dot{Z}'_a. \quad (3.14)$$

При совпадении частоты усиливаемых сигналов с собственной частотой контура величина коэффициента K достигает максимума и при малом затухании контура имеет значение

$$K = K_0 = SR'_{\text{св}} = Q^2 R'_K S. \quad (3.15)$$

Следовательно, резонансное усиление каскада тем больше, чем выше качество эквивалентного контура и чем больше крутизна лампы.

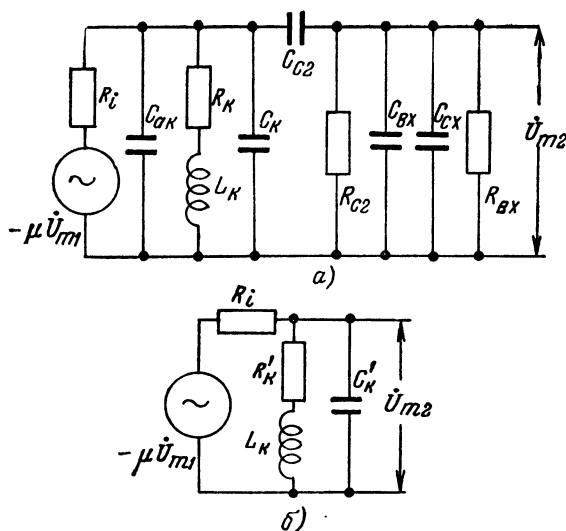


Рис. 3.37. Эквивалентная схема для переменного тока анодной цепи лампы резонансного усилительного каскада, собранного по схеме, приведенной на рис. 3.35а.

Практически усиление резонансных каскадов оказывается порядка нескольких десятков или сотен.

Резонансное усиление каскада с неполным или трансформаторным включением контура в анодную цепь лампы определяется выражением

$$K_0 = pSR'_{\text{св}}. \quad (3.16)$$

В случае неполного включения контура в анодную цепь лампы (рис. 3.36а) $p = \frac{L'}{L_K}$, а в случае трансформаторной связи (рис. 3.36б) $p = \frac{M}{L_K}$. В частном случае полного включения контура в анодную цепь лампы $p = 1$, и выражение (3.16) переходит в (3.15).

Зависимость коэффициента усиления резонансного каскада от частоты сигналов при неизменной настройке контура определяется

зависимостью от частоты модуля сопротивления \dot{Z}'_a . Это непосредственно следует из выражения (3.14). Поэтому частотная характеристика каскада подобна резонансной характеристике колебательного контура, включенного в анодную цепь лампы, но несколько ухудшенного, так как сопротивление эквивалентного контура больше сопротивления действительного (рис. 3.38). Внутреннее сопротивление лампы, фактически включенное параллельно контуру, как и сопротивления $R_{с2}$ и $R_{вх}$, приводит к дополнительному увеличению его активного сопротивления.

Поскольку ширина полосы пропускания резонансного каскада определяется качеством эквивалентного контура (см. гл. I, § 2), значения K_0 и Δf оказываются связанными. Это особенно ясно видно, если выражение (3.15) переписать в виде

$$K_0 = \frac{S}{2\pi C'_k \Delta f}, \quad (3.17)$$

где Δf — ширина полосы пропускания, отвечающая значению

$$M = M^* = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Из последнего выражения следует, что независимо от резонансной частоты контура, усиление каскада обратно пропорционально его полосе пропускания и емкости контура. Поэтому, если

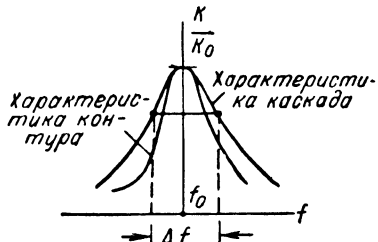


Рис. 3.38. Резонансные характеристики контура и каскада.

при заданном значении ширины полосы пропускания желательно построить каскад с максимальным усилением, емкость C_k следует выбирать возможно меньшей. При этом следует иметь в виду два обстоятельства. Во-первых, с уменьшением емкости контура при заданной резонансной частоте необходимо соответственно увеличивать его индуктивность. Потери энергии в контуре, обуславливающие ко-

нечное значение ширины полосы пропускания каскада, в значительной степени связаны с потерями в катушке. Поэтому увеличение ее индуктивности обычно сопровождается расширением полосы пропускания каскада. Во-вторых, с уменьшением емкости контура возрастает частотная неустойчивость каскада. При смене ламп, изменении температуры, деформации шасси, смещении отдельных деталей каскада или монтажных проводов емкость контура изменяется. Это приводит к тем большему изменению его резонансной частоты, чем меньше начальная емкость контура. Поэтому при выборе емкости конденсатора контура приходится, помимо значения коэффициента усиления и ширины полосы пропускания в связи с потерями в катушке, принимать также во внимание частотную стабильность усилителя. В усилителях, рас-

считанных на пропускание узкой области частот и имеющих невысокую резонансную частоту, емкость C_k обычно выбирают достаточно большой для того, чтобы получить высокую частотную стабильность усилителя. Кроме того, для повышения стабильности при заданном коэффициенте усиления схемы выгоднее брать большое число каскадов с относительно малым коэффициентом усиления, чем малое число каскадов, каждый из которых имеет сравнительно большой коэффициент усиления. В усилителях, рассчитанных на усиление весьма высоких частот, емкость C_k берут малой, переходя в конечном итоге к тому, что роль C_k играют межэлектродные емкости ламп, емкость монтажа и собственная емкость катушки контура. В этом случае, очевидно, частотная нестабильность особенно велика.

Величина максимального усиления, которое может быть получено в резонансном каскаде, ограничивается опасностью его самовозбуждения. Последняя обусловлена паразитными обратными связями и, в частности, связью между анодной и сеточной цепями лампы через емкость $C_{ак}$. Формально это соответствует тому, что в области частот более низких, чем резонансная частота анодного контура, входное сопротивление каскада делается отрицательным. Поэтому, если в сеточную цепь лампы включен колебательный контур (анодный контур предыдущего каскада), то при достаточно большой величине отрицательного входного сопротивления лампы в контуре могут возникнуть незагашающие колебания. Анализ показывает, что усиление, которое может быть получено без опасности самовозбуждения резонансного каскада, пропорционально $\left(\frac{S}{C_{ак}}\right)^{1/2}$. В табл. 3.1 приведены величины максимального коэффициента усиления каскада для некоторых ламп при трех значениях f_0 .

Таблица 3.1

Лампа	Крутизна S (ма/в)	Емкость $C_{ак}$ (пф)	Максимальная величина K_0		
			$f_0 = 100 \text{ кГц}$	$f_0 = 1 \text{ МГц}$	$f_0 = 10 \text{ МГц}$
6Ж3	4,9	0,003	680	275	68
6Ж4	9,0	0,015	420	135	42
6Ж7	1,2	0,005	260	83	26
6Ж8	1,5	0,005	300	95	30
6К3	2,0	0,003	440	140	44
6К4	4,4	0,005	500	160	50
6Ж1П	5,2	0,02	270	85	27
6Ж4П	4,7	0,005	500	160	50

Из этой таблицы видно, что максимально допустимые значения коэффициентов усиления каскадов, построенных на разных лампах, отличаются меньше чем в три раза. Практически даже при хорошей экранировке отдельных каскадов указанные в таблице коэффициенты

усиления не могут быть достигнуты из-за связи через емкости монтажа и источники питания. Поэтому с достаточной для практики точностью можно считать, что при использовании современных ламп, обладающих большим значением $\frac{S}{C_{ак}}$, устойчивость усилителя от параметров ламп не зависит.

При постройке резонансного усилителя особенно существенна хорошая экранировка и развязка каскадов. Как уже отмечалось выше, определение необходимой степени экранирования той или иной цепи, так же как и определение достаточности того или иного экрана, почти не поддается техническому расчету. Общим правилом следует считать осуществление наилучшей возможной экранировки. Конструируя усилитель, надо иметь в виду, что экранирование катушек сопровождается увеличением их потерь. Поэтому если необходимо получить высокое качество контура, следует брать большой экран из металла с большой проводимостью (из меди или алюминия). Далее, если лампы не помещены в отдельные экранированные отсеки, возможны паразитные связи через экраны баллонов ламп даже в случае применения ламп металлической серии. Такая связь особенно вероятно при постройке усилителя, рассчитанного на усиление сигналов порядка нескольких десятков мегагерц, так как в этом случае существенную роль играет индуктивность провода, соединяющего баллон лампы через ламповую панельку с шасси. Для уничтожения такой связи на лампы надевают металлические колпаки, укрепляемые непосредственно на шасси, помещают между лампами экраны или надевают на их баллоны кольца, дающие прямой контакт с шасси. Выбор ламп для постройки резонансного усилителя, рассчитанного на усиление высоких частот, в значительной степени определяется удобством экранировки, конструкцией ламп, расположением выводов и т. д.

Помимо связи между входом и выходом каскада (или усилителя в целом) через элементы монтажа, нормальную работу схемы могут нарушить связи через источники ее питания. Для уменьшения этих связей в цепи питания включают развязывающие фильтры, причем, наряду с RC -цепочками применяют также фильтры, состоящие из последовательно включенного дросселя и блокирующего конденсатора. Дроссели должны быть рассчитаны таким образом, чтобы их распределенная емкость не привела к заметному снижению сопротивления в какой-либо области усиливаемых частот. Минимальную распределенную емкость имеют однослойные катушки, которые и применяются в фильтрах резонансных усилителей, рассчитанных на усиление высоких частот. Конденсаторы фильтров должны быть безиндукционными. Как правило, в цепях с большим током и малым напряжением используют конденсаторы относительно большой емкости и дроссели сравнительно малой индуктивности. В цепях же с высоким напряжением и малым током применяют

конденсаторы меньшей емкости, но зато включают дроссели с большей индуктивностью.

Один конец накала усилительной лампы (с подогревным катодом) обычно соединяют с шасси непосредственно или через конденсатор большой емкости. Кроме того, в цепи накала нередко включают дроссели. Это особенно существенно, если резонансная частота каскадов превосходит 2—3 мГц. На этих частотах связь между каскадами через емкости катод — накал ламп (они имеют величину порядка 10 пф) и цепь накала может быть достаточна для самовозбуждения схемы. Дроссели обычно изготавливаются в виде нескольких витков провода, намотанных на цилиндр из изолирующего материала. Для уменьшения возможной паразитной связи между проводами питания накалов лучше всего напряжение накала подводить с помощью экранированного кабеля.

Борьба с паразитными обратными связями и самовозбуждением усилителя обычно требует много времени и часто приводит к необходимости переконструировать усилитель. Поэтому до постройки усилителя следует тщательно продумать его конструкцию, считая, что никакие меры, связанные с уменьшением возможности неустойчивой работы схемы, не являются излишними. В ряде случаев для повышения устойчивости работы усилителя можно пожертвовать коэффициентом его усиления. Снизить последний можно путем изменения режима работы ламп, путем перехода к неполному или трансформаторному включению контура или, наконец, увеличив емкость контура. Последнее наиболее выгодно в отношении увеличения частотной стабильности. Но практически при наладке усилителя или управлении его коэффициентом усиления во время работы проще изменять параметры ламп, варьируя, например, потенциал экранной сетки.

Резонансные усилители часто строятся с переменными конденсаторами и сменными катушками контура для того, чтобы можно было бы настраивать последний на ту или иную частоту сигналов. Такие усилители носят название диапазонных. Их резонансный коэффициент усиления несколько изменяется с изменением настройки контура, так как величина резонансного сопротивления последнего — функция его индуктивности и емкости.

Кроме резонансных каскадов с одним колебательным контуром в анодной цепи лампы, строятся каскады, содержащие несколько связанных между собой контуров. Таким путем удается получить, с одной стороны, более постоянное усиление в пределах полосы пропускания, а с другой стороны, значительно более крутое снижение усиления за пределами этой полосы, чем в резонансном каскаде с одним контуром. Это позволяет в большей степени ослабить мешающие сигналы с частотами, лежащими за пределами полосы пропускания схемы. Очевидно, что идеальная характеристика каскада, предназначенного для выделения из массы сигналов тех, спектр

которых расположен в фиксированных пределах частот (f_1 и f_2), имеет вид прямоугольника (рис. 3.39 — кривая 1). Усилители, резонансная характеристика которых близка к идеальной прямоугольной форме, носят название полосовых. Примером схемы полосового усилителя является схема с двумя связанными колебательными контурами в анодной цепи лампы (рис. 3.40). Эти усилители строятся на таких же пентодах, что и резонансные усилители, и частотная характеристика полосового каскада соответствует резонансной кривой анодной нагрузки лампы. Поэтому характеристика каскада, собранного по схеме рис. 3.40, подобна резонансной кривой двухконтурной системы. Если собственные частоты обоих контуров одинаковы и выбрана сильная связь между ними, то резонансная кривая имеет два максимума, расположенных сим-

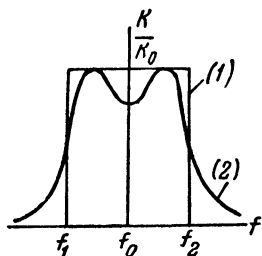


Рис. 3.39. Идеальная (1) и действительная (2) характеристики полосового усилительного каскада.

метрично относительно резонансной частоты контуров (рис. 1.36 и кривая 2 на рис. 3.39).

Величина максимального коэффициента усиления двухконтурного полосового каскада определяется выражением:

$$K_0 = \frac{n}{1+n} SR'_{\text{э}}, \quad (3.18)$$

где n — степень связи между контурами (см. гл. I, § 2, п. 4). Для рассматриваемой схемы $n = \frac{\omega M}{R'_k}$ (полагаем, что контуры идентичны и активное сопротивление каждого из них R'_k).

Величина степени связи между контурами не может быть выбрана произвольной. Между величинами степени связи n , коэффициента связи k и затухания контуров d существует простая зависимость: $n = \frac{k}{d}$.

Величина k выбирается такой, чтобы относительное уменьшение коэффициента усиления при частоте сигналов, равной собственной частоте контуров, было бы не слишком велико. Величина d определяет крутизну спада частотной характеристики за пределами полосы пропускания. Чем меньше величина затухания контуров d , тем более резко зависит величина коэффициента усиления от

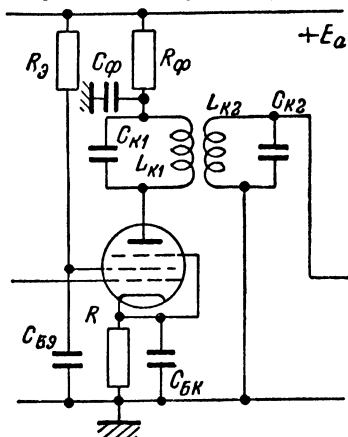


Рис. 3.40. Схема полосового усилителя с двумя индуктивно связанными колебательными контурами.

частоты вне пределов $f_2 - f_1$. Но если полоса пропускания задана, а связь между контурами выбрана так, чтобы глубина провала в середине резонансной кривой не оказалась слишком большой, то величина затухания d оказывается однозначно определенной. Таким образом, величина n задается выбором формы резонансной кривой каскада. Обычно она имеет значение порядка двух. Поэтому усиление полосового каскада при прочих равных условиях, т. е. при одинаковых лампах и контурах, составляет менее половины усиления резонансного каскада.

Полосовые усилители находят широкое применение в высокочастотных устройствах. Обычно они строятся для усиления сигналов, спектр которых располагается в фиксированной области частот, и не рассчитаны на изменение параметров контуров или связи между ними после того, как схема отрегулирована.

При постройке полосовых усилителей должны приниматься такие же меры для предотвращения возможности самовозбуждения, как при постройке резонансных одноконтурных каскадов. Ряд практически полезных сведений по этому вопросу можно найти в специальных монографиях [54, 55].

2. Избирательные низкочастотные усилители с RC-фильтрами.

При постановке многих экспериментов бывает необходимо усиливать низкочастотные сигналы, связанные с исследуемым явлением. Так, например, для усиления э.д.с., даваемой термопарой или термостолбиком, с успехом применяют усилители, вход которых периодически, с частотой в несколько десятков герц, отключается от термопары с помощью механического прерывателя, приводимого в действие моторчиком или электромагнитом. Усиление фототока во многих случаях значительно облегчается, если свет, падающий на фотокатод, прерывается с помощью вращающегося перфорированного диска или источник излучения питается переменным током и периодически меняет свою яркость. Для измерения напряженности поля, слабого тока и малых зарядов, возникающих в ионизационной камере, контактных разностей потенциалов и т. д. находят применение динамические электрометры (см. § 5 настоящей главы), в которых постоянное напряжение преобразуется в переменное путем периодического изменения с частотой порядка нескольких десятков герц емкости конденсатора на входе усилителя. Задача усиления сигналов с частотой в несколько десятков герц встречается также при регистрации теплового излучения с помощью болометров. Применение во всех этих случаях низкочастотных избирательных усилителей позволяет снизить уровень помех на выходе схемы. Поэтому такие усилители представляют большой интерес с точки зрения постройки измерительных устройств.

Для постройки колебательного контура хорошего качества, настроенного на частоту в несколько десятков герц, необходима катушка индуктивности, содержащая большое число витков толстого

провода. Габариты такой катушки получаются совершенно неприемлемыми и практически не удастся построить низкочастотные колебательные контуры с большим значением Q . В связи с этим в избирательных низкочастотных усилителях используют RC -фильтры. Фильтр может быть включен в цепь связи анода одной

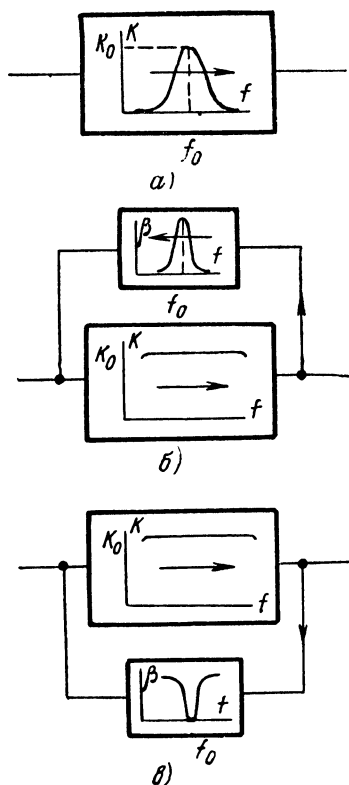


Рис. 3.41. Иллюстрация методов построения избирательных низкочастотных усилителей.

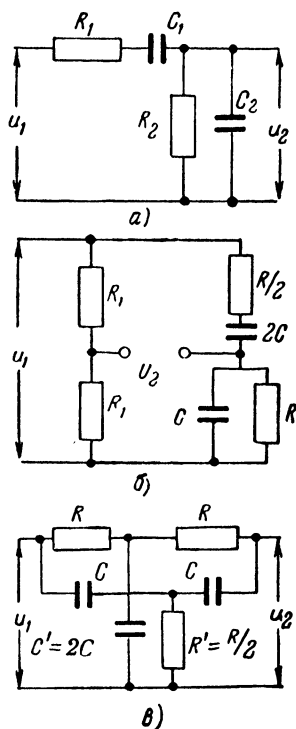


Рис. 3.42. Схемы RC -фильтров, используемых в избирательных низкочастотных усилителях.

лампы с сеткой следующей (рис. 3.41а), в цепь положительной обратной связи (рис. 3.41б) или, наконец, в цепь отрицательной обратной связи (рис. 3.41в).

На рис. 3.42 приведены схемы трех используемых в усилителях RC -фильтров. Цепь, изображенная на рис. 3.42а, представляет собой обычную цепь связи усилителя на сопротивлениях. Ее параметры могут быть выбраны таким образом, чтобы полоса пропускания схемы была бы сравнительно узкой. Как уже было указано

в § 1, гл. I, характеристики этой цепи совпадают с характеристиками RLC -контура. Его собственная частота $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$. Большую избирательность при постройке усилителя по схеме рис. 3.41а с применением такой цепи связи получить не удается. Действительно, RLC -контур, эквивалентный рассматриваемой цепи, аperiodический и его качество не может превосходить 0,5. На самом же деле величина Q получается значительно меньшей.

Несколько лучшие результаты дает применение этой цепи в схеме положительной обратной связи (рис. 3.41б). В области частот, значительно меньших и значительно больших f_0 , коэффициент обратной связи $\beta=0$ и коэффициент усиления схемы равен K_0 . При $f=f_0$ коэффициент усиления максимален: $K = \frac{K_0}{1-K_0\beta_0}$, причем

$\beta_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$. Избирательность усилителя, собранного по этой

схеме, больше, чем усилителя без обратной связи. Используя аналогичные цепи для связи каскадов в самом усилителе, можно получить $K=0$ при $f \gg f_0$ и $f \ll f_0$. Предел возможности увеличения избирательности усилителя с положительной обратной связью кладет опасность его самовозбуждения. Это заставляет ограничивать величину $K_0\beta_0$ значением меньшим единицы, и избирательность оказывается меньшей, чем резонансного каскада, имеющего $Q=1$.

Для того чтобы обойти эту трудность и обеспечить устойчивую работу усилителя при большом значении произведения $K_0\beta_0$,

в схему можно ввести, помимо избирательной положительной, также отрицательную обратную связь. Схема избирательного усилителя такого типа приведена на рис. 3.43. Сопротивления R_1 и R_2 и емкости C_1 и C_2 образуют цепь положительной обратной связи, а элементы C_p , R_3 и R_2 — цепь отрицательной обратной связи. Изменением величины сопротивления R_3 можно регулировать ширину полосы пропускания схемы. В таких схемах удается получить избирательность, соответствующую избирательности резонансного усилителя с качеством контура порядка нескольких десятков. Она

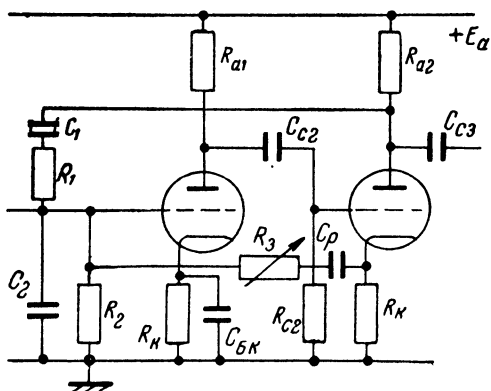


Рис. 3.43. Схема избирательного усилителя с положительной и отрицательной обратной связью.

не может быть сделана очень большой из-за возможности самовозбуждения схемы при неконтролируемых изменениях ее параметров и напряжения питания.

Практически наибольший интерес представляют усилители с включением фильтра в цепь отрицательной обратной связи (рис. 3.41в). Таким путем удастся получить большую избирательность без нарушения устойчивости работы схемы. Характеристика фильтра в этом случае должна быть такой, чтобы лишь в узкой области частот величина коэффициента передачи напряжения была бы близка к нулю. В этой области частот коэффициент усиления схемы будет большим, уменьшаясь по мере возрастания значения β . Такие характеристики передачи напряжения имеют мостиковые схемы (рис. 3.42б и 3.42в) с соответствующим образом включенными реактивностями (емкостями). На рис. 3.44 приведена блок-схема усилителя с одним из таких мостов (мост Вина) в цепи отрица-

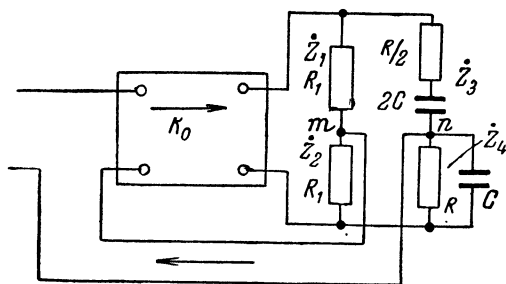


Рис. 3.44. Блок-схема избирательного усилителя с мостом Вина в цепи отрицательной обратной связи.

тельной обратной связи. Указанные на рис. 3.42б соотношения между сопротивлениями и емкостями RC -ветвей моста соответствуют наибольшей избирательности. При частоте усиливаемых сигналов

$f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ мост сбалансирован ($Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$), и напряжение между

точками m и n равно нулю. Поэтому напряжение с выхода схемы на ее вход не подается, и коэффициент усиления таков же, как и без цепи обратной связи (K_0). В области значений $f \gg f_0$ величина сопротивления Z_4 близка к нулю и поэтому на этом плече моста нет падения напряжения. Следовательно, с выхода усилителя подается на его вход приблизительно половина всего выходного

напряжения, и коэффициент усиления схемы $K = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta} = \frac{K_0}{1 + \frac{K_0}{2}}$.

Если при этом значение K_0 достаточно велико, то $K \approx 2$. В области значений $f \ll f_0$ сопротивление Z_3 возрастает и падение напря-

жения на Z_4 опять стремится к нулю. Поэтому и в этом случае с выхода усилителя подается на его вход приблизительно половина выходного напряжения и $K \approx 2$. Если, например, $K_0 = 100$, то в области частот, далеких от f_0 , усиление падает до величины 1,96 и, следовательно, сигналы соответствующих частот ослабляются в 51 раз. Если $K_0 = 1000$, то ослабление достигает 500.

Для того чтобы можно было включить рассматриваемый мост в цепь обратной связи, ни одна из выходных клемм не должна быть соединена со входом усилителя. Поэтому обычный усилитель на сопротивлениях, имеющий общий нулевой провод, для этого непригоден. Если частота f_0 имеет значение не меньшее нескольких

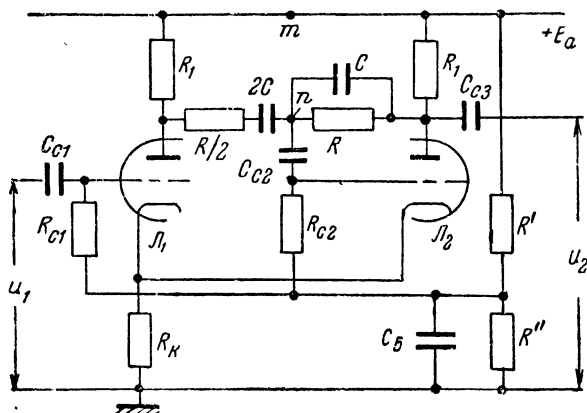


Рис. 3.45. Схема избирательного каскада, в которой использован фазоинвертер с катодной связью.

десятков герц, можно воспользоваться трансформаторным включением моста. Такое включение связано с появлением дополнительных фазовых сдвигов, что нарушает нормальную работу каскада. Кроме того, при f_0 порядка нескольких единиц герц постройка трансформатора связана с большими трудностями. Осуществить непосредственное включение моста позволяют фазоинверсные схемы, имеющие два независимых выхода. На рис. 3.45 приведена схема избирательного каскада, построенного на основе фазоинверсного каскада с катодной связью (см. § 3 гл. II). Активные плечи моста служат сопротивлениями анодных нагрузок ламп. Одна из диагоналей моста включена между анодами ламп, а другая через цепь C_{c2} , R_{c2} связана с сеткой второй лампы. Постоянная времени $\tau_{c2} = C_{c2}R_{c2}$ должна быть достаточно велика для того, чтобы сигналы с частотой f_0 и несколько меньшей могли свободно поступать на сетку Λ_2 . Вместе с тем, для того, чтобы сеточная цепь лампы мало нагружала мост, должно быть выполнено неравенство $R_{c2} \gg R$.

При частоте сигналов $f = f_0$ амплитуда переменного напряжения между точками m и n равна нулю, на сетку второй лампы не подаются сигналы, и схема работает как обычный фазоинверсный каскад с катодной связью. При достаточно большом значении сопротивления R_k (что необходимо для симметричной работы схемы — см. § 3, гл. II) коэффициент усиления имеет значение:

$$K_0 = \frac{\mu R_1}{2(R_1 + R_i)}$$

[выражение (2.73)].

В области частот сигналов $f \ll f_0$ и $f \gg f_0$ на сетке второй лампы схемы действует все переменное напряжение, возникающее на аноде

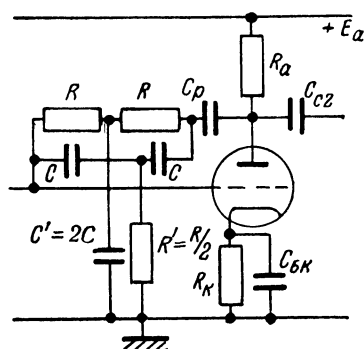


Рис. 3.46. Схема избирательного каскада с двойным Т-образным мостом.

второй лампы (т. е. половина напряжения, приложенного к диагонали моста). В результате этого напряжение на выходе падает.

Стабильность баланса моста в приведенной схеме оказывается небольшой даже при точно подобранных параметрах его и использовании двойного триода с максимально близкими характеристиками ламп. Значительно лучшие результаты, как в отношении простоты построения схемы, так и стабильности ее работы, дает применение двойного Т-образного моста, изображенного на рис. 3.42в. Указанные на схеме соотношения между

параметрами ветвей моста соответствуют наибольшей избирательности, т. е. наиболее резкой зависимости коэффициента передачи напряжения от частоты вблизи от его экстремального значения.

Составляя уравнения Кирхгофа и решая их относительно переменных u_1 и u_2 , можно показать, что комплексный коэффициент передачи напряжения моста (при указанных соотношениях параметров):

$$\dot{k} = \frac{\dot{U}_{m2}}{\dot{U}_{m1}} = \frac{1}{1 - j \frac{4RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2}}. \quad (3.19)$$

Если

$$f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (3.20)$$

величина \dot{k} становится равной нулю, а в области $f \ll f_0$ и $f \gg f_0$ — приближается к единице.

На рис. 3.46 приведена схема каскада с использованием двойного Т-образного моста в цепи отрицательной обратной связи. Очевидно, что в этой схеме $\beta = k$. Подставляя это значение β в выражение для коэффициента усиления $K = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta}$, получим:

$$\frac{K}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{4 \frac{f}{f_0}}{1 - \left(\frac{f}{f_0} \right)^2} \right]^2}{(K_0 + 1)^2 + \left[\frac{4f}{\frac{f_0}{1 - \left(\frac{f}{f_0} \right)^2}} \right]^2}}. \quad (3.21)$$

Это уравнение описывает частотные характеристики каскада, приведенные на рис. 3.47 [86]. Из их рассмотрения видно, что по мере

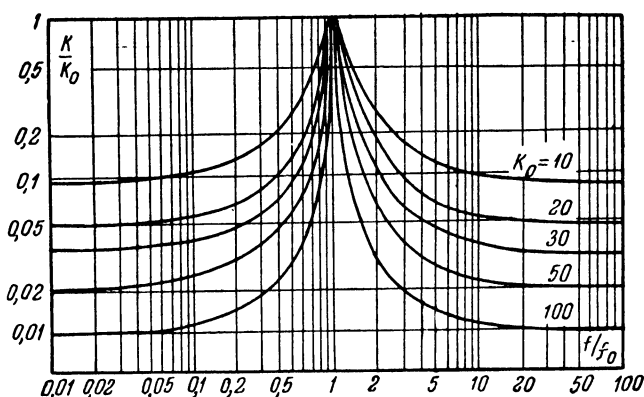


Рис. 3.47. Частотные характеристики каскада, приведенного на рис. 3.46.

увеличения значения K_0 остаточное усиление каскада, соответствующее $f \ll f_0$ и $f \gg f_0$, падает, причем, в отличие от схемы с мостом Вина, оно равно $\frac{K_0}{1 + K_0}$, а не $\frac{K_0}{1 + \frac{K_0}{2}}$. Кроме того, с ростом K_0 умень-

шается ширина полосы пропускания схемы. По аналогии с полосой пропускания резонансного усилителя с колебательным контуром, ее значение, соответствующее $M = M^* = \frac{1}{\sqrt{2}}$, может быть оценено величиной эквивалентного качества $Q_{\text{эк}}$.

Полагая в выражении (3.21) $\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, получим:

$$\frac{f^*}{f_0} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{f^*}{f_0}\right)^2} = \frac{\sqrt{(K_0 + 1)^2 - 2}}{4}.$$

Если частота f^* , соответствующая границе полосы пропускания, мало отличается от величины f_0 , то

$$f_0 + f^* \approx 2f_0$$

и

$$\frac{f^*}{f_0} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{f^*}{f_0}\right)^2} \approx \frac{f_0}{2\Delta f} = Q_{\text{эк}},$$

где $2\Delta f = 2(f_0 - f^*)$ — полоса пропускания.

Следовательно, эквивалентное качество схемы с двойным Т-образным мостом может быть приближенно (практически с вполне достаточной точностью) оценено на основании выражения:

$$Q_{\text{эк}} = \frac{\sqrt{(K_0 + 1)^2 - 2}}{4} \approx \frac{K_0 + 1}{4}. \quad (3.22)$$

Если, например, коэффициент усиления каскада без цепи обратной связи $K_0 = 50$, то $Q_{\text{эк}} = 12,5$. Охватывая цепью отрицательной обратной связи несколько каскадов усилителя, имеющих K_0 порядка 1000, можно получить полосу пропускания, соответствующую контуру с качеством порядка нескольких сотен.

Заметим, что частотные характеристики усилителя с мостом Вина в цепи отрицательной обратной связи отличаются от приведенных на рис. 3.47 только тем, что каждый график соответствует вдвое большему значению K_0 . Эквивалентное качество усилителя с мостом Вина:

$$Q_{\text{эк}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{K_0}{2} + 1\right)^2 - 2}}{4} \approx \frac{K_0 + 2}{8}; \quad (3.23)$$

т. е. при равных значениях K_0 приблизительно вдвое ниже, чем в схеме с двойным Т-образным мостом.

Помимо описанных здесь двух мостиковых схем, находят применение другие избирательные цепи, но в настоящее время чаще всего используется двойной Т-образный мост.

3. Некоторые схемы избирательных усилителей. При постройке избирательного усилителя в первую очередь должна быть установлена необходимая полоса пропускания или эквивалентное качество схемы, причем должна быть принята во внимание стабильность

частоты усиливаемых сигналов и стабильность параметров схемы. Типичным примером применения избирательных усилителей в лабораторной практике может служить регистрирующая часть спектрофотометра, в котором источник излучения (например ртутная лампа) питается от сети переменного тока. В этом случае частота усиливаемых сигналов 100 гц, а ее нестабильность определяется колебаниями частоты сети. Если в схеме применяется избирательный усилитель, то уход частоты сети приводит к тому, что при неизменной амплитуде сигналов на входе напряжение на выходе усилителя не остается постоянным, что может привести к существенным погрешностям в измерениях. Чем больше значение $Q_{\text{эк}}$, тем, очевидно, больше колебания выходного напряжения при заданной нестабильности частоты сети.

Воспользовавшись выражением (3.21), можно установить численное соотношение между величинами $Q_{\text{эк}}$, $\frac{\Delta K}{K}$ и $\frac{\Delta f}{f}$ для усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи. При этом получается громоздкое и практически мало удобное выражение. Приближенное соотношение может быть найдено, если заметить, что изменению частоты $\Delta f = \frac{f_0}{2Q_{\text{эк}}}$ соответствует изменение усиления $\Delta K = K_0 \frac{\sqrt{2}-1}{\sqrt{2}}$. Следовательно,

$$Q_{\text{эк}} \approx \frac{\Delta K}{K_0} \frac{f_0}{\Delta f} \sqrt{2}. \quad (3.24)$$

Строго говоря, это соотношение отвечает одной точке на частотной характеристике усилителя — точке, соответствующей границе полосы пропускания. Но в первом приближении им можно воспользоваться для оценки значения $Q_{\text{эк}}$ при небольших колебаниях частоты, лежащих в пределах полосы пропускания схемы. Если, например, возвращаясь к питанию источника излучения от сети переменного тока, взять $\frac{f_0}{\Delta f} = 200$ (т. е. положить, что частота поддерживается с точностью 0,5%) и допустить изменение коэффициента усиления на 5% при колебаниях частоты, то эквивалентное качество избирательного усилителя не должно превосходить 10. Следовательно, значение коэффициента усиления каскадов, охватываемых цепью отрицательной обратной связи, должно быть около 40. Разумеется, помимо части, охваченной отрицательной обратной связью, схема может содержать дополнительные усилительные каскады. Значение $Q_{\text{эк}}$ не зависит от коэффициента усиления этих каскадов при достаточной равномерности их частотной характеристики.

В приведенном выше рассмотрении работы избирательных усилителей предполагалось, что частотная характеристика усилителя без цепи обратной связи равномерна, а сдвиг фазы сигналов при прохождении через него равен π в достаточно широкой области

частот. Если эти условия не выполняются, характеристика усилителя с избирательной цепью отрицательной обратной связи в той или иной мере отличается от изображенных на рис. 3.47. Практически для постройки избирательного усилителя может быть использована обычная схема усилителя на сопротивлениях, но при охвате цепью обратной связи большого числа каскадов необходимо введение специальных элементов, уменьшающих зависимость сдвига фазы сигналов от их частоты. В лабораторной практике, при условии, что частота сигналов поддерживается с точностью не более нескольких десятых долей процента, часто применяются однокаскадные избирательные усилители в составе многокаскадного усилительного устройства.

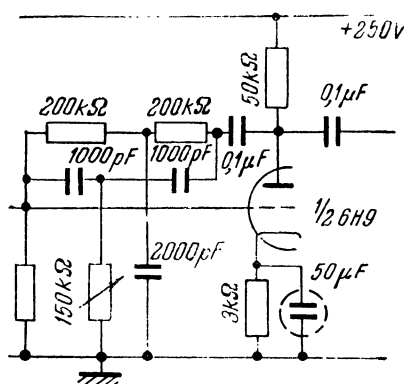


Рис. 3.48. Простая схема однокаскадного избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом.

Помимо непостоянства частоты сигналов, существенные погрешности при использовании избирательных усилителей могут быть связаны с изменениями значения частоты f_0 и эквивалентного качества усилителя, обусловленными непостоянством параметров моста и величины коэффициента усиления K_0 . Поэтому для постройки моста должны быть выбраны детали хорошего качества с минимальным температурным коэффициентом и медленным старением. Кроме того, желательно отбирать экземпляры ламп с большой стабильностью характеристик и пользоваться хорошо стабилизированными источниками питания. К сожалению, многие факторы, определяющие стабильность усилителя, связанные с качеством деталей и ламп, не поддаются определенному учету. Поэтому стабильность избирательного усилителя и, в частности, постоянство частоты f_0 необходимо проверять после постройки усилителя.

рошо стабилизированными источниками питания. К сожалению, многие факторы, определяющие стабильность усилителя, связанные с качеством деталей и ламп, не поддаются определенному учету. Поэтому стабильность избирательного усилителя и, в частности, постоянство частоты f_0 необходимо проверять после постройки усилителя.

На рис. 3.48 приведена простая схема однокаскадного избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом. При указанных на схеме параметрах $f_0 = 800$ гц, а $Q_{\text{эк}} \approx 10$, т. е. полоса пропускания 80 гц. Максимальный коэффициент усиления — около 40. Ширина полосы пропускания в этой схеме может регулироваться с помощью переменного сопротивления 150 ком. При использовании такой схемы следует иметь в виду, что сопротивление источника усиливаемых сигналов шунтирует мост. Поэтому оно должно быть принято во внимание при определении f_0 и при работе не должно изменяться. Желательно, чтобы его сопротивление было бы значительно больше, чем значения сопротивлений, входящих в состав моста.

На рис. 3.49 приведена схема регистрирующей части фотоэлектрического спектрографа, предназначенного для исследования спектров комбинационного рассеяния света [87]. Источником света в этой установке служила ртутная лампа ПРК-2, питаемая от сети переменного тока. Поэтому сила света, падающего на фотокатод фотоэлектронного умножителя, включенного на вход усилителя (на схеме не показан), изменяется с частотой 100 гц. На эту частоту настроен двойной Т-образный мост, включенный во второй каскад, собранный на пентоде по схеме, приведенной на рис. 3.48. Усиление каскада больше, чем триодного, и соответственно больше и величина $Q_{эк}$.

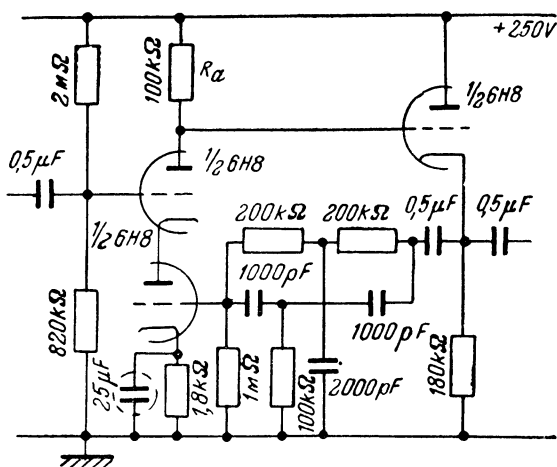


Рис. 3.50. Схема избирательного низкочастотного усилителя с отделением двойного Т-образного моста от входа и анодной нагрузки лампы.

Ширина полосы пропускания регулируется изменением положения движка погенициометра в анодной цепи лампы. В зависимости от его положения к мосту в цепи обратной связи приложена та или иная часть выходного напряжения каскада. Для уменьшения шунтирования моста выходным сопротивлением первого каскада в цепь связи первого и второго каскадов включено сопротивление 320 ком. Первые три каскада схемы тщательно заэкранированы и питаются от батарей, в свою очередь помещенных в экранированный ящик.

На выходе усилителя в мостовую схему, собранную на двух триодах, включен гальванометр. На сетки этих ламп, помимо действующего в противофазе усиленного переменного напряжения сигнала, поступают отрицательные импульсы напряжения от мультивибратора. Последний работает на частоте 100 гц и синхронизирован сетевым напряжением. В результате этого, при одной фазе переменного напряжения сигнала триоды оказываются открытыми,

а при обратной фазе — запертыми. Поэтому в цепи гальванометра появляется постоянная составляющая тока, которая и измеряется. Установка позволяет регистрировать ток порядка $10^{-9} — 10^{-10}$ а, протекающий через входное сопротивление.

Простейшие однокаскадные схемы с цепью отрицательной обратной связи не являются наиболее удачными. Мост, включенный в анодную цепь лампы, заметно шунтирует сопротивление анодной нагрузки и тем самым не позволяет получить большое усиление

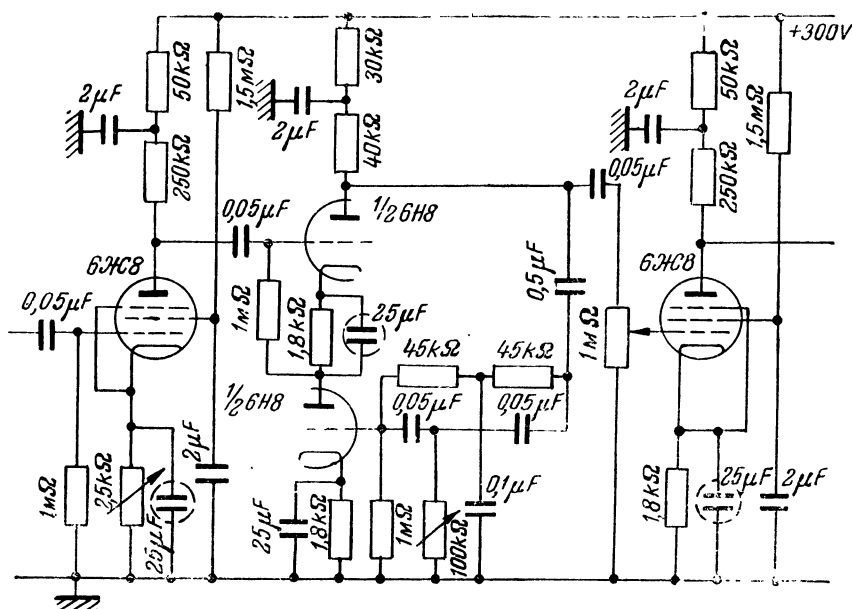


Рис. 3.51. Схема избирательного усилителя для динамического лампового электрометра.

а следовательно, и большое значение $Q_{эк}$. Кроме того, как уже говорилось, мост шунтируется сопротивлением источника сигналов, присоединенным к тем же точкам, с которыми связан выход цепи обратной связи. Поэтому более удачны схемы, в которых цепь отрицательной обратной связи и цепь входа разделены, а между мостом и анодной нагрузкой лампы, с которой снимается питающее его напряжение, включен буферный каскад (например катодный повторитель).

Пример схемы, построенной таким образом, приведен на рис. 3.50. В ней использован каскад, построенный на двух последовательно включенных триодах. Сетка каждой из этих ламп управляет током, протекающим через сопротивление анодной нагрузки, равное 100 ком. Усиливаемый сигнал подается на сетку верхней,

а напряжение, снимаемое с двойного Т-образного моста, — на сетку нижней лампы. Поэтому мост не шунтируется сопротивлением источника сигналов. Напряжение, снимаемое с анода верхней лампы, подается на диагональ моста через катодный повторитель. Поэтому мост, даже если входящие в него сопротивления имеют малую величину, не шунтирует анодную нагрузку усилительного каскада и не снижает усиления, которое определяет величину эквивалентного качества усилителя. Последнее определяется соотношением (3.22), причем если включенные последовательно лампы идентичны, то [86]

$$K_0 = \frac{\mu(\mu+1)R_a}{R_a + (\mu+2)R_i} \approx SR_a.$$

Схемы, подобные изображенной на рис. 3.50, часто используются в измерительных усилителях. На рис. 3.51 изображена схема усилителя, применявшегося в динамическом электрометре (см. § 5 настоящей главы). В этой схеме, рассчитанной на усиление сигналов, следующих с частотой 70 гц, использован двойной Т-образный мост, включенный в каскад с последовательно работающими триодами лампы 6Н8. Катодный повторитель из схемы исключен, так как по условиям работы большое значение $Q_{вк}$ не требовалось.

§ 4. Усилители постоянного тока и напряжения

1. Основные схемы усилителей с непосредственной связью.

Усилителями постоянного тока или напряжения называют такие устройства, коэффициент усиления которых остается отличным от нуля при $\omega = 0$. Они пригодны для усиления сигналов, величина которых изменяется сколь угодно медленно или остается после своего изменения постоянной неопределенно долгое время. Изменение напряжения или тока на входе таких схем на некоторую величину вызывает соответственное изменение выходного напряжения или тока, величина которого сохраняется постоянной, пока остается постоянным напряжение или ток на входе.

Примерами применения усилителей постоянного тока в практике физического эксперимента могут служить установки для регистрации фототока при постоянной или медленно изменяющейся освещенности катода фотоэлемента, схемы для измерения ионных токов на коллекторе масс-спектрометра, каскады импульсных усилителей (см. выше) и устройств, стабилизирующих величину тока или напряжения, схемы специальных катодных осциллографов и т. д.

Снижение усиления до нуля во всех рассмотренных выше схемах обусловлено тем, что коэффициент передачи напряжения переходной цепи равен нулю при значении частоты $\omega = 0$. Получить величину коэффициента усиления, отличную от нуля при $\omega = 0$, можно,

только соединив анод лампы одного каскада с сеткой лампы следующего каскада цепью, пропускающей сколь угодно медленные изменения величины напряжения. При этом надо позаботиться о том, чтобы потенциал сетки каждой лампы схемы не оказался более высоким, чем потенциал ее катода. Усилители с такими цепями связи носят название усилителей с непосредственной связью.

Построение цепей непосредственной связи представляет одну из основных задач при осуществлении усилителей, имеющих $K \neq 0$ при $\omega = 0$. Другой задачей является получение необходимой стабильности усилителя. При непосредственной связи каскадов этот вопрос весьма существен, так как все изменения напряжения

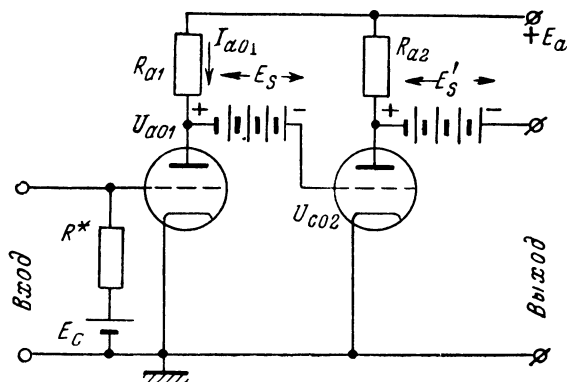


Рис. 3.52. Схема усилителя постоянного тока с разделительной батареей.

батарей питания, непостоянство тока эмиссии ламп, вариации величины сеточного тока первой лампы и т. д. вызывают изменения величины тока и напряжения на выходе усилителя, неотличимые от изменений, получающихся в результате действия на входе полезного сигнала. Если усиливаются слабые сигналы, то паразитные изменения тока на выходе могут сделать работу со схемой невозможной. Прежде чем рассматривать методы повышения стабильности, приведем основные схемы усилителей с непосредственной связью. На рис. 3.52 изображена схема, в которой цепью связи анода одной лампы с сеткой следующей служит батарея. Напряжение последней выбирается на основании очевидного соотношения:

$$E_s = U_{a01} + |U_{c02}| = E_a - I_{a01} R_{a1} + |U_{c02}|.$$

При этом вторая лампа работает в нормальном режиме, несмотря на то, что потенциал анода первой лампы относительно велик, а в цепи связи нет разделительного конденсатора. Батарея E_c может быть исключена, если в цепь катода первой лампы ввести соответствующее сопротивление R_k , т. е. перейти к автоматическому смещению.

При этом усиление понизится из-за наличия в схеме отрицательной обратной связи, которая, разумеется, в усилителях постоянного тока или напряжения не может быть ликвидирована блокировкой R_k емкостью. Приведенная схема неудобна, так как требует большого числа отдельных источников питания.

На рис. 3.53 представлен другой вариант схемы усилителя постоянного тока или напряжения, отличающийся тем, что напряжения на аноды всех ламп снимаются с делителя, присоединенного к общему для всего усилителя источнику питания. Регулировочные величины напряжений E_1 , E_2 , E_3 и E_4 можно установить необходимые для нормальной работы усилителя сеточные смещения ламп, а выходное напряжение — равным нулю при отсутствии сигнала на входе.

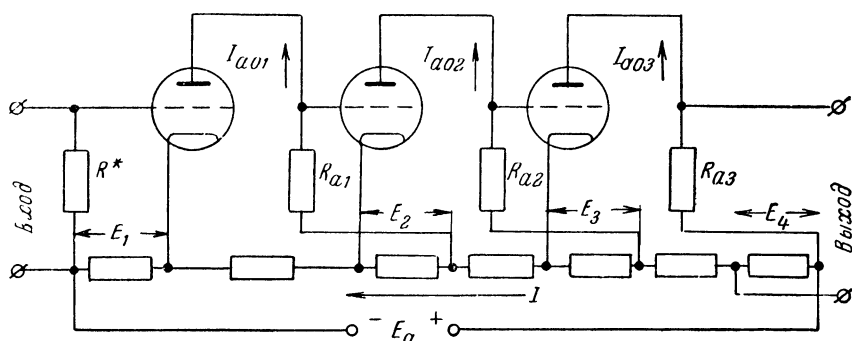


Рис. 3.53. Схема усилителя постоянного тока с питанием ламп от общего делителя напряжения.

Увеличение числа каскадов в схеме требует добавления новых секций потенциометра и увеличения напряжения источника питания. Помимо этого, источник питания должен быть рассчитан на отдачу большого тока. Действительно, через сопротивления, входящие в состав потенциометра питания ламп схемы, протекают анодные токи. Поэтому во избежание паразитных связей сопротивления потенциометра должны быть выбраны достаточно малыми. При этом ток, потребляемый от источника питания, оказывается весьма значительным, что является одним из недостатков схемы.

Другой недостаток схемы — отсутствие общего нулевого провода для всех каскадов. Вследствие этого нагрузка, присоединенная к выходу усилителя, оказывается под высоким потенциалом, если заземлен отрицательный полюс источника питания. Наоборот, если заземлена выходная клемма, то под высоким потенциалом оказывается вход усилителя. Кроме того, если усилитель построен на лампах прямого накала, то для питания последних нужны отдельные источники. Если же лампы подогревные и источник питания катодов общий для всей схемы, то в некоторых лампах между

подогревателем и катодом имеется большая разность потенциалов (порядка напряжения всего источника питания анодных цепей схемы). Поэтому в этих лампах легко может наступить пробой тонкого слоя изоляции, отделяющей подогреватель от катода, что приведет к порче лампы.

Для того чтобы выяснить, каков вид характеристик усилителя с непосредственной связью, обратимся к его эквивалентной схеме. Такая схема для одного каскада усилителя, справедливая при изменении потенциала сетки в пределах, позволяющих считать лампу линейным элементом, изображена на рис. 3.54. Емкость C_2 и сопротивление $R_{вх}$ в этой схеме имеют тот же смысл, что и в схемах усилителей переменного тока (напряжения). В области средних и низких частот (вплоть до частоты $\omega=0$) эта схема совпадает с эквивалентной схемой каскада усилителя на сопротивлениях для средних частот. В области высоких частот она совпадает с эквивалентной схемой реостатного каскада для высокочастотного конца спектра сигналов. Поэтому частотная характеристика усилителя в области низких частот остается равномерной вплоть до частоты $\omega=0$, а в области высоких частот имеет такой же вид, как характеристика усилителя на сопротивлениях. Фазовых искажений в низкочастотный конец спектра усилитель с непосредственной связью не вносит, а фазовые искажения в области высокочастотного конца спектра аналогичны искажениям, вносимым усилителем на сопротивлениях.

Из сказанного следует, что медленные изменения напряжения на входе усилителя, т. е. такие изменения, которые происходят за время $t \gg \tau_a = R_0 C_2$, воспроизводятся на его выходе без линейных искажений. Если же напряжение на сетке первой лампы схемы внезапно (т. е. за время $t \ll \tau_a$) увеличивается на некоторую величину, то нарастание напряжения на выходе N -каскадного усилителя следует зависимости (2.43) и изображается графически в виде кривых, представленных на рис. 2.22. Уменьшение напряжения на выходе при внезапном уменьшении напряжения на входе также носит монотонный характер в отличие от немонотонного изменения напряжения на выходе усилителя, содержащего переходные цепи C_c , R_c .

Под коэффициентом усиления каскада с непосредственной связью, так же как и каскада усилителя напряжения, собранного по любой другой схеме, понимают величину $K = \frac{\Delta U_n}{\Delta U_{n-1}}$, где ΔU_{n-1} — изменение напряжения на входе каскада, а ΔU_n — соответствующее изменение

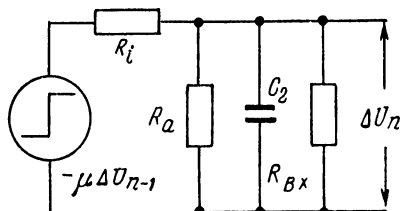


Рис. 3.54. Эквивалентная схема каскада усилителя постоянного тока или напряжения.

величины напряжения на его выходе. Обращаясь к эквивалентной схеме каскада и полагая, что $R_{вх\ n+1} \gg R_{an}$, напишем:

$$K_n = -\mu_n \frac{R_{an}}{R_{in} + R_{an}}.$$

Знак минус перед правой частью выражения показывает, что каждый каскад меняет полярность усиленного напряжения на обратную. Если схема содержит N каскадов, то ее общее усиление

$$K_N = (-1)^N \prod_1^N \mu_n \frac{R_{an}}{R_{in} + R_{an}}. \quad (3.25)$$

При работе схемы в качестве усилителя тока представляет интерес величина коэффициента усиления тока. Для того чтобы измеряемый (усиливаемый) ток I изменял потенциал сетки первой лампы, в цепь его протекания включают сопротивление (R^*), к концам которого присоединяют интервал сетка — катод первой лампы усилителя. В другом варианте измеряемый ток заряжает конденсатор, связанный со входом усилителя. В первом случае напряжение на входе усилителя пропорционально силе тока, а во втором — количеству электричества, протекшему в цепи, содержащей емкость (если последняя не имеет утечки). Здесь мы будем иметь в виду схему с протеканием тока через сопротивление, причем будем полагать, что, как это обычно имеет место, $R^* \ll R_{вх1}$. При этом для первого каскада имеем:

$$K_{\tau 1} = \frac{\Delta I_{a1}}{\Delta I} = \mu_1 \frac{R^*}{R_{i1} + R_{a1}}.$$

Перед правой частью стоит знак плюс, так как ток I считается положительным, если он протекает в направлении от сетки лампы к ее катоду, а положительное направление анодного тока совпадает с направлением от анода к катоду. Коэффициент усиления второго каскада при условии, что $R_{вх2} \gg R_{a1}$:

$$K_{\tau 2} = \frac{\Delta I_{a2}}{\Delta I_{a1}} = -\mu_2 \frac{R_{a1}}{R_{i2} + R_{a2}}.$$

Знак минус перед правой частью соответствует тому, что положительное направление тока на входе второго каскада совпадает с отрицательным направлением анодного тока первой лампы.

Продолжая дальше, найдем, что общее усиление схемы, состоящей из N каскадов, определяется выражением:

$$K_{\tau N} = (-1)^{N-1} \prod_1^N \mu_n \frac{R_{a(n-1)}}{R_{in} + R_{an}} \quad (3.26)$$

(под R_{a0} следует понимать R^*).

Из сравнения выражений (3.25) и (3.26) видно, что

$$K_{TN} = \mu_N \frac{R^*}{R_{iN} + R_{aN}} K_{(N-1)}, \quad (3.27)$$

где $K_{(N-1)}$ — коэффициент усиления напряжения рассматриваемой схемы без последнего каскада. Следовательно, для получения большого коэффициента усиления тока необходимо включить в схему сопротивление R^* возможно большей величины, а сопротивление нагрузки последнего каскада должно быть малым. Наконец, параметры всех каскадов, за исключением последнего, должны быть выбраны такими, чтобы усиление напряжения этими каскадами оказалось возможно большим.

В частном случае, если усилитель построен на однотипных пентодах, то при условии, что для всех каскадов $R_i \gg R_a$, выражение (3.27) принимает вид:

$$K_{TN} = (-1)^{N-1} S^N R_a^{N-1} R^*. \quad (3.28)$$

Если, например, двухкаскадный усилитель тока построен на пентодах, имеющих крутизну $S = 10 \text{ ма/в}$, причем в анодную цепь первой лампы включено сопротивление $R_{a1} = 10^4 \text{ ом}$, а $R^* = 10^6 \text{ ом}$, то коэффициент усиления тока $K_T = 10^6$ (если сопротивление нагрузки усилителя, т. е. сопротивление в анодной цепи второй лампы, много меньше ее внутреннего сопротивления).

Если усилитель с непосредственной связью должен пропускать высокочастотные составляющие спектра сигналов (иначе говоря, время нарастания выходного напряжения при внезапных изменениях напряжения на его входе должно быть мало), то величины сопротивлений анодных нагрузок ламп выбирают, исходя из допустимой неравномерности частотной характеристики в области высокочастотного конца спектра. При этом можно воспользоваться всеми приведенными выше соотношениями, связывающими значение R_a с величинами M_n и C_2 для усилителя на сопротивлениях, в которых следует положить $R_{c2} = \infty$. Если же усилитель предназначен только для усиления весьма медленных изменений величины тока или напряжения, то сопротивление анодной нагрузки ламп может быть выбрано практически любым.

Часто усилители с непосредственной связью используются таким образом, что для характеристики их работы существенна связь между величиной изменения тока на их выходе и изменением потенциала сетки первой лампы (а не изменением тока на входе схемы). В этом случае усилитель удобнее всего характеризовать его крутизной.

Под крутизной усилителя, состоящего из N каскадов, понимают величину:

$$S_y = \frac{|\Delta I_{aN}|}{\Delta U_1}, \quad (3.29)$$

где ΔI_{aN} — изменение величины анодного тока последней лампы, соответствующее изменению напряжения на входе первого каскада на величину ΔU_1 . Комбинируя написанные выше соотношения, най-

дем, что в случае одинаковых ламп во всех каскадах и при условии, что анодная нагрузка каждой лампы много меньше ее внутреннего сопротивления,

$$S_y = SK_{(N-1)}. \quad (3.30)$$

Здесь S — крутизна ламп, на которых построен усилитель, а $K_{(N-1)}$ — коэффициент усиления напряжения схемы без последнего каскада. Так как величина $K_{(N-1)}$ может быть сделана большой, то значение крутизны S_y легко доводится до единиц или десятков ампер на вольт.

Неудобств, связанных с необходимостью иметь в схеме несколько отдельных источников питания или мощный источник сравнительно высокого напряжения, можно избежать, применяя потенциометрическую связь каскадов [58]. Последняя позволяет построить многокаскадный усилитель с непосредственной связью с общим относительно маломощным источником питания, имеющим сравнительно малое напряжение. Такая схема имеет общий нулевой провод, а катоды

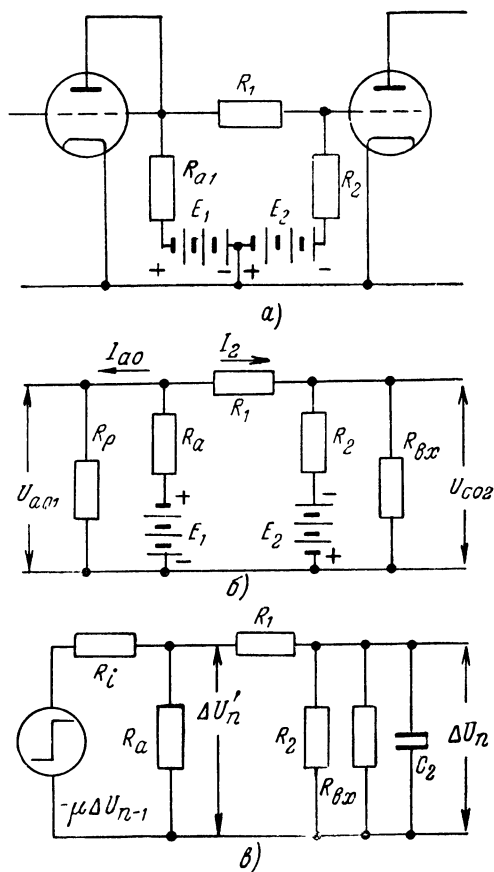


Рис. 3.55. Схема усилителя с потенциометрической связью каскадов (а) и эквивалентные схемы для исходного режима (б) и для небольших изменений потенциала сетки лампы (в).

всех ламп находятся при низком потенциале относительно этого провода.

Принцип построения схем с потенциометрической связью каскадов поясняет рис. 3.55 а. Источник питания схемы секционирован и его отвод соединяется с нулевым проводом. Значения сопротивлений, составляющих потенциометр, выбираются такими, что точка

соединения сопротивлений R_1 и R_2 находится при том же потенциале, что и отвод батареи, или отличается от него на заданную величину в ту или иную сторону. Следовательно, несмотря на соединение анода одной лампы с сеткой следующей лампы без разделительного конденсатора, величина сеточного смещения последней может быть сделана равной значению, необходимому для ее нормальной работы.

Схема трехкаскадного усилителя описываемого типа приведена на рис. 3.56.

Благодаря включению потенциометра в анодную цепь последней лампы, напряжение на выходе усилителя или ток в нагрузке, присоединенной к выходным клеммам, при отсутствии сигнала на входе

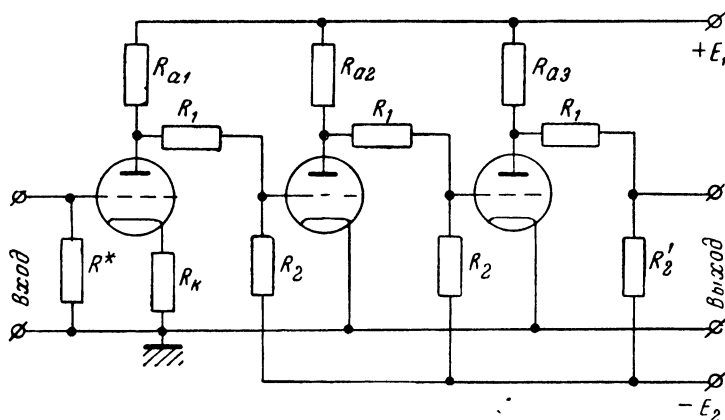


Рис. 3.56. Схема трехкаскадного усилителя с потенциметрической связью каскадов.

равен нулю. Это существенно, так как при большом начальном напряжении на выходе точность измерения малых сигналов снижается. Поэтому выход усилителя с непосредственной связью, независимо от того, по какой схеме он собран, обычно снабжается специальной компенсационной цепью.

Эквивалентная схема каскада с потенциметрической связью приведена на рис. 3.55 б. Сопротивление R_p , отмеченное на этой схеме, представляет собой сопротивление интервала катод—анод лампы для постоянного тока ($R_p = \frac{U_{a0}}{I_{a0}}$). Сопротивление $R_{вх}$ изображает сопротивление интервала сетка—катод следующей лампы также для постоянного тока.

Обычно при отрицательных потенциалах сетки лампы его значение настолько велико, что $R_{вх}$ можно исключить из эквивалентной схемы.

Составляя уравнения Кирхгофа для протекающих в цепи токов и исключая из них переменные I_{a0} и I_2 , получаем:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_a \frac{U_{a01} + U_{c02}}{E_1 - U_{a01} \left(1 + \frac{R_a}{R_p}\right)}, \\ R_2 &= R_a \frac{F_2 - U_{c02}}{E_1 - U_{a01} \left(1 + \frac{R_a}{R_p}\right)}. \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

Эти выражения позволяют выбрать величины сопротивлений R_1 и R_2 потенциометра цепи связи, если заданы начальные потенциалы на электродах лампы и известны значения сопротивлений R_a и R_p .

Эквивалентная схема анодной цепи каскада с потенциометрической связью, справедливая для небольших изменений потенциала сетки лампы, приведена на рис. 3.55 в. Коэффициент усиления каскада для области частот, где частотная характеристика еще не начинает снижаться за счет паразитных емкостей, может быть найден следующим образом.

Из рассмотрения эквивалентной схемы видно, что

$$\Delta U'_n = -\mu \Delta U_{n-1} \frac{R'_a}{R'_a + R_i},$$

где сопротивление R'_a представляет собой результат параллельного соединения сопротивлений R_a и цепи, состоящей из R_1 , R_2 и $R_{вх}$. Так как обычно выполняется неравенство $R_{вх} \gg R_2$, то

$$R'_a = \frac{R_a(R_2 + R_1)}{R_a + R_2 + R_1}.$$

Далее

$$\Delta U_n = \Delta U'_n \frac{R_2}{R_2 + R_1}.$$

Поэтому коэффициент усиления каскада

$$K = -\frac{\mu}{R'_a + R_i} \cdot \frac{R_a R_2}{R_a + R_1 + R_2}.$$

Если усилитель содержит N идентичных каскадов, построенных на пентодах, и $R_i \gg R'_a$, то усиление схемы:

$$K_N = (-1)^N \mu^N \left(\frac{R_a R_2}{R_a + R_1 + R_2} \right)^N. \quad (3.32)$$

Коэффициент усиления схемы с потенциометрической связью между каскадами меньше, чем схем с разделительными батареями при равных значениях сопротивлений R_a и одинаковых лампах в обеих схемах. Причина этого лежит в том, что потенциометр шунтирует сопротивление R_a и, кроме того, на выход каскада передается

только часть изменения анодного напряжения — та его часть, которая снимается с сопротивления R_2 потенциометра. Поэтому при выбранном значении сопротивления R_a коэффициент усиления схемы с потенциометрической связью тем больше, чем больше величины сопротивлений R_1 и R_2 и чем меньше отношение R_1/R_2 . В связи с этим, как нетрудно убедиться, коэффициент усиления каскада может быть сделан тем большим, чем выше напряжение источника питания $E = E_1 + E_2$.

В качестве примера определим параметры каскада с потенциометрической связью и найдем коэффициент его усиления. Положим, что каскад собран на лампе 6Ж7, причем выберем $U_{a0} = 60$ в, $U_{g0} = 30$ в и, наконец $U_{c0} = -1$ в. При этом $S = 0,37$ ма/в и $I_{a0} = 0,24$ ма. Следовательно, $R_p = 0,25$ мом.

Напряжение источника питания схемы ограничим величиной 400 в, причем положим, что $E_1 = 250$ в, а $E_2 = 150$ в. С увеличением сопротивления R_a усиление каскада возрастает и поэтому значение R_a желательно выбрать возможно большим. Если бы через это сопротивление протекал только ток I_{a0} , то его можно было бы вы-

брать равным $\frac{E_1 - U_{a0}}{I_{a0}} = 0,8$ мом. Так как при наличии в схеме по-

тенциометра R_1 , R_2 через сопротивление R_a протекает также ток I_2 (см. схему на рис. 3.55 б), то величина R_a должна быть меньше 0,8 мом. Выберем $R_a = 0,5$ мом. Пользуясь выражениями (3.31), находим $R_2 = 1,06$ мом и $R_1 = 0,44$ мом. Коэффициент усиления каскада схемы $K = S \frac{R_a R_2}{R_a + R_1 + R_2} \approx 100$. Коэффициент усиления каскада

будет несколько ниже, если в нем имеется отрицательная обратная связь, обусловленная включением в катод лампы сопротивления R_k для получения смещения на сетке, равного U_{c0} . Величина этого со-

противления $R_k = \frac{|U_{c0}|}{I_{a0}} = 4200$ ом. При этом коэффициент усиления

около 40. Его можно увеличить, используя батарею сеточного смещения вместо сопротивления R_k , повысив напряжения источника питания схемы E и выбрав большие значения сопротивления R_a и

отношения $\frac{R_2}{R_1}$.

Уменьшить потери усиления, связанные с включением делителя, можно, заменив сопротивление R_1 газоразрядной лампой [59], работающей в режиме приблизительно постоянной разности потенциалов между ее электродами (u_n — рис. 3.57 а). В этом случае величины сопротивления R_{c2} и напряжения E_2 должны быть выбраны из условия $I_{a0} R_{c2} + |U_{c02}| = E_2$, где I_{a0} — ток, протекающий через газоразрядную лампу в исходном режиме. Начальное напряжение на аноде первой лампы должно быть равно величине $U_{a01} = U_n - |U_{c02}|$ и, наконец, сопротивление в анодной цепи первой лампы $R_a = \frac{E_1 - U_{a01}}{I_{a01} + I_n}$.

Коэффициент усиления такого каскада определяется выражением, совпадающим с (2.5), пока падение напряжения на газоразрядной лампе остается неизменным при действии сигнала. Практически для постройки таких схем нужны неоновые лампочки с малым рабочим током.

Введение газоразрядных ламп в многокаскадные усилители постоянного напряжения или тока обычно сопровождается увеличением их неустойчивости и появлением скачков напряжения на выходе. Поэтому такой метод связи пригоден, если к усилителю не предъявляется жестких требований. В этом отношении представляет известный интерес другое изменение потенциометра связи — замена сопротивления R_2 пентодом (рис. 3.57 б), имеющим относительно

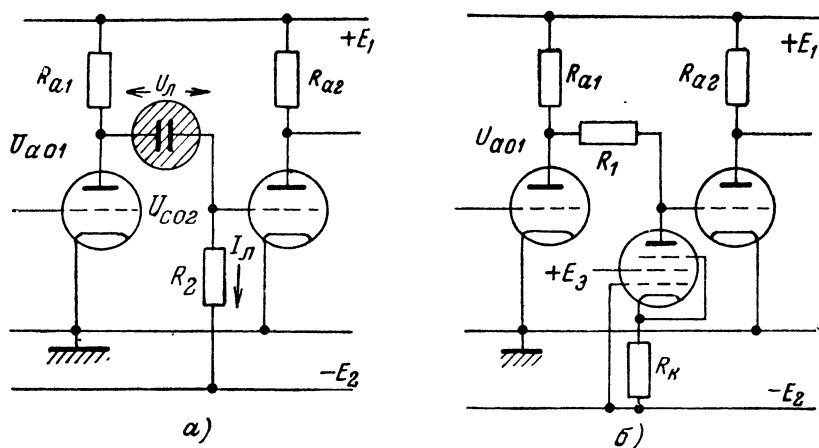


Рис. 3.57. Схемы, иллюстрирующие использование в цепях связи каскадов газоразрядной лампочки (а) и пентода (б).

небольшое сопротивление анод — катод для постоянного тока и большое внутреннее сопротивление $[\epsilon^0]$, которое особенно велико при использовании автоматического смещения. Это дает возможность обеспечить нужный потенциал сетки лампы в исходном режиме при небольшой величине сопротивления R_1 и, вместе с тем, поскольку отношение $\frac{R_i + (\mu + 1)R_k}{R_1}$ оказывается большим, уменьшить потерю усиления, связанную с наличием в схеме делителя напряжения.

В многокаскадных усилителях с непосредственной связью лампы первых каскадов часто работают в несколько необычном режиме — при анодном напряжении 10—50 в и, соответственно, анодном токе порядка нескольких десятых или даже сотых долей миллиампера. Это позволяет непосредственно соединить анод лампы с сеткой следующей, повысив потенциал катода последней путем включения

сопротивления R_k (рис. 3.58 а). При этом, поскольку анодное напряжение первой лампы низкое, величина сопротивления R_k оказывается небольшой $\left(R_k = \frac{U_{a01} + |U_{c02}|}{I_{a02}}\right)$ и, соответственно, невелика и потеря усиления второго каскада из-за наличия в нем отрицательной обратной связи. Коэффициент усиления напряжения двух каскадов с такой связью:

$$K = K_1 K_2 = \frac{\mu_1 \mu_2 R_{a1} R_{a2}}{(R_{i1} + R_{a1}) [R_{i2} + R_{a2} + R_k (1 + \mu_2)]}, \quad (3.33)$$

а коэффициент усиления тока:

$$K_T = - \frac{\mu_1 \mu_2 R_{a1} R^*}{(R_{i1} + R_{a1}) [R_{i2} + R_{a2} + R_k (1 + \mu_2)]}. \quad (3.34)$$

Анодное сопротивление первой лампы может быть порядка нескольких мегом и коэффициент усиления первого каскада, построенного на пентоде, достигает нескольких сотен, хотя при этом параметры лампы существенно отличаются от этикетных (крутизна пентодов снижается до нескольких десятых миллиампера на вольт, а внутреннее сопротивление оказывается порядка нескольких мегом). Напряжение экранной сетки пентода, работающего при пониженном анодном напряжении, также должно быть мало. Для того чтобы избежать большой отрицательной обратной связи по экранной сетке, питание последней желательно осуществлять не через высокоомное гасящее сопротивление, а с помощью потенциометра, выбирая величины входящих в него сопротивлений небольшими или применяя газоразрядные лампы. Что касается коэффициента усиления второго каскада в этой схеме, то его величина получается весьма малой — порядка 3—5.

Этот же метод связи может быть использован и в том случае, если за каскадом, в котором лампа работает в нормальном режиме (при анодном напряжении порядка 100—200 в), следует катодный повторитель (рис. 3.58 б). Такая последовательность соответствует, например, выходным каскадам схемы. Коэффициенты усиления напряжения и тока двух каскадов, собранных по этой схеме, определяются соотношениями:

$$K = K_1 \cdot K_2 = - \frac{\mu_1 \mu_2 R_{a1} R_{k2}}{(R_{i1} + R_{a1}) [R_{i2} + (\mu_2 + 1) R_{k2}]} \quad (3.35)$$

и

$$K_T = - \frac{\mu_1 \mu_2 R^* R_{a1}}{(R_{i1} + R_{a1}) [R_{i2} + (\mu_2 + 1) R_{k2}]}. \quad (3.36)$$

Применение непосредственной связи с повышением потенциала катода лампы путем включения сопротивления R_k в промежуточные

каскады усилителя связано с падением коэффициента усиления каскада до величины порядка 2—3, так как сопротивление R_k приходится выбирать большим. Кроме того, включение нескольких каскадов по такой схеме требует значительного увеличения напряжения источника питания анодных цепей ламп.

Избежать отрицательной обратной связи и соответственного уменьшения усиления при введении сопротивления R_k позволяют двухтактные схемы. Действительно, если сопротивление R_k включено в общую катодную цепь обеих ламп такого каскада (рис. 3.59), то при противофазных сигналах одинаковой величины, действующих на их сетках, и при равенстве крутизны характеристик обеих ламп ток, протекающий через R_k , остается неизменным. Большой практический интерес имеют однотактные (несимметричные) схемы, в которых получение нужного напряжения на катоде лампы не сопровождается введением глубокой отрицательной обратной связи. Это можно осуществить, включая в катодную цепь не сопротивление, а газоразрядную лампу (рис. 3.58 а). Падение напряжения на последней в нормальном режиме ее работы должно отличаться от начального напряжения на аноде предыдущей лампы на величину начального сеточного смещения \mathcal{L}_2 : $U_a = U_{a01} + |U_{c02}|$. Такие схемы находят практическое применение при постройке усилителей, содержащих один-два каскада (например, в стабилизаторах напряжения). Скачки напряжения на

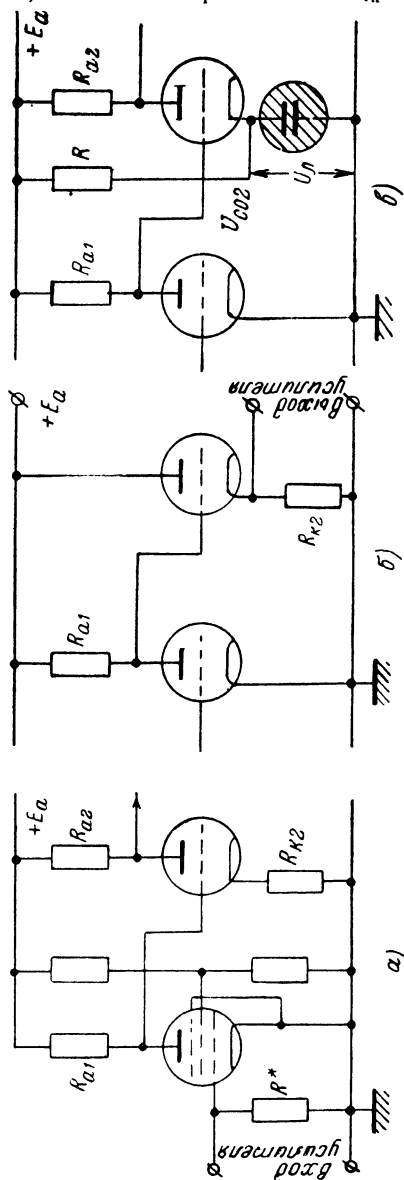


Рис. 3.58. Схемы, иллюстрирующие методы связи каскадов усилителя постоянного тока или напряжения.

выходе и дополнительная нестабильность схемы, связанные с введением газоразрядных ламп, снижают ценность этого метода связи каскадов.

Избежать глубокой отрицательной обратной связи при наличии сопротивления R_k в несимметричных схемах можно, применяя катодно-связанные каскады (рис. 3.60 а). Усиливает напряжение подается на сетку левого триода, в анодную цепь которого включено сопротивление. Потенциал катода этой лампы (так же, как и катода правой лампы) равен сумме катодных токов обеих ламп, умноженной на величину сопротивления R_k . Для получения необходимого смещения на сетке второй лампы в схему введен потенциометр, состоящий из сопротивлений R_1 и R_2 . При увеличении потенциала сетки первой лампы в результате действия

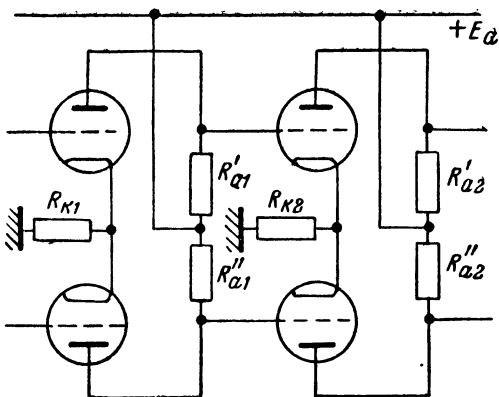


Рис. 3.59. Схема, иллюстрирующая применение автоматического смещения в двухтактном усилителе с непосредственной связью каскадов.

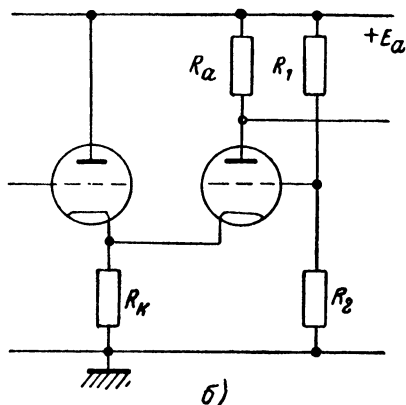
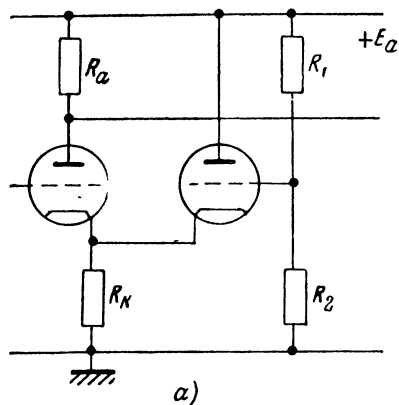


Рис. 3.60. Два варианта построения катодно-связанного каскада: (а) выходное и входное напряжения противофазны; (б) напряжения синфазны.

на входе каскада сигнала анодный ток первой лампы возрастает. Это приводит к увеличению потенциала катодов ламп и понижению напряжения между сеткой и катодом второй лампы. Поэтому анодный ток второй лампы уменьшается, и падение напряжения на R_k

уменьшается. Следовательно, вторая лампа каскада дает эффект положительной обратной связи, что соответствует уменьшению глубины отрицательной обратной связи при заданном значении сопротивления R_k .

Выражение для коэффициента усиления каскада может быть написано на основании следующих соображений. Первую лампу каскада можно рассматривать, как работающую с катодно-анодной нагрузкой, причем параллельно сопротивлению R_k включено внутреннее сопротивление второй лампы, работающей в режиме каскада с катодной нагрузкой: $R'_i = \frac{R_i}{1 + \mu}$ (индексы опускаем, поскольку обычно катодно-связанные каскады строятся на двух однотипных лампах).¹ Поэтому на основании выражения (2.69) имеем:

$$K = - \frac{\mu R_a}{R_a + R_i + (\mu + 1) \frac{R_k R_i}{R_i + (\mu + 1) R_k}}. \quad (3.37)$$

При $R_k = 0$ коэффициент усиления $K = - \frac{\mu R_a}{R_a + R_i}$, что соответствует усилению каскада без обратной связи. Если $R_k (\mu + 1) \gg R_i$, то $K = - \frac{\mu R_a}{R_a + 2R_i}$, т. е. в этом случае катодно-связанный каскад эквивалентен обычному каскаду без обратной связи, построенному на лампе с удвоенным внутренним сопротивлением. Таким образом, введение большого катодного сопротивления сопровождается уменьшением коэффициента усиления не более чем в два раза ($K = \frac{S}{2} R_a$ при $R_a \ll R_i$) по сравнению с обычным каскадом при том же значении сопротивления R_a . Правда, при этом число ламп в каскаде возрастает вдвое, но удобства, даваемые катодно-связанным каскадом, окупают потерю усиления и увеличение числа ламп.

Катодно-связанный каскад может быть построен как на триодах (для этой цели удобно применять дввоенные лампы), так и на пентодах. В последнем случае может быть получен значительно больший коэффициент усиления. Заметим, что напряжения на экранные сетки пентодов в катодно-связанном каскаде можно подать через общее для обеих ламп гасящее сопротивление. При действии сигнала на входе величины экранных токов ламп изменяются в противоположных направлениях и поэтому дополнительная отрицательная обратная связь за счет экранных цепей оказывается неглубокой.

В другом варианте схемы катодно-связанного каскада сигнал подается на сетку лампы, работающей с катодной нагрузкой (рис. 3.60 б).

¹ Насколько известно автору, метод эквивалентных схем был впервые использован для анализа работы катодно-связанных каскадов инженером С. Е. Гликманом.

Коэффициент усиления каскада при таком включении ламп:

$$K = \frac{\mu R_a}{R_a + 2R_i + \frac{R_i(R_a + R_i)}{R_k(1 + \mu)}}. \quad (3.38)$$

Если $R_k(1 + \mu) \gg R_a + R_i$, то $K = \frac{\mu R_a}{R_a + 2R_i}$, т. е. коэффициент усиления совпадает по величине с усилением каскада в первом включении. В отличие от первого варианта схемы полярность напряжения на выходе здесь совпадает с полярностью сигнала, действующего на входе.

Помимо того, что катодно-связанный каскад позволяет уменьшить отрицательную обратную связь за счет сопротивления R_k , он обладает относительно большой стабильностью (см. ниже) и поэтому находит широкое применение в усилителях с непосредственной связью.

2. Методы увеличения стабильности усилителей с непосредственной связью. Как уже отмечалось выше, стабильность усилителей с непосредственной связью имеет гораздо большее значение, чем усилителей переменного тока или напряжения. Построение цепей связи, имеющих коэффициент передачи напряжения, отличный от нуля при $\omega = 0$, приводит к тому, что нежелательные изменения величины выходного напряжения или тока вызываются не только флюктуационным напряжением, но также и медленными изменениями с течением времени напряжений источников питания схемы и параметров ламп. В усилителях переменных сигналов эти явления приводят к некоторому изменению величины коэффициента усиления схемы. В усилителях же постоянного тока или напряжения они вызывают изменения выходного напряжения (тока), неотличимые от изменений, связанных с действием на входе полезных сигналов. Что касается шума в схемах, не рассчитанных на усиление быстропеременных сигналов, то все его компоненты, за исключением крайне низкочастотных, могут быть практически исключены путем сужения полосы пропускания. Поэтому чувствительность усилителей постоянного тока и напряжения ограничена непостоянством нулевого отсчета выходного напряжения или тока, обусловленным изменениями напряжений источников питания, изменениями параметров ламп и величин сопротивлений, входящих в схему, а также низкочастотными компонентами шума.

Для пояснения сказанного на рис. 3.61 приведен график, иллюстрирующий характер самопроизвольного изменения с течением времени напряжения или тока на выходе усилителя. Выходное напряжение колеблется около некоторого среднего значения, которое, в свою очередь, изменяется с течением времени. При длительной работе это изменение может оказаться порядка измеряемого напряжения (или тока) или привести к тому, что рабочая точка одной или нескольких ламп выйдет за пределы рабочей области характеристик.

Имея в виду изменение среднего значения выходного напряжения или тока, говорят о дрейфе нулевого отсчета усилителя. Обычно дрейф численно оценивают величиной изменения за единицу времени входного напряжения, эквивалентного наблюдаемому смещению нулевого отсчета на выходе усилителя. Для примера укажем, что в обычных ламповых вольтметрах постоянного напряжения, питаемых от сети переменного тока без применения специальных мер стабилизации, величина дрейфа составляет 10—15 мв/час. Специальные меры повышения стабильности работы усилителей позволяют уменьшить дрейф до значения порядка нескольких десятков микровольт в час [62, 63, 64]. При этом максимальные отклонения нулевого отсчета от своего начального значения в процессе неупорядоченных колебаний, обусловленных в основном эффектом мерцания катодов ламп, остаются порядка 100 мкв. Поэтому даже в тщательно построенных схемах уси-

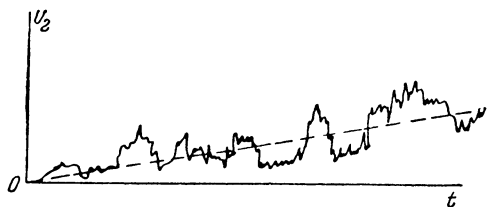


Рис. 3.61. График, иллюстрирующий изменение с течением времени напряжения или тока на выходе усилителя с непосредственной связью каскадов при отсутствии сигнала на входе.

лителей постоянного тока уровень внутренних помех (фон усилителя) оказывается более высоким, чем в усилителях, у которых полоса ограничена со стороны низких частот.

Непостоянство нулевого отсчета, связанное с недостаточной стабильностью напряжения источников питания, может быть уменьшено либо путем повышения

стабильности последних, либо путем построения схем, мало чувствительных к изменениям этих напряжений.

О том, с какой точностью необходимо поддерживать постоянство напряжения накала ламп усилителя постоянного тока, можно судить на основании следующего. Экспериментально найдено, что у большинства ламп с оксидным катодом изменение напряжения накала на 10% вызывает изменение напряжения на выходе схемы такого же порядка, как действие на ее сетке сигнала 0,1 в [63, 65, 66]. Отсюда следует, что если, например, допустимая нестабильность нулевого отсчета усилителя эквивалентна изменению потенциала сетки первой лампы на 0,1 мв, то напряжение накала должно поддерживаться постоянным с точностью до 0,01%. Это может быть достигнуто при использовании кислотных аккумуляторов и лишь в пределах ограниченного времени.

Неудобств, связанных с работой с аккумуляторами, можно избежать, соединив накалы ламп последовательно и питая их от электронного стабилизатора, дающего напряжение порядка 150—200 в. При этом выбирают все лампы с одинаковым и достаточно небольшим током накала. В этом отношении удобны, например, лампы

RV12P2000, требующие для накала напряжения 12 в при токе 75 ма, или другие лампы аналогичного типа. Если усилитель построен на лампах с большим током накала (400—500 ма), этот метод питания не применяют и иногда используют аккумуляторы, заряжая их с такой же скоростью, с какой они разряжаются при работе усилителя.

Для питания анодных цепей ламп чаще всего применяют стабилизированные выпрямители, напряжение на выходе которых поддерживается с точностью порядка 1 мв при возможных изменениях напряжения сети.

Повышение стабильности источников питания усилителя с непосредственной связью необходимо, но недостаточно. Изменение с течением времени эмиссионной способности катодов (особенно при их недокале или перекале), величин сеточных токов и контактных разностей потенциалов между сеткой и катодом ламп приводит к тому, что даже при хорошей стабильности источников питания может наблюдаться дрейф нулевого отсчета усилителя порядка нескольких милливольт в час. Уменьшить влияние изменений, происходящих с течением времени в самих электронных лампах, можно построением схемы, обладающей повышенной стабильностью. При этом удастся дополнительно уменьшить влияние непостоянства напряжения источников питания.

К числу схем усилителей с повышенной стабильностью в первую очередь следует отнести балансные или мостовые схемы. Примером каскада такого типа может служить схема, изображенная на рис. 3.62а, носящая название схемы параллельного баланса. В приведенной схеме усиливаемый сигнал подается на сетку одной из ламп каскада, а измерительный прибор или следующий каскад присоединяются к анодам ламп. При полной симметрии схемы и равенстве нулю напряжения u_1 , разность потенциалов между точками a_1 и a_2 схемы равна нулю. Изменение напряжения источников питания ламп, при условии полной симметрии схемы, не изменяет этой величины.

Все изменения, происходящие в лампе и связанные с непостоянством тока эмиссии катода, изменениями контактной разности потенциалов между сеткой и катодом и т. д., могут быть формально выражены в виде некоторого эквивалентного напряжения, действующего в катоде лампы u_d [63]. Очевидно, что если лампы совершенно идентичны и напряжения u_d и u'_d равны в любой момент времени, каскад свободен от дрейфа выходного напряжения. Практически никогда не удастся подобрать две лампы с совершенно идентичными характеристиками. Поэтому на самом деле и в балансных схемах нестабильность нулевого отсчета сохраняется. Однако она оказывается значительно ниже, чем у обычного усилительного каскада, не содержащего, помимо усилительной лампы, второй лампы, играющей роль компенсационного элемента.

Параметры схемы балансного каскада часто выбирают таким образом, чтобы даже при несколько различных лампах выходные

напряжение мало зависело от напряжений источников питания. Необходимые для этого условия могут быть найдены на основании следующих соображений. Разность потенциалов между точками a_1 и a_2 схемы равна нулю, если

$$I_{a01}R_{a1} = I_{a02}R_{a2} \quad (3.39)$$

(здесь I_{a01} и I_{a02} — анодные токи ламп L_1 и L_2 при $u_1 = 0$). Изменения величины напряжения источника питания анодных цепей не будут сопровождаться изменением выходного напряжения, если

$$R_1 \left(\frac{\partial I_{a1}}{\partial E_a} \right)_{I_{a1} = I_{a01}} = R_2 \left(\frac{\partial I_{a2}}{\partial E_a} \right)_{I_{a2} = I_{a02}}.$$

Стоящие слева и справа производные представляют собой величины, обратные внутренним сопротивлениям ламп возле начальных рабочих точек. Поэтому это выражение можно записать в виде:

$$\frac{R_{i1}}{R_{i2}} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (3.40)$$

Наконец, для того, чтобы выходное напряжение не изменялось бы при непостоянстве тока накала ламп I_n , должно быть выполнено соотношение:

$$R_1 \left(\frac{\partial I_{a1}}{\partial I_n} \right)_{I_{a1} = I_{a01}} = R_2 \left(\frac{\partial I_{a2}}{\partial I_n} \right)_{I_{a2} = I_{a02}}. \quad (3.41)$$

Очевидно, что если соответствующим выбором величины отношения $\frac{R_2}{R_1}$ удовлетворено одно из написанных соотношений, то остальные два должны быть удовлетворены подбором режима лампы. Это может быть сделано, если анодный ток лампы, ее внутреннее сопротивление и значение производной $\frac{\partial I_a}{\partial I_n}$ можно менять независимо. На самом деле все эти величины связаны, но практически сравнительно легко удается найти такой режим, в котором эта связь проявляется слабо. Поэтому оказывается возможным значительно уменьшить дрейф усилителя в пределах небольших изменений величин напряжений источников питания.

Схема, удобная для отыскания нужного режима работы, приведена на рис. 3.62б. Перемещением движка потенциометра R_3 легко можно выбрать такие значения сопротивлений R_1 и R_2 , которые удовлетворяют выражению (3.40). Далее, так как внутреннее сопротивление лампы меняется мало с изменением потенциала сетки, пока рабочая точка находится в пределах прямолинейного участка ее анодной характеристики, то подбором напряжения u_{c2} удовлетворяется условие (3.39). Практически это делается так. Выбираются равные значения сопротивлений R_1 и R_2 (их желательно взять достаточно

большими для увеличения чувствительности схемы), и гальванометр устанавливается на нуль изменением сопротивления R_{K2} . Затем, варьируя величину напряжения E_a , с помощью потенциометра R_4 определяют, зависят ли показания гальванометра от напряжения источника анодного питания. Если зависимость имеет место, то слегка

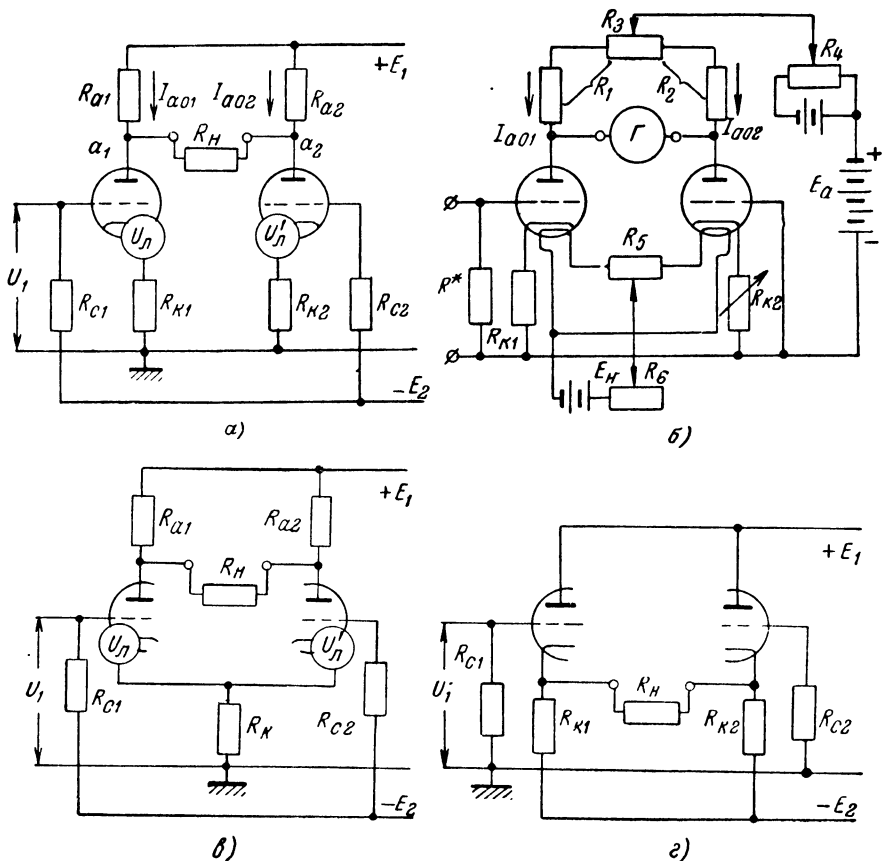


Рис. 3.62. Примеры схем с повышенной стабильностью.

изменяют величину сопротивления R_{K2} , с помощью R_3 вновь устанавливают гальванометр на нуль и опять меняют величину напряжения E_a в небольших пределах. Повторение несколько раз этой процедуры позволяет найти нужный режим.

Наконец, перемещая движок реостата R_6 , определяют, зависят ли показания гальванометра от величины тока I_H . Если такая зависимость имеется, то от нее можно избавиться небольшим смещением движка реостата R_6 от его среднего положения. Выбирая разные

положения движка этого реостата и наблюдая отклонения гальванометра при небольших смещениях движка реостата R_6 , находят такой режим, при котором нулевой отсчет наиболее стабилен.

Если по балансной схеме построен многокаскадный усилитель (с применением тех или иных цепей связи, рассмотренных выше), то подбор наиболее удачного режима каждого каскада делается отдельно, начиная с выходных каскадов. При этом индикатором баланса обычно служит измерительный прибор, присоединенный к выходу усилителя. Для удобства регулировки усилителя в его схеме может быть предусмотрена возможность соединения вместе сеток ламп каждого балансного каскада на время подбора параметров.

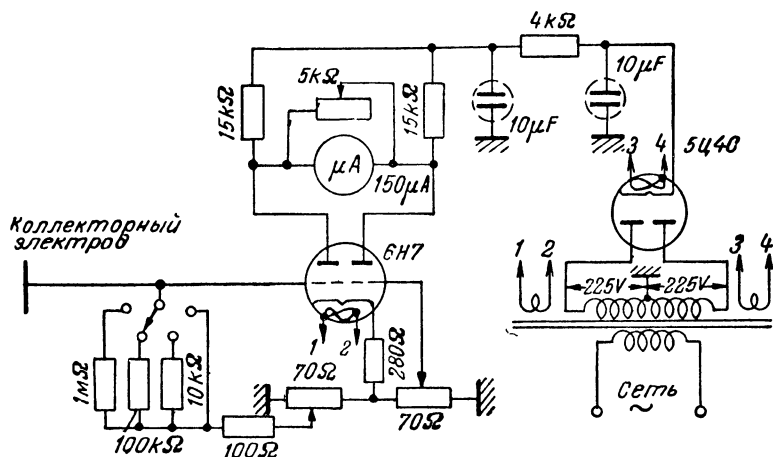


Рис. 3.63. Схема балансного усилительного каскада, применяемого в ионизационном вакуумметре.

В балансных каскадах предпочтительно использовать вдвоенные лампы (6Н8, 6Н9, 6Н15 и т. д.), так как характеристики двух триодов (значения напряжений u_d и u'_d , тепловая инерция катодов и т. д.), заключенных в один баллон, как правило, оказываются более близкими, чем у отдельных ламп.

Величина коэффициента усиления рассматриваемого балансного каскада ниже, чем обычного усилительного каскада на сопротивлениях, и выражается соотношением [67]:

$$K = -\mu \frac{R_n}{R_n + \left(2 + \frac{R_n}{R_a}\right) [R_i + R_k (1 + \mu)]}, \quad (3.42)$$

где R_n — сопротивление, включенное между точками a_1 и a_2 схемы (полагаем, что схема симметрична). Если схема построена с общим сопротивлением в цепи катода обеих ламп (т. е. сопротивления R_{k1}

и $R_{к2}$ в схеме на рис. 3.62а объединены в одно катодное сопротивление R_k (рис. 3.62в), то

$$K = -\mu \frac{R_n}{R_n + R_i \left(2 + \frac{R_n}{R_a} \right)}. \quad (3.43)$$

В балансной схеме с отдельными сопротивлениями в катодных цепях ламп дрейф, связанный с изменениями их параметров, не снижается, если усиленное напряжение снимается с анода одной из ламп. В каскаде же с общим катодным сопротивлением дрейф в этом случае также снижается вследствие того, что лампы связаны через R_k , и напряжение u_d вызывает изменение анодного тока не только своей, но и второй лампы каскада. Последнее приводит к дополнительному изменению падения напряжения на R_k , частично компенсирующему u_d .

При малой величине сопротивления R_n усиление напряжения балансного каскада падает и сильно уменьшается его динамический диапазон. Поэтому при низкоомной нагрузке усилителя может оказаться полезным балансный катодный повторитель (рис. 3.62г). Коэффициент усиления напряжения такого каскада [67]:

$$K = \mu \frac{R_n}{(\mu + 1) R_n + R_i \left(2 + \frac{R_n}{R_k} \right)}. \quad (3.44)$$

Выражения для коэффициента усиления тока рассматриваемых балансных каскадов легко получить, заменяя в числителях приведенных выражений R_n на $R_{вк}$ (поскольку $K_T = \frac{R_{вк}}{R_n} K$).

Простым примером применения балансных каскадов для усиления слабого постоянного тока может служить однокаскадный усилитель в ионизационном вакууметре (рис. 3.63) [68]. Сетка левого триода лампы 6Н7 соединена с коллекторным электродом манометрической лампы (ЛМ-2), находящимся под отрицательным потенциалом по отношению к ее катоду. Имеющаяся в манометрической лампе сетка поддерживается при положительном потенциале порядка 200 в и служит для ускорения электронов, эмиттированных катодом. Электроны ионизуют газ на своем пути, и положительные ионы улавливаются коллекторным электродом. По величине ионного тока (при фиксированном токе эмиссии) можно судить о давлении газа в вакуумной установке, к которой припаяна манометрическая лампа.

Коэффициент усиления тока приведенной схемы около 1000 при сопротивлении в цепи сетки 1 мом. Она позволяет измерять ток порядка 10^{-8} а. Стабильность балансного каскада такова, что при питании от простого выпрямителя с фильтром (сопротивление 4 ком и два электролитических конденсатора по 10 мкф) нулевой отсчет поддерживается неизменным с точностью, вполне достаточной для

измерений. В схеме предусмотрена возможность установки нуля (сопротивления по 70 ом в катодной цепи лампы), а также грубая и плавная регулировка чувствительности. Первая осуществляется изменением величины сопротивления в сеточной цепи лампы, а вторая — изменением сопротивления шунта измерительного прибора. Схема может быть использована в качестве простого лабораторного прибора для измерения в высокоомных цепях постоянного тока порядка 10^{-8} а или больше. Если измерения должны быть длительными и периодическая проверка нуля невозможна или нежелательна, выпрямитель должен быть усложнен введением схемы стабилизации напряжения питания. Многокаскадные балансные схемы широко применяются в экспериментальной работе [64].

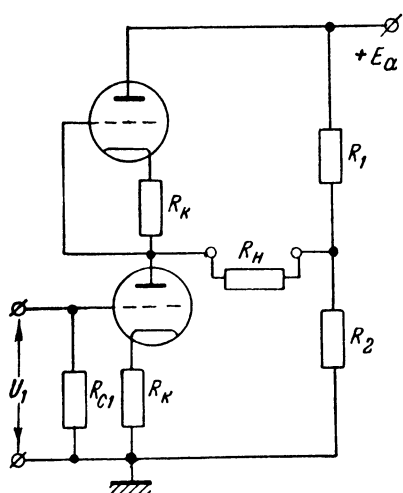


Рис. 3.64. Схема последовательного баланса.

Помимо схем параллельного баланса, в усилителях с непосредственной связью используются так называемые схемы последовательного баланса. Они также строятся на двух лампах, которые вместе с двумя сопротивлениями, включенными между отрицательным и положительным полюсами источника питания, образуют мост. Но, в отличие от схемы параллельного баланса, которую можно рассматривать как мостовую схему с лампами в двух ветвях, в схеме последовательного баланса лампы включены в два плеча, входящих в одну ветвь моста (рис. 3.64).

При идентичных лампах и симметричной схеме ($R_{K1} = R_{K2} = R_K$ и $R_1 = R_2 = R$) коэффициент усиления напряжения каскада [67]

$$K = \mu \frac{R_H}{2R_H + R_i + R_K(\mu + 1) + R}. \quad (3.45)$$

Практически имеющие место различия в характеристиках ламп могут потребовать специальной балансировки каскада, подобной описанной для схемы параллельного баланса. Такая балансировка осуществляется экспериментальным подбором величин сопротивлений в катодах ламп (R_{K1} и R_{K2}) и сопротивлений R_1 и R_2 .

На рис. 3.65 изображена схема простого фотометрического устройства с применением каскада последовательного баланса. Эта схема рассчитана на питание от сети переменного тока без выпрямителя. При использовании фотоэлемента с чувствительностью в несколько десят-

ков микроампер на люмен полное отклонение стрелки прибора соответствует потоку $0,1 \text{ лм}$, падающему на фотокатод фотоэлемента.

На рис. 3.66 приведена схема усилителя постоянного напряжения, предназначенная для работы с осциллографической трубкой [66]. Триоды L_1 и L_2 включены по схеме последовательного баланса, а триоды L_3 и L_4 — по схеме параллельного баланса. Усилитель имеет несимметричный вход и симметричный выход. Первое удобно, если один полюс источника сигналов заземлен, а второе необходимо для правильной работы осциллографической трубки.

Переменное сопротивление в катode первой лампы позволяет установить такой режим первого каскада, при котором схема мало чувствительна к изменениям напряжений питания. При питании от регулируемой схемы от нестабилизированного выпрямителя колебания напряжения в сети на $\pm 10\%$ вызывают смещение пятна на экране трубки, эквивалентное действию на входе сигнала 10 мв . Изменяя потенциал сетки L_4 , можно смещать начальное положение пятна на экране трубки.

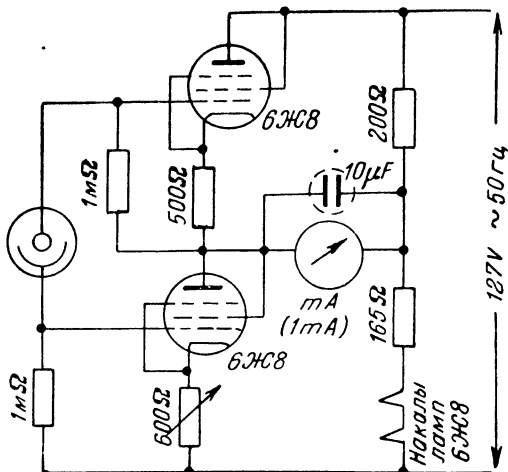


Рис. 3.65. Схема фотометрического устройства с применением каскада последовательного баланса.

Коэффициент усиления схемы около 1000, полоса пропускания 20 кгц .

По аналогичной схеме построена усилительная часть лампового милливольтметра, изображенная на рис. 3.67. Переменное сопротивление в катode второй лампы позволяет сбалансировать первый каскад, а изменение напряжения на сетке лампы L_4 — установить перед измерениями выходной прибор на нуль. Второй каскад, в отличие от схемы рис. 3.66, представляет собой балансный катодный повторитель. Такая схема выбрана потому, что сопротивление подвижной катушки миллиамперметра магнитоэлектрической системы, включенного на выходе, относительно невелико. Усилитель должен питаться от стабилизированного источника. Чувствительность прибора около 50 мв на всю шкалу. Это соответствует току 10^{-8} а при сопротивлении на входе, равном 5 мегом . Изменение этого сопротивления позволяет изменять токовую чувствительность прибора.

Помимо балансных каскадов, в усилителях постоянного тока и напряжения часто применяют так называемые каскады с катодной

(обычно используются двоянные лампы) приводит к появлению напряжений u_d и u'_d одной полярности, которые могут быть объединены в одно напряжение $u_{лк}$, определяющее нестабильность схемы. Изменение потенциала сетки первой (усилительной) лампы складывается из величины $u_{лк}$ и падения напряжения на $R_k = R_1 + R_2$, связанного с изменением величины катодного тока обеих ламп ΔI_k :

$$u_{c1} = u_{лк} + \Delta I_k (R_1 + R_2).$$

Найдем условие, при котором $u_{c1} = 0$ и, следовательно, напряжение на выходе каскада остается неизменным при изменении тока накала. При этом, очевидно, $I_{a1} = \text{const}$ и $\Delta I_k = \Delta I_{a2}$, т. е. изменение общего

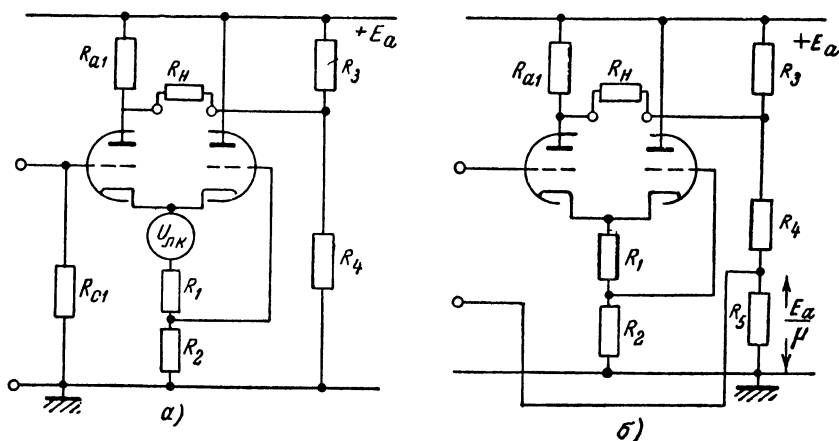


Рис. 3.68. Схемы каскадов с катодной компенсацией.

катодного тока совпадает с изменением анодного тока второй (компенсационной) лампы каскада. Последнее легко найти, если заметить, что вторая лампа работает с анодно-катодной нагрузкой, причем роль первой играет R_2 , а второй R_1 . Обращаясь к выражению (2.69) и замечая, что напряжение $u_{лк}$ является „сигналом“, действующим в катод лампы, получим, что коэффициент усиления второй лампы

$$K = - \frac{\Delta I_{a2} R_2}{u_{лк}} = \frac{(\mu + 1) R_2}{R_2 + R_i + (\mu + 1) R_1}.$$

Следовательно,

$$\Delta I_{a2} = - \frac{(\mu + 1) u_{лк}}{R_2 + R_i + (\mu + 1) R_1}$$

и условие независимости выходного напряжения от тока накала.

$$u_{c1} = u_{лк} - \frac{(\mu + 1) (R_1 + R_2) u_{лк}}{R_2 + R_i + (\mu + 1) R_1} = 0$$

выполняется при

$$R_i = \mu R_2,$$

т. е.

$$R_2 = \frac{1}{S}. \quad (3.46)$$

Величина сопротивления R_1 выбирается из соображений получения необходимого смещения на сетке компенсационной лампы.

На рис. 3.69 приведены графики, иллюстрирующие зависимость эквивалентного входного напряжения дрейфа от напряжения накала лампы, работающей в обычном каскаде (кривая 1), и в каскаде с катодной компенсацией (кривая 2). Они показывают, что в ограниченной области изменения напряжения

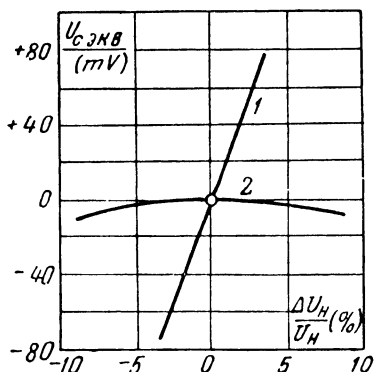


Рис. 3.69. Графики, иллюстрирующие зависимость эквивалентного входного напряжения дрейфа от напряжения накала лампы, работающей без катодной компенсации (а) и с катодной компенсацией (б).

области изменения напряжения (тока) накала введение в каскад катодной компенсации позволяет уменьшить дрейф в несколько десятков раз. Дрейф, связанный с изменением напряжения источника питания анодных цепей лампы, в этой схеме не снижается. Он может быть уменьшен, например, путем введения в цепь сетки усилительной лампы части анодного напряжения, равного $\frac{E_a}{\mu}$. Для этого достаточно напряжение сигнала подавать не между сеткой и нулевым проводом, а между сеткой и соответствующим отводом от потенциометра, включенного параллельно источнику питания (рис. 3.68б). Другой метод заключается в постройке балансных усилителей из каскадов с катодной компенсацией [70].

Если сопротивление R_2 в каскаде с катодной компенсацией сделать равным нулю и перейти таким образом к обычному каскаду с катодной связью, то повышенная стабильность к изменению тока накала частично сохранится, так как изменение анодного тока второй лампы будет частично компенсировать напряжение $u_{лк}$. Формально это следует из выражения для $u_{с1}$, написанного выше — при $R_2 = 0$

$$u_{с1} = u_{лк} - \frac{(1 + \mu) R_1 u_{лк}}{R_i + (\mu + 1) R_1},$$
 т. е. напряжение на сетке усилительной лампы оказывается уменьшенным вследствие изменения анодного тока компенсационной лампы. Если $(\mu + 1) R_1 \gg R_i$, то $u_{с1} \approx 0$, т. е., иначе говоря, стабильность катодно-связанного каскада при большом сопротивлении в катode приблизительно такова же, как каскада с катодной компенсацией. Поэтому катодную компенсацию рационально

вводить в первый каскад усилителя, в котором сопротивление R_k должно быть невелико. Во всех же прочих каскадах переход от катодно-связанного каскада к каскаду с катодной компенсацией практически не изменяет стабильности работы схемы.

Применение описанных приемов повышения стабильности позволяет строить такие усилители с непосредственной связью с большим коэффициентом усиления, в которых дрейф за длительный промежуток времени приближается к колебаниям, связанным с флюктуационными процессами в схеме.

3. Применение отрицательной обратной связи в усилителях с непосредственной связью. В технике физического эксперимента усилители широко применяются для усиления слабых сигналов от высокоомных источников. В таких усилителях обычно применяют глубокую отрицательную обратную связь, что позволяет уменьшить постоянную времени входной цепи усилителя и расширить его динамический диапазон. Дрейф нулевого отсчета при введении отрицательной обратной связи, охватывающей усилитель постоянного тока или напряжения, уменьшается, но во столько же раз снижается чувствительность схемы. Это непосредственно вытекает из того, что дрейф нулевого отсчета эквивалентен действию на входе усилителя медленно изменяющегося по величине сигнала. Дрейф, связанный с процессами на входе схемы, играет наибольшую роль, так как он усиливается всеми каскадами схемы. Поэтому уменьшение дрейфа при введении отрицательной обратной связи означает уменьшение чувствительности схемы к действию входного сигнала, эквивалентного дрейфу, а это, в свою очередь, означает такое же уменьшение чувствительности для полезных сигналов. Следовательно, введение отрицательной обратной связи не увеличивает чувствительность схемы, если она ограничена дрейфом нулевого отсчета. Правда, снижение времени, необходимого для измерений, может привести к тому, что погрешности, связанные с дрейфом, окажутся меньшими.

Если $K \gg 1$ и $\beta = 1$, т. е. все напряжение с выхода подается на вход с обратной полярностью (рис. 3.70), то

$$K_f = \frac{U_2}{U_1} = \frac{K}{1 + K\beta} \approx 1, \quad (3.47)$$

т. е. величина напряжения на выходе приблизительно равна величине напряжения, действующего на входе. Поскольку при этом

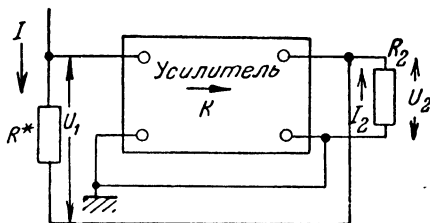


Рис. 3.70. К рассмотрению отрицательной обратной связи в усилителях с непосредственной связью.

сопротивление R_2 много меньше чем R^* , схему часто называют трансформатором сопротивления. Применяя ее, можно перейти от измерения падения напряжения на высокоомном сопротивлении к измерению падения напряжения на небольшом сопротивлении R_2 , что может быть сделано с помощью сравнительно низкоомного прибора.

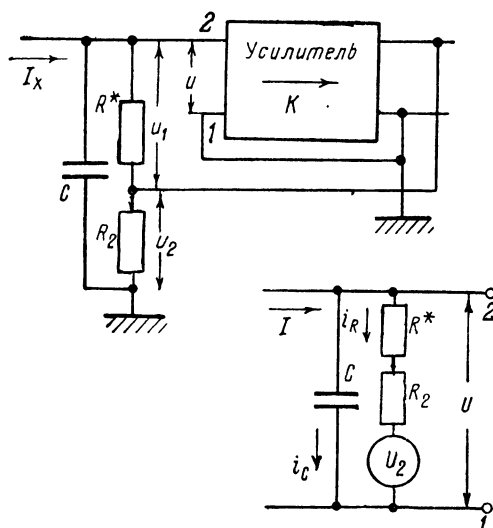


Рис. 3.71. Усилитель со стопроцентной отрицательной обратной связью и эквивалентная схема его входа.

Так как $U_1 = IR^*$, а $U_2 = I_2 R_2$, то коэффициент усиления тока усилителя с глубокой отрицательной обратной связью

$$K_{Tf} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{R^*}{R_2}. \quad (3.48)$$

Следовательно, применяя такой усилитель, можно заменить измерение слабого тока, протекающего по сопротивлению R^* , измерением значительно большего тока на его выходе.

Наиболее ценным свойством отрицательной обратной связи с точки зрения использования ее в усилителях с непосредственной связью является понижение постоянной

времени входа схемы. Для того чтобы убедиться в том, что такой эффект имеет место, рассмотрим, как нарастает напряжение на входе схемы при внезапном включении постоянного тока I . На рис. 3.71 изображены усилитель со стопроцентной отрицательной обратной связью и эквивалентная схема его входа (предполагается, что усилитель построен так, что полярность напряжения u_2 обратна полярности напряжения u_1). Емкость C представляет собой сумму емкости входной цепи и входной емкости лампы. Составляя уравнения Кирхгофа для эквивалентной схемы и принимая во внимание, что $U_2 = -KU$ и величина сопротивления R_2 обычно много меньше величины R^* , получим:

$$\frac{dI_R}{dt} + \frac{K}{R^*C} I_R = \frac{K}{R^*C} I.$$

Интегрируя это уравнение и полагая, что постоянный по величине ток I включается в момент $t = 0$, найдем:

$$u_1 = R^* I_R = R^* I \left(1 - e^{-\frac{K}{R^*C} t} \right).$$

Отсюда видно, что постоянная времени экспоненциального нарастания напряжения на входе схемы:

$$\tau_{вхf} = \frac{R^*C}{K}. \quad (3.49)$$

Так как при тех же параметрах входа, но при отсутствии отрицательной обратной связи, постоянная времени была бы $\tau_{вх} = R^*C$, то заключаем, что введение отрицательной обратной связи привело к понижению величины $\tau_{вх}$ в K раз. Это соответствует уже отмечавшемуся выше эффективному уменьшению входной емкости схемы с отрицательной обратной связью (§ 4 гл. II). Ценность этого эффекта заключается в том, что для измерения слабого тока необходимо включать на вход усилителя большое сопротивление R^* , в результате чего постоянная времени входной цепи возрастает, и измерение слабого тока занимает много времени. Применение глубокой отрицательной обратной связи позволяет уменьшить время, необходимое для измерений, и построить приборы с большой скоростью реагирования. Это бывает весьма полезно при записи спектра масс, регистрации процесса изменения светового потока, падающего на фотоэлемент, детального исследования оптических спектров и т. д.

В настоящее время предложено много различных вариантов измерительных схем с отрицательной обратной связью. Некоторые из них строятся всего на двух лампах и очень просты. Пример схемы такого типа приведен на рис. 3.72 [71]. Анодный ток второй лампы делится на две части, причем одна его часть протекает через сопротивление R_3 , а вторая — через цепь, состоящую из микроамперметра, батареи E_k и сопротивления R_2 . Параметры схемы выбраны таким образом, что при $I=0$ ток, текущий через микроамперметр, равен нулю (т. е. $I_{a2}R_3 = E_k$). При этом потенциал сетки второй лампы ниже потенциала ее катода на величину U_{c02} (т. е. напряжение E_k превосходит значение $E_a - I_{a1}R_{a1}$ на величину U_{c02}). Поэтому, несмотря на то, что анод первой лампы непосредственно соединен с сеткой

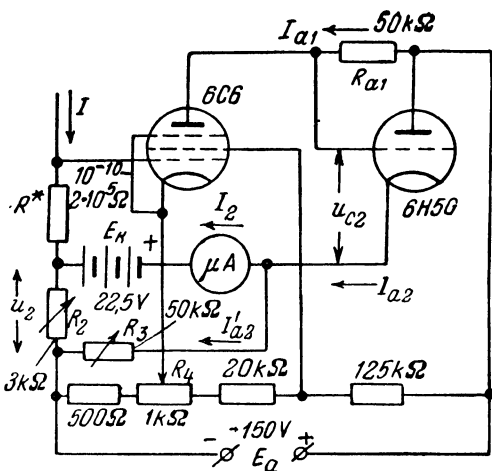


Рис. 3.72. Двухламповая схема измерительного усилителя со стопроцентной отрицательной обратной связью.

второй, анодный ток последней невелик. Этот режим схемы устанавливается с помощью потенциометра R_4 . Перед измерениями (при $I=0$), изменяя величину сопротивления R_3 , устанавливают микроамперметр на нуль.

При протекании тока I на сопротивлении R_2 появляется напряжение $u_2 \approx R_2(I - I_2) \approx -R_2 I_2$, и стрелка прибора отклоняется от своего начального положения.

Можно показать, что ток, регистрируемый прибором:

$$I_2 = \frac{R^*}{R_2} I.$$

Эта схема обладает всеми положительными свойствами схем со стопроцентной отрицательной обратной связью, о которых шла речь

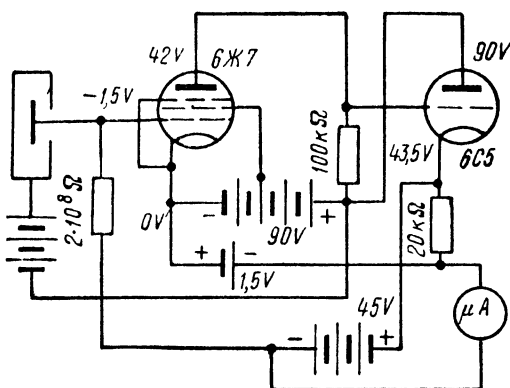


Рис. 3.73. Схема двухлампового измерительного усилителя со стопроцентной отрицательной обратной связью.

выше. Вследствие своей простоты и удобства в обращении такие схемы (с теми или иными изменениями) кладутся в основу построения измерительных установок.

В качестве примера на рис. 3.73 приведена схема, предназначенная для измерения суммарного заряда, создаваемого проходящими через ионизационную камеру частицами [72]. Нетрудно убедиться, что эта схема подобна изображенной на рис. 3.72.

Ниже, при описании ламповых электрометров, приведены более сложные схемы с отрицательной обратной связью.

4. Усилители с преобразованием постоянного тока в переменный. Усилители с непосредственной связью обладают двумя существенными недостатками: нестабильностью нулевого отсчета и более высоким уровнем флюктуационного напряжения, чем усилитель переменного напряжения или тока при такой же полосе пропускания.

В связи с этим часто предпочитают переходить к усилению переменного тока или напряжения, амплитуда которого пропорциональна величине измеряемого сигнала. Этот метод дает наилучшие результаты, если преобразование сигналов может быть сделано до подачи их на вход измерительного устройства. Так, например, при регистрации излучения с помощью фотоэлемента или болометра для этого достаточно периодически прерывать излучение, падающее на прибор. Такой же эффект дает замена постоянного питания фото-

элемента или болометрического моста на переменное напряжение. Если преобразование постоянного сигнала в переменный вне усилителя затруднительно, то может быть использован усилитель — преобразователь, содержащий специальное преобразующее устройство. Это может быть механический прерыватель на входе усилителя или специальный каскад, построенный на электронных лампах или полупроводниковых диодах. После преобразования постоянного напряжения (или тока) в переменное напряжение, последнее усиливается в нужное число раз, выпрямляется и подается на измерительный прибор (гальванометр, микро- или миллиамперметр, самописец и т. п.).

Усилительные устройства с преобразованием постоянных сигналов в переменные позволяют измерять напряжения порядка долей

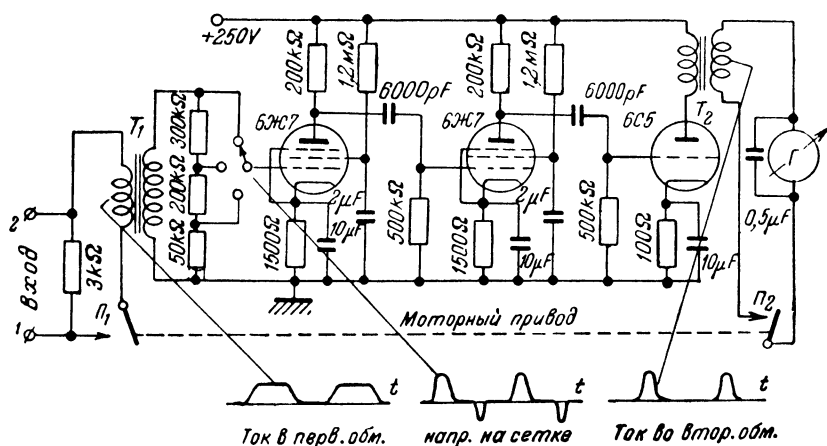


Рис. 3.74. Схема усилителя постоянного напряжения с синхронным размыканием входной и выходной цепей.

микровольта с источниками сигналов, обладающими малым внутренним сопротивлением, и слабые токи до 10^{-17} а при высокоомных источниках [73]. Построение самой усилительной схемы сильно упрощается по сравнению с постройкой чувствительной схемы с непосредственной связью, но значительные трудности встречаются при конструировании и изготовлении стабильно работающих преобразовательных устройств. По этой причине такие устройства до настоящего времени применяются реже, чем усилители постоянного тока.

Приведенная на рис. 3.74 схема иллюстрирует построение усилителя с прерывателем на входе и синхронно работающим с ним прерывателем на выходе, служащим для выпрямления сигналов [74]. Измеряемый сигнал подводится к клеммам 1 и 2. К концам сопротивления, присоединенного к этим клеммам, периодически подключается первичная обмотка трансформатора T_1 (прерыватель Π_1

протекающим по его обмотке. Полученное переменное напряжение усиливается трехкаскадным усилителем на сопротивлениях (построенным на лампах 6Ж8) и подается на сетку триода 6С5, в анодной цепи которого включен трансформатор T_1 . Вторичная обмотка последнего замкнута на мост, составленный из двух конденсаторов и двух переменных сопротивлений. Изменение величин этих сопротивлений дает возможность управлять фазой переменного напряжения, снимаемого с диагонали моста. Последний каскад построен на двойном триоде (6Н7), причем в цепь сеток ламп включена вторичная обмотка трансформатора T_2 , питаемого переменным напряжением от специального генератора (этот же генератор управляет входным реле), и диагональ фазовращающего моста. Если выходной каскад совершенно симметричен и напряжение на вторичной обмотке трансформатора T_1 равно нулю, то постоянная составляющая тока в цепи микроамперметра на выходе усилителя также равна нулю. Действие напряжения сигнала приводит к тому, что в течение одного полупериода напряжения на вторичной обмотке трансформатора T_2 анодный ток, протекающий в одном из триодов лампы 6Н7, превышает анодный ток, протекающий в течение следующего полупериода в анодной цепи второго триода этой лампы. В результате этого через микроамперметр протекает постоянный ток, причем его величина наибольшая, если фаза напряжения сигнала совпадает с фазой напряжения, снимаемого со вторичной обмотки трансформатора T_2 . Получить такое соотношение фаз и дает возможность фазовращающий мост.

Потенциометр в анодной цепи лампы 6Н7 служит для балансирования выходного каскада. Усиление схемы регулируется с помощью потенциометра в сеточной цепи третьей лампы схемы. Для того чтобы можно было определить, какой из спаев дифференциальной термопары находится при более высокой температуре (т. е. определить знак э. д. с.), на вход усилителя может быть подано небольшое напряжение того или иного знака. Емкость 0,02 мкф, включенная параллельно сопротивлению утечки сетки второй лампы, сужает полосу пропускания усилителя со стороны высоких частот. Частота генератора, питающего выходной каскад и реле, выбирается такой, чтобы сетевые наводки не мешали работе. В описываемом усилителе для этой цели использовался RC-генератор (см. гл. IV, § 2), имеющий частоту 68 гц. Уровень шума, дрейф и нестабильность нулевого отсчета усилителя — порядка одного микровольта.

Возможность повышения чувствительности схемы усилителя с прерывателем на входе ограничивают помехи, связанные с наличием контактной разности потенциалов во входном прерывателе, вибрациями и помехами, даваемыми моторчиком или электромагнитами, приводящими в действие прерыватели, и т. д. Поэтому еще больше повысить чувствительность устройств с прерыванием сигналов можно только при чрезвычайно тщательном изготовлении прерывателей. Они

конструируются таким образом, чтобы избежать нагревания, появления вибраций, тщательно экранируются, помещаются в термостаты; специально обращается внимание на то, чтобы во входной цепи усилителя не возникала термо-э. д. с. и т. д. В некоторых конструкциях применяются мембранные прерыватели, напоминающие по конструкции электродинамические репродукторы [76], магнитные преобразователи [77] и т. д. Подробное рассмотрение конструкций прерывателей мы оставим в стороне. Применение электронных схем преобразования постоянных сигналов в переменные дает возможность избежать необходимости введения в усилитель прерывателя и связанных с этим трудностей. Принцип построения таких устройств поясняет блок-схема, приведенная на рис. 3.76. Вспомогательный генератор, входящий в состав устройства, возбуждает переменное напря-

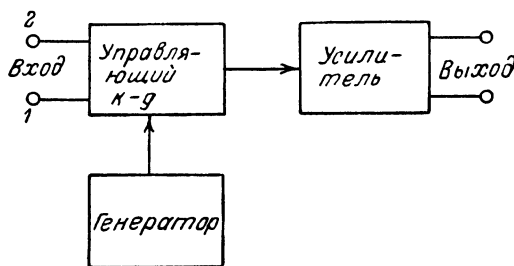


Рис. 3.76. Блок-схема усилителя постоянного тока или напряжения с несущей частотой.

жение фиксированной частоты, которое через специальный управляющий каскад поступает на вход усилителя переменного напряжения. Амплитуда переменного напряжения на выходе управляющего каскада, т. е. на входе усилителя, равна нулю, если между клеммами 1 и 2 схемы нет постоянной разности потенциалов. Появление такой разности потенциалов (например, вследствие протекания постоянного тока по сопротивлению R^* , включенному между клеммами 1 и 2) приводит к появлению на выходе управляющего каскада переменного напряжения, которое после усиления поступает на выход всего устройства. Если в схеме нет нелинейных искажений, то амплитуда напряжения на выходе пропорциональна величине постоянного напряжения, действующего между входными клеммами управляющего каскада.

Таким образом, роль усиливаемого постоянного напряжения сводится к управлению амплитудой переменного напряжения, которое возбуждается и усиливается в соответствующих каскадах схемы. Управление амплитудой колебаний носит название амплитудной модуляции, а частота колебаний, амплитуда которых модулируется, называется несущей частотой. Поэтому описываемые устройства называют усилителями постоянного тока с несущей частотой.

Для того чтобы на выход усилителя с несущей частотой можно было бы включить прибор постоянного тока, в схему вводится дополнительный каскад, представляющий собой выпрямитель. Тогда при действии между клеммами 1 и 2 схемы постоянного напряжения на выходе появляется также постоянное усиленное напряжение.

На рис. 3.77 приведена одна из возможных схем управляющего каскада [78]. Она построена на двух пентагридах 6А5 (6Л7), работающих на общую нагрузку R_a . На вторые управляющие сетки обеих ламп подается переменное напряжение от генератора (его частота чаще всего выбирается порядка нескольких единиц или десятков килогерц). Если схема совершенно симметрична, то при условии,

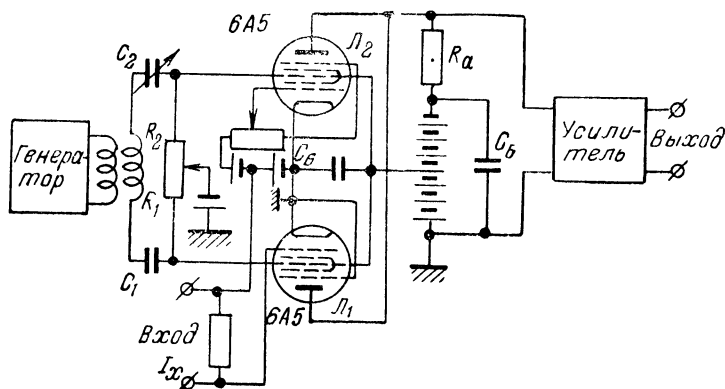


Рис. 3.77. Пример схемы управляющего каскада усилителя постоянного тока с несущей частотой.

что $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, переменное напряжение, действующее на вторых управляющих сетках обеих ламп, имеет равные амплитуды, но изменяется в противофазе. Если, далее, параметры обеих ламп совершенно одинаковы, то при равных потенциалах их первых управляющих сеток в анодных цепях протекают одинаковые по амплитуде и противоположные по фазе переменные токи. Поэтому амплитуда переменного напряжения на сопротивлении R_a равна нулю. Изменение потенциала управляющей сетки лампы $Л_1$ сопровождается соответствующим изменением амплитуды переменного анодного тока этой лампы. В результате этого на сопротивлении R_a появляется переменное напряжение.

Практически паразитные параметры обеих ветвей схемы и характеристики ламп оказываются несколько различными. Поэтому для балансировки схемы, т. е. для подбора такого режима, при котором на выходе усилителя нет переменного напряжения, если ток I_x равен нулю, в схеме предусмотрена возможность регулировки смещения на сетке одной из ламп и подбора амплитуды и фазы переменных

напряжений, действующих на вторых управляющих сетках обеих ламп. Последнее осуществляется изменением соотношений между величинами сопротивлений R_1 и R_2 , с одной стороны, и емкостями C_1 и C_2 , с другой.

Чувствительность управляющего каскада, собранного по приведенной схеме, такова, что сигналы большие 100 мкв могут подаваться на его вход без предварительного усиления. В противном случае необходимо вводить в усилитель с несущей частотой входной каскад усиления постоянного тока. При этом чувствительность схемы возрастает, но возрастает также и дрейф нулевого отсчета. Необходимо отметить, что и без предварительного усиления сигналов постоянного тока эти схемы обладают значительным дрейфом нулевого отсчета, поскольку преобразовательный каскад является по существу усилителем постоянного тока.

Таким образом, переход от непосредственного усиления постоянного тока к усилителям с преобразованием постоянного напряжения или тока в переменный не дает возможности избавиться от нестабильности нулевого отсчета при усилении крайне слабых сигналов. Вместе с тем такие усилители имеют преимущества, если необходимо усиливать малое напряжение, даваемое источником с небольшим внутренним сопротивлением — болометром, термопарой и т. п. (а не слабый ток от высокоомного источника, когда на вход усилителя можно включить достаточно высокоомное сопротивление и получить относительно большое напряжение). Усилители с преобразованием постоянных сигналов в переменные оказываются весьма полезными и для усиления сигналов при высокоомных источниках. Построение специально предназначенных для этого схем — динамических ламповых электрометров — описано в § 5 настоящей главы.

§ 5. Ламповые электрометры

1. Электрометрическое измерение слабого тока. В экспериментальной физике, химии, астрономии и других областях науки часто встречается необходимость измерения постоянных или медленно изменяющихся по величине крайне слабых токов или малых количеств электричества при условии, что сопротивление источника очень велико. Так, например, устройства для измерения ионного тока на коллекторе масс-спектрометра часто должны давать возможность уверенного отсчета тока порядка 10^{-15} а или меньше. Еще более слабые токи бывает необходимо регистрировать в звездных фотометрах, при изучении фотохимических реакций и т. д. В ряде тонких экспериментальных работ с применением ионизационных камер также необходимо измерять крайне слабые токи.

С помощью лучших гальванометров можно измерять ток величиной порядка 10^{-11} — 10^{-12} а. Более слабые токи измеряются косвенными методами. Один из них заключается в определении разности

потенциалов на концах сопротивления известной величины, включенного в цепь, в которой течет измеряемый ток. В другом методе измеряется разность потенциалов на обкладках конденсатора известной емкости, заряжаемого измеряемым током в течение определенного интервала времени (рис. 3.78 а и б).

Очевидно, что чувствительность первого метода (т. е. число делений на шкале прибора, отнесенное к единице тока, протекающего в цепи) тем выше, чем больше величина сопротивления R^* , на котором измеряется падение напряжения. В качестве измерительного прибора можно использовать электрометр. Чувствительность современных электрометров достигает нескольких тысяч делений на вольт, а сопротивление утечки между подвижной и неподвижной системами имеет порядок $10^{16} \div 10^{17}$ ом. Поэтому, вообще говоря, величину сопротивления R^* можно выбрать очень большой, а следовательно, окажется большой и чувствительность этого метода определения величины тока. Но чем больше величина R^* , тем большее время требуется для проведения однократного измерения. Действительно, электрометр, вместе с подводящими к нему проводами, обладает некоторой емкостью (обычно 10—20 пф). Эта емкость включена параллельно измерительному сопротивлению и вместе с ним образует RC -цепь (рис. 3.78 в). Поэтому напряжение можно считать практически установившимся, если с момента начала протекания тока прошло время порядка 5τ , где $\tau = R^*C$ — постоянная времени цепи. Следовательно, время, необходимое для измерений, пропорционально величине измерительного сопротивления.

Во втором методе измерения тока — по зарядке известной емкости, в сущности говоря, определяется количество электричества, протекшее в цепи. Величина тока находится путем измерения времени, в течение которого напряжение на емкости изменилось на ту или иную величину. Очевидно, что чем меньше эта емкость, тем меньший по величине ток может быть измерен при затрате одного и того же времени. При определении величины емкости, заряжаемой измерительным током, необходимо учитывать собственную емкость измерительного прибора и емкость проводов, соединяющих его с конденсатором C^* . Если конденсатор C^* в схему не включать, то измеряемый ток будет заряжать емкость прибора.

Сопротивление прибора так же, как и в первом методе, играет существенную роль и желательно, чтобы оно было велико. Это сопротивление вместе с емкостью C^* , роль которой может играть

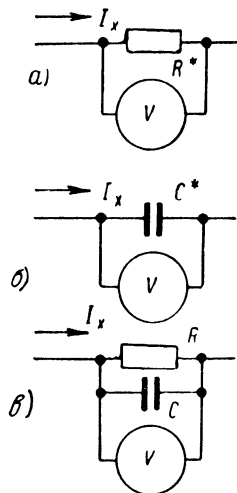


Рис. 3.78. Измерение слабого тока по падению напряжения на активном сопротивлении и по зарядке емкости.

собственная емкость прибора, образует RC -цепь, напряжение на концах которой и измеряется прибором. Однако в отличие от измерения тока по падению напряжения на сопротивлении, время, в течение которого на конденсаторе накапливается заряд, должно быть много меньше постоянной времени этой цепи. В противном случае нельзя считать, что емкость заряжается полным током, текущим в цепи, так как заметная часть его будет протекать по сопротивлению утечки прибора (разумеется, если в схеме или во включаемом конденсаторе имеются дополнительные утечки, то они играют ту же роль, что и утечки прибора).

Не представляет труда убедиться в том, что при затрате достаточно большого времени любым из этих методов можно измерять очень слабые токи. Если, например, для измерения тока 10^{-15} — 10^{-16} а воспользоваться электрометром, имеющим чувствительность около 10^3 делений на вольт, то для измерений потребуется время порядка нескольких сотен секунд. Работать с электрометрами такой большой чувствительности по многим причинам неудобно. Их нулевой отсчет недостаточно стабилен, нужно часто проверять градуировку приборов, они нуждаются в установке на совершенно неподвижных консолях, требуют исключительной осторожности при работе, так как легко могут быть повреждены, и т. д. Поэтому практически не только трудно уменьшить время, необходимое для измерений, повышением чувствительности, но, наоборот, часто приходится ограничиваться чувствительностью в несколько сотен делений на вольт. Тогда время измерений оказывается очень большим. Это сильно затрудняет работу, особенно, если необходимо измерять много значений слабого тока (например, снять массовый спектр), и делает ее практически вовсе невозможной, если величина тока не остается неизменной в течение времени измерений.

Необходимо заметить, что при измерении несколько более сильных токов с помощью чувствительных гальванометров встречаются такие же трудности. Время успокоения приборов растет с увеличением их чувствительности и поэтому для измерения многих значений тока также необходимо значительное время. Между тем условия возникновения тока в цепи могут за это время успеть измениться (скажем, вследствие изменения режима ионного источника, если снимается массовый спектр), что приведет к существенным погрешностям в измерениях.

Таким образом, для измерения слабых токов, протекающих в цепях с высокоомными источниками, желательно располагать прибором, обладающим большой чувствительностью, большим собственным сопротивлением, малой емкостью, малым временем успокоения и, наконец, более простым в обращении, чем электрометры с большой чувствительностью.

В настоящее время имеются вполне удовлетворительные специальные измерительные схемы, построенные на электронных лампах и

имеющие ряд преимуществ перед обычными электрометрами с подвижной системой. Эти схемы получили название ламповых электрометров.

2. Электрометрические лампы. Ламповый усилитель постоянного тока дает возможность усилить измеряемый ток до величины, легко регистрируемой с помощью зеркального или стрелочного прибора с достаточно малым временем успокоения. Усилитель, пригодный для электрометрического измерения слабого тока, должен обладать большим входным сопротивлением и малым сеточным током первой лампы. Последнее необходимо для того, чтобы первая лампа схемы имела большое сопротивление между сеткой и остальными электродами, а также для снижения уровня шума, связанного с флюктуационными колебаниями сеточного тока.

Для того чтобы найти отношение $\frac{u}{\sqrt{u_{\text{ш}}^2}}$, воспользуемся выражениями (2.120) и (2.125). Полагая в них $f_1 = 0$ и $\frac{1}{2\pi f_a} \ll R^*C$ (это неравенство в ламповых электрометрах практически всегда выполняется), найдем, что флюктуационное напряжение на входе схемы будет равно:

$$\sqrt{u_{\text{ш}}^2} = \sqrt{u_{\text{шг}}^2 + u_{\text{шс}}^2} = \sqrt{\frac{kT}{C} + \frac{eI_c R^*}{2C}}$$

(C — емкость входной цепи усилителя).

Принимая во внимание, что усиливаемое полезное напряжение может быть записано в виде $u = IR^*$, получим:

$$\frac{u}{\sqrt{u_{\text{ш}}^2}} = \frac{I}{\sqrt{\frac{kT}{R^*C} + \frac{eI_c}{2} \frac{1}{R^*C}}}$$

Флюктуационное напряжение не будет мешать измерениям, если величина отношения $\frac{u}{\sqrt{u_{\text{ш}}^2}}$ превосходит некоторое определенное значение. Положим, что это значение 100, т. е. ограничим возможный флюктуационный сигнал величиной, равной 1%, от величины полезного сигнала. Тогда, очевидно, минимальный ток, который можно измерить с помощью схемы, определится соотношением:

$$I_{\min} = 100 \sqrt{\frac{kT}{R^*C} + \frac{eI_c}{2R^*C}}. \quad (3.50)$$

Из этого выражения видно, что величина тока I_{\min} тем меньше, чем больше величина измерительного сопротивления R^* , чем больше емкость входной цепи и чем меньше величина сеточного тока лампы. Выбор большого значения сопротивления R^* выгоден еще и тем, что чем больше его значение, тем меньшее число каскадов должно

быть включено в схему измерительного устройства при неизменной чувствительности прибора на его выходе. Практически оно должно быть в несколько десятков или сотен раз меньшим, чем сопротивление утечки между сеткой и остальными электродами. У ламп с выводом сетки на купол колбы это сопротивление утечки не меньше $10^{12} - 10^{13}$ ом и поэтому величину сопротивления R^* вполне можно выбрать порядка 10^{10} ом.

Величина сеточного тока у обычных усилительных ламп — порядка $10^{-8} - 10^{-9}$ а и в редких случаях имеет значение 10^{-10} а. При таких значениях тока I_c первым слагаемым под корнем в выражении (3.50) можно пренебречь, если величина сопротивления превосходит несколько десятков мегом [см. выражение (2.128)], и значение минимального измеримого тока можно определить по формуле:¹

$$I_{\min} = \frac{100}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{e I_c}{R^* C}}. \quad (3.51)$$

Полагая $R^* = 10^{10}$ ом, $I_c = 10^{-9}$ а и $C = 10$ пф, получим $I_{\min} = 10^{-12}$ а (возникающее на сопротивлении R^* падение напряжения, обусловленное протеканием тока I_c , может быть скомпенсировано специальной батареей смещения). Это значение тока отнюдь не является предельным.

Действительно, достаточно, например, взять $C = 10^3$ пф для того, чтобы получить возможность измерять ток $I_{\min} = 10^{-13}$ а, а включив на вход усилителя емкость $C = 10^5$ пф, можно измерить ток $I_{\min} = 10^{-14}$ а. Разумеется, при этом сопротивление утечки конденсатора должно быть больше 10^{10} ом. Приведенный подсчет следует рассматривать лишь как иллюстративный, но он показывает, что, применяя обычную усилительную лампу, можно, по крайней мере принципиально, измерить крайне малый ток. При этом по мере перехода к измерению все более слабого тока растет время, необходимое для однократного измерения. Действительно, постоянная времени входной цепи схемы $\tau = 0,1$ сек. при значении $C = 10$ пф, $\tau = 10$ сек. при $C = 10^3$ пф и, наконец, $\tau = 10^3$ сек. при $C = 10^5$ пф. Следовательно, в первом случае для того, чтобы режим на входе схемы можно было бы считать практически установившимся, надо время порядка 0,5 сек., а при измерении тока порядка 10^{-14} а — время около 1,4 час.

Уже из этих простых соображений следует, что применение обычных усилительных ламп практически не дает возможности

¹ Практически наблюдаемый уровень шума в усилителях постоянного тока и напряжения обычно в несколько раз превосходит вычисленный на основании соотношений (2.120) и (2.125), в которых не учитывается мерцание катода лампы и ряд других источников внутриламповых шумов. Поэтому выражение (3.51) дает значение I_{\min} , превосходящее на самом деле уровень помех в число раз, меньшее 100.

измерить очень слабые токи вследствие резкого возрастания времени, необходимого для проведения измерений при уменьшении величины тока.

Характер зависимости сеточного тока обычных усилительных ламп от потенциалов их сетки и анода иллюстрируют графики, приведенные на рис. 3.79, относящиеся к пентоду типа AF7 [79]. Отличие вида этих характеристик от приводившихся ранее (см. § 4 гл. I) связано только с изменением масштаба по оси токов.

Специальные исследования причин появления сеточного тока ламп привели к заключению, что он состоит из нескольких компонент.

Во-первых, при работе лампы на ее сетку попадает некоторое количество электронов, образующих „положительный“ сеточный ток (положительным считаем ток, совпадающий по направлению с электронным). Этот ток уменьшается по мере возрастания отрицательного смещения на сетке.

Во-вторых, несмотря на хороший вакуум, в лампе всегда имеются положительные ионы, образованные в результате ионизации молекул газа электронами. Эти ионы, попадая на сетку лампы, образуют „отрицательный“ сеточный ток. Для характеристики лампы с точки зрения происходящей в ней ионизации газа вводят „вакуумный коэффициент“:

$$\sigma = \frac{i_{c(+)}}{i_a},$$

где $i_{c(+)}$ — сеточный ток положительных газовых ионов.

Величина σ остается постоянной в небольших пределах изменения потенциала сетки.

В связи с этим зависимость сеточного тока газовых ионов от потенциала сетки лампы подобна зависимости $i_a = f(u_c)$, но абсолютные значения тока меньше, а знак его — обратный.

В-третьих, имеется электронная эмиссия с самой сетки. Она слается из термоэмиссии вследствие нагревания сетки излучением катода и из фотоэмиссии. Последняя обусловлена действием света, проникающего в лампу извне, света, излучаемого катодом, действием мягких рентгеновых лучей, испускаемых анодом при торможении в нем достигших его электронов, и наконец, фотонами, излучаемыми теми молекулами газа в лампе, которые возбуждаются электронами при их

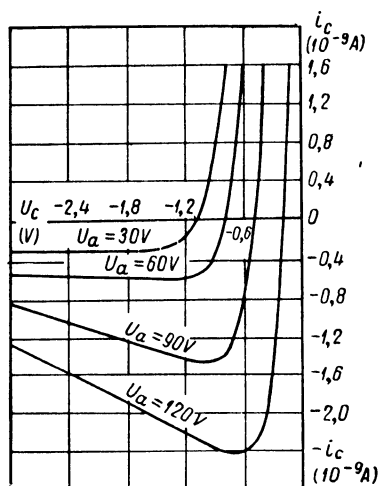


Рис. 3.79. Характеристики сеточного тока усилительного пентода.

движении от катода к аноду. Электронная эмиссия с сетки создает дополнительный отрицательный сеточный ток, величина которого мало меняется с изменением напряжения u_c .

Наконец, эмиссия катода лампы не чисто электронная — наряду с электронами эмитируются также положительные ионы (катод распыляется). Эти положительные ионы, захватываемые сеткой, образуют еще одну компоненту отрицательного сеточного тока.

Разработка электрометрических ламп преследовала цель уменьшить все эти компоненты сеточного тока и увеличить сопротивление утечки между вводами сетки и всех остальных электродов [80].

Сопротивление утечки повышается путем вывода сетки через купол колбы лампы и крепления ее внутри лампы на специальных кварцевых или стеклянных изоляторах. Для повышения сопротивления внешней поверхности стекла баллон лампы тщательно промывают, сушат и покрывают специальными кремнеорганическими соединениями или горячим парафином.

Кроме того, лампа обычно снабжается охранным кольцом, помещенным вблизи от ее цоколя (кольцо наносится аквадагом или лампа оборачивается мягким проводом или фольгой). Это охрannое кольцо поддерживается при потенциале, равном среднему рабочему потенциалу сетки лампы.

Для уменьшения термоэлектронной эмиссии с сетки (она в специальных электрометрических лампах практически полностью отсутствует) применяются катоды, работающие при сравнительно низкой температуре. Чаще всего в электрометрических лампах применяются торированные катоды. В последнее время используются специальные оксидные катоды, рабочая температура которых еще ниже, чем торированных. При длительной работе лампы с оксидным катодом сетка лампы покрывается тонким слоем активного вещества с катода, и фотоактивность сетки повышается. Но благодаря низкой температуре катода спектр его излучения лежит за пределами красной границы фотоэффекта такой активированной поверхности металла сетки. В случае торированного катода активность сетки всегда достаточно мала и поэтому фотоэффект с сетки электрометрической лампы за счет излучения катода обычно не имеет места. Для того же, чтобы гарантировать отсутствие фотоэффекта, обусловленного попаданием в лампу дневного света или света искусственных источников, имеющих в лаборатории, электрометрические лампы, работающие в схемах, тщательно затеняются.

Анодное напряжение электрометрических ламп обычно выбирают в пределах от 5 до 7 в и иногда до 10 в. Причина этого заключается в том, что сеточный ток, обусловленный возбуждением электронами эмиссии молекул остаточного газа в лампе и испусканием рентгеновых лучей анодом при торможении в нем электронов, практически исчезает только в том случае, если анодное напряжение лампы меньше 6—7 в. Это иллюстрируют графики, приведенные на

рис. 3.80 и представляющие зависимость сеточного тока одной из электрометрических ламп от потенциала ее сетки при разных значениях напряжения u_a . Нарастание отрицательного сеточного тока с уменьшением абсолютного значения напряжения u_c , наблюдающееся при потенциалах анода $u_a > 6\text{ в}$, свидетельствует о том, что имеется компонента сеточного тока, приблизительно пропорциональная анодному току лампы. Кривые рис. 3.80 показывают, что эта компонента тока оказывается довольно значительной, если анодное напряжение выбрано недостаточно малым.

При малом анодном напряжении крутизна лампы оказывается очень низкой. В наиболее распространенных типах электрометрических ламп для улучшения параметров введена дополнительная сетка, расположенная между управляющей сеткой и катодом. Эта дополнительная сетка, которая часто называется защитной или катодной сеткой, поддерживается при положительном потенциале порядка нескольких вольт. Благодаря этому границы области, занимаемой облаком электронов около катода, расширяются и поверхность эффективного катода лампы приблизительно совпадает с поверхностью объема, ограниченного катодной сеткой. Такое увеличение радиуса эффективного катода лампы сопровождается

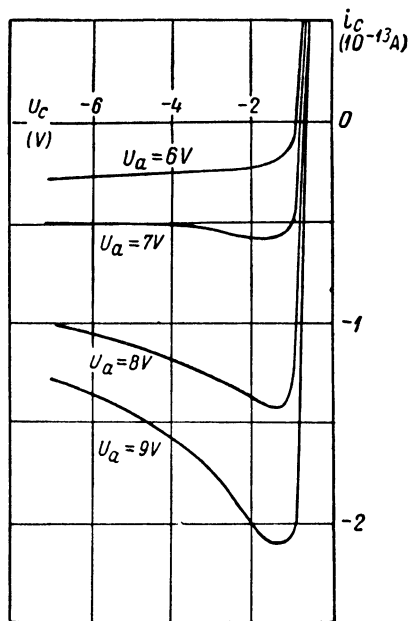


Рис. 3.80. Характеристики сеточного тока электрометрической лампы.

увеличением крутизны ее анодной характеристики. Последняя у электрометрических ламп колеблется в пределах от 20 $\mu\text{ка}$ на вольт (лампа VX-41) до нескольких сотен микроампер на вольт (например, у лампы СИ-2 $S = 300 \mu\text{ка/в}$).

Защитная сетка полезна также для уменьшения величины ионного тока управляющей сетки, обусловленного эмиссией положительных ионов с катода лампы. Ионная эмиссия с торированных катодов может быть сведена практически до нуля. В лампах с оксидным катодом она имеет место всегда. Защитная сетка, поддерживаемая при положительном потенциале, препятствует этим ионам достигать области, где расположена управляющая сетка.

В схемах лампы с защитной сеткой изображаются так же, как тетроды, с той разницей, что управляющей является вторая сетка, считая от катода.

Анодный ток у электрометрических ламп разных типов лежит в пределах от 40 *мкА* (лампы FP-54 и VX-41) до нескольких сотен микроампер (у лампы СИ-2 он порядка 500 *мкА*, а у ламп ЭМ-1 и ЭМ-2 порядка 300 *мкА*). Ток сетки объемного заряда обычно значительно больше.

Геометрия лампы такова, что величина статического коэффициента усиления μ близка к единице (у ламп ЭМ-1 и ЭМ-2, например, $\mu = 1,65$).

В результате всех принятых мер сеточный ток электрометрических ламп оказывается на несколько порядков меньшим, чем у обычных усилительных ламп, а сопротивление утечки сеточной цепи очень высоким. Так, например, электрометрические лампы, разработанные в 1937 г. ВЭИ, имели сеточный ток порядка 10^{-13} *а* и сопротивление утечки сетки — около 10^{15} *ом* [81]. Такой же или меньший сеточный ток имеют электрометрические лампы ЭМ-1 и ЭМ-2. Несколько меньший ток имеют лампы FP-54 и VX-41 — у них $I_c = 10^{-15}$ *а*.

Необходимо заметить, что, говоря о „токе сетки“ электрометрической лампы, полагают, что ее характеристика $i_c = f(u_c)$ в области отрицательных значений тока i_c имеет „плато“, т. е. область, где величина тока сравнительно мало зависит от значения напряжения u_c . Эта величина тока i_c обычно и фигурирует в данных о той или иной лампе.

Таковы основные параметры ламп, специально разработанных для постройки электрометрических схем. Для полной характеристики электрометрической лампы, правильного выбора ее режима, оценки погрешности, связанной с измерениями, и т. п., вообще говоря, нужно располагать семейством характеристик сеточного тока. Практически часто бывает достаточно ограничиться определением потенциала, соответствующего пересечению характеристикой $i_c = f(u_c)$ оси u_c , и величины тока сетки для выбранного режима. Это легко может быть сделано непосредственно в собираемой измерительной схеме.

В настоящее время имеется более 20 марок электрометрических ламп. В конструктивном отношении они могут быть разбиты на три группы. К первой группе относятся тетроды с катодной сеткой. Они получили наибольшее распространение. К числу таких ламп относятся „сдвоенные“ электрометрические лампы, представляющие собой два тетрода с катодными сетками, имеющие один общий катод (лампы типа FP-54-split, ВМ6А и др.). Их параметры приблизительно такие же, как обычных электрометрических ламп, но благодаря общему катоду они дают возможность получить в мостовых схемах меньший уровень флюктуационного напряжения и меньший дрейф нулевого отсчета, чем при постройке схемы на лампах с отдельными катодами.

Кроме электрометрических тетродов, имеются электрометрические триоды. Они не имеют катодной сетки и, как правило,

используются в мостовых схемах, построенных на двух однотипных лампах.

Наконец, к третьей группе относятся электрометрические лампы, носящие название „платионов“. Они состоят из катода и двух пластин, расположенных симметрично по обе стороны от него. Одна из этих пластин служит управляющим электродом, а вторая играет роль анода.

В последнее время платионы почти не применяются. Чаще всего электрометрические схемы строятся с применением тетродов с катодной сеткой. В табл. 3.2 приведены данные некоторых электрометрических тетродов [80].

Таблица 3.2

Тип лампы	Напряжение накала (в)	Ток накала (мА)	Анодное напряжение (в)	Смещение на управляющей сетке (в)	Напряжение на сетке объемного заряда (в)	Крутизна (мкА/в)	Статический коэффициент усиления μ	Анодный ток (мкА)	Сеточный ток (а)
СИ-2	3	110	10	—4	6	300	4,5	500	10^{-13}
ЭМ-1	3	110	10	—4	6	55	1,65	300	10^{-11}
ЭМ-2	2	80	10	—4	6	55	1,65	300	10^{-13}
ЭМ-3	3	120	6	—3	4	40	1,4	300	10^{-11}
T-113	3	100	10	—4	10	180	2,5	150	10^{-13}
T-114	2	90	6	—4	4	55	1,0	—	10^{-14}
T-115	2,8	500	12	—3	12	200	2,5	40	10^{-11}
FP-54	2,5	90	6	—4	4	25	1,0	40	$5 \cdot 10^{-13}$
VX-41	1,25	10	4,5	—3	4,5	20	1,0	250	$5 \cdot 10^{-13}$
FP-54-split (одна половина)	1,5	120	6	—4	4	25	1,0	60	10^{-11}

Вследствие сложности производства электрометрических ламп и их относительно большой стоимости, неоднократно делались попытки поставить обычные усилительные лампы в такой режим, чтобы их сеточный ток был бы малым. Однако анодное напряжение большинства таких ламп не удастся понизить настолько, чтобы величина сеточного тока приближалась к величине сеточного тока электрометрической лампы. Дело в том, что заметная часть электронов, покидающих катод, имеет энергию порядка 1—3 в. Поэтому для снижения электронного сеточного тока управляющая сетка должна поддерживаться при потенциале, меньшем чем $-2 \div -3$ в. При этом

лампа оказывается полностью запертой, даже если потенциал анода заметно превышает допустимую для электрометрических ламп величину 6—7 в.

Тем не менее, как выяснилось в результате ряда специальных исследований [82, 83, 84, 85, 86], некоторые лампы могут быть использованы как электрометрические. Наиболее удачными в этом отношении оказались пентоды-желуди 959 и 954 (другое обозначение последней лампы — 6Ж1Ж). Эти лампы с успехом могут быть использованы при построении схем для измерения тока величиной порядка 10^{-13} — 10^{-14} а. При электрометрическом включении пентода-желудя роль управляющей сетки играет пентодная сетка, на которую подается отрицательный по отношению к катоду потенциал порядка нескольких вольт. Экранная сетка используется в качестве сетки объемного заряда, и ее потенциал выбирается близким к потенциалу анода или равным ему. Наилучшим режимом работы лампы, по-видимому, следует считать такой, при котором потенциал анода и сетки объемного заряда не превышает 5—6 в. Потенциал сетки, ближайшей к катоду лампы, существенно влияет на крутизну анодной характеристики лампы, работающей в электрометрическом режиме, и обычно поддерживается порядка 0,5—1 в. Наконец, катод лампы работает при пониженной температуре, для чего напряжение накала выбирается много меньшим нормального.

Если в качестве электрометрической лампы используется жолудь с подогревным катодом 6Ж1Ж, то иногда оказывается рациональным поддерживать подогрев катода при потенциале на несколько вольт более высоком чем эмиттер. В противном случае электроны, эмиттированные подогревателем, могут вызвать появление заметного дополнительного сеточного тока.

Исследование большого числа однотипных ламп-желудей показало, что их характеристики, соответствующие работе в электрометрическом режиме, довольно сильно изменяются от экземпляра к экземпляру. Если по условиям эксперимента сеточный ток лампы не должен превышать величины порядка 10^{-14} а, то приходится производить специальный подбор наиболее подходящего экземпляра лампы. Экспериментально найдено, что наиболее удачны те экземпляры ламп, у которых при потенциалах электродов, соответствующих электрометрическому режиму, анодный ток имеет наибольшую величину. Этот признак может служить ориентировочным критерием при отборе ламп, пригодных для постройки электрометрической схемы.

Если по условиям измерений допустим сеточный ток порядка 10^{-13} а, то для построения схемы может быть использован практически любой экземпляр ламп-желудей. В этом случае потенциалы анода и катодной сетки могут быть увеличены до 7—8 в.

Наконец, если электрометрическая схема строится таким образом, что необходим относительно большой анодный ток лампы, то потенциал ее анода, так же как и потенциал сетки объемного заряда,

может быть увеличен до 10 в, а напряжение накала — до величины порядка 60% нормального. При этих условиях сеточный ток обычно остается меньшим 10^{-12} а.

У ламп-жолудей относительно велики утечки по стеклу между вводами электродов. Сопротивление утечки между сеткой, используемой в электрометрическом режиме в качестве управляющей, и остальными электродами при хорошо промытом баллоне и не слишком влажном воздухе оказывается порядка 10^{13} — 10^{14} ом. Для увеличения сопротивления утечки лучше всего, если это возможно по условиям эксперимента, лампу (вместе с сопротивлением, включенным в ее сеточную цепь) помещать в вакуум.

Исследование постоянства величины эмиссии катода и стабильности характеристик ламп-жолудей, работающих в электрометрическом режиме, показало, что лампы 959 имеют известные преимущества перед лампами 6Ж1Ж, хотя стабильность характеристик последних не слишком сильно отличается от стабильности специальных электрометрических ламп. Вообще же можно рекомендовать перед постройкой схемы тренировки лампы в течение 100—150 часов (т. е. включение на это время накала и питания на все электроды лампы). После этого характеристики лампы в дальнейшем изменяются очень мало.

В табл. 3.3 приводятся некоторые типичные режимы работы и параметры ламп 6Ж1Ж и 959 в электрометрическом режиме [84]. Эти данные соответствуют специально отобраным наиболее удачным экземплярам ламп.

Таблица 3.3

	Лампа 6Ж1Ж			Лампа 959		
Потенциал анода и сетки объемного заряда (в)	3,8	5,7	6,0	4,0	6,0	6,0
Напряжение накала (в)	2,4	3,0	4,0	0,5	0,5	1,0
Потенциал первой сетки (в)	0,5	0,5	1,0	0,5	0,5	1,0
Смещение на управляющей (пентодной) сетке (в) . . .	— 2,4	— 3,75	— 3,75	— 2,2	— 3,5	— 3,5
Анодный ток (мка) .	5,0	35	55	8	21	70
Крутизна лампы (мка/в)	10	33	65	15	20	50
Ток управляющей пентодной сетки (а) .	$6 \cdot 10^{-10}$	$2,5 \cdot 10^{-14}$	$2,5 \cdot 10^{-11}$	$1,2 \cdot 10^{-10}$	$1,7 \cdot 10^{-15}$	$1,2 \cdot 10^{-14}$

Характер зависимости величины анодного и сеточного тока лампы 6Ж1Ж при ее электрометрическом включении от потенциала сетки, играющей роль управляющей (т. е. пентодной сетки) для двух

значений напряжения на первой сетке, иллюстрируют графики, изображенные на рис. 3.81.

Из рассмотрения этих графиков видно, что характеристики лампы весьма близки по своему виду к характеристикам специальных электрометрических тетродов.

Плато сеточной характеристики лампы 6Ж1Ж в электрометрическом режиме располагается в области значений потенциала U_c меньших — 2,5 ÷ — 3,5 в.

3. Мостовые схемы ламповых электрометров. Применение в измерительной схеме электрометрической лампы, имеющей сеточный ток порядка 10^{-14} — 10^{-15} а, вместо обычной усилительной лампы позволя-

ет понизить минимально измеримую величину тока в 100—1000 раз за счет увеличения R^* без изменения постоянной времени входной цепи.

Однако предельное значение измеряемого тока определяется не только флюктуационными помехами, но также и нестабильностью (дрейфом) нулевого отсчета, свойственным вообще усилителям постоянного тока. Для его уменьшения в первую очередь должны быть применены хорошо стабилизированные источники питания. До настоящего времени в лабораторной практике для питания электрометрических схем часто пользуются не выпрямителями с электронной стабилизацией, а кислотными аккумуляторами большой емкости. Несмотря на

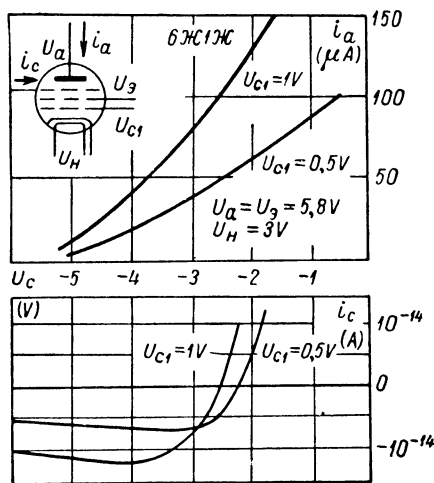


Рис. 3.81. Характеристики анодного тока и тока сетки лампы 6Ж1Ж в электрометрическом режиме.

большую стабильность таких аккумуляторов, дрейф нулевого отсчета оказывается значительным, если не применена стабильная схема электрометра.

Для того чтобы судить о том, насколько существенным может быть дрейф нуля гальванометра в простейшей одноламповой усилительной схеме вследствие разряда аккумулятора, питающего накал лампы, приведем некоторые цифры. Напряжение, даваемое кислотным аккумулятором емкостью 60 а-ч, при разрядке его током около 100 ма (приблизительно такой ток необходим для питания накала электрометрической лампы) уменьшается в течение 1 мин. примерно на 10^{-8} своей начальной величины. Скорость разрядки можно уменьшить в несколько раз, если для питания схемы взять аккумулятор большей емкости (100 а-ч) и предварительно его частично разрядить

(как известно, скорость разрядки у свежезаряженного аккумулятора несколько больше, чем у разряженного, на $25 \div 30\%$). Опыт показывает, что относительные изменения тока накала электрометрической лампы (с торированным катодом) вблизи от своего нормального значения, сопровождаются приблизительно в 10 раз более сильными относительными изменениями анодного тока (т. е. $\frac{\Delta I_a}{I_a} \cdot \frac{I_n}{\Delta I_n} \approx 10$). Поэтому можно ожидать, что изменения анодного тока в течение 1 мин. вследствие разрядки аккумуляторов питания составят 10^{-4} — 10^{-5} часть своей величины.

Если принять во внимание, что абсолютное значение анодного тока электрометрической лампы порядка 100 *мкА*, то получим, что в течение 1 мин. анодный ток будет изменяться на 10^{-8} — 10^{-9} *А*. Если в анодную цепь лампы включен (по компенсационной схеме) гальванометр, цена деления которого 10^{-9} *А*, то скорость дрейфа окажется порядка нескольких делений в минуту, что сделает работу с ламповым электрометром затруднительной.

Переход к более грубому прибору приведет к потере чувствительности схемы. Ее можно было бы восстановить увеличением измерительного сопротивления, но при этом увеличится постоянная времени измерительной схемы, т. е. будет потеряно одно из основных преимуществ лампового электрометра. Из этих соображений ясно, что для постройки лампового электрометра необходимо выбирать схему, относительно мало чувствительную к изменениям напряжения питания.

Как уже было выяснено выше (см. § 4 настоящей главы), дрейф нулевого отсчета усилителя можно значительно уменьшить, если построить балансную (мостовую) схему на двух однотипных лампах. При этом такой схемы, построенной на двух пентодах-жолудях, работающих в электрометрическом режиме, может служить схема, приведенная на рис. 3.82. Для питания ламп используются аккумуляторы, причем один из них — аккумулятор питания накала — большой емкости (60—100 *А·ч*). Введенные в схему потенциометры позволяют выбрать режимы ламп, соответствующие минимальному дрейфу (см. п. 2 § 4 настоящей главы). Схема рассчитана на измерение тока в широком диапазоне значений. Переход от одного предела измерений к другому осуществляется переключением измерительных сопротивлений в цепи сетки левой лампы. При $R^* = 10^{10}$ *ом* и цене деления гальванометра 10^{-6} *А/мм* одно деление шкалы прибора соответствует току I порядка нескольких единиц на 10^{-12} *А*. Повышению чувствительности путем включения более чувствительного гальванометра препятствует проявляющаяся при этом заметная нестабильность нулевого отсчета.

Вследствие того что параметры ламп изменяются с течением времени неодинаковым образом, регулировка мостовой схемы должна повторяться довольно часто. Флюктуации эмиссии катодов обеих

ламп в двухламповой схеме приводят к гораздо большему по величине беспорядочным колебаниям отсчета прибора, чем в простой одноламповой схеме. Наконец, чувствительность мостовой схемы на двух лампах приблизительно вдвое ниже, чем одноламповой схемы (см. выше).

В настоящее время мостовые схемы на двух отдельных электрометрических лампах (или обычных усилительных лампах в электрометрическом режиме) применяются сравнительно редко. Это связано

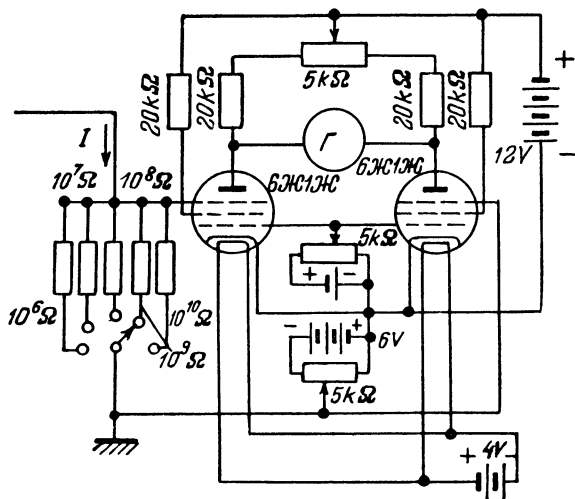


Рис. 3.82. Мостовая схема на двух лампах 6Ж1Ж, предназначенная для измерения слабого постоянного тока по падению напряжения на сопротивлении.

с тем, что оказалось возможным построить на электрометрических тетрадах одноламповые мостовые схемы, обладающие рядом преимуществ. Практические схемы двухламповых электрометров приведены в литературе [87, 88].

Некоторых из отмеченных недостатков мостовой схемы удастся избежать применением сдвоенной электрометрической лампы. Эти лампы специально были разработаны для постройки таких схемы и позволяют, в частности, несколько уменьшить беспорядочные колебания нулевого отсчета [89]. Пока сдвоенные электрометрические лампы широкого распространения не получили, главным образом, вследствие сложности их изготовления, но в дальнейшем, вероятно, будут применяться все чаще и чаще.

Из числа мостовых электрометрических схем в настоящее время наибольшее распространение имеют схемы, построенные на одном электрометрическом тетраде или какой-либо другой приемно-усилительной лампе, работающей в режиме электрометрического тетрада.

Не останавливаясь на обзоре большого количества предлагавшихся одноламповых мостовых схем [90, 91], приведем схему, хорошо зарекомендовавшую себя в лабораторной практике [92]. В этой схеме (рис. 3.83) гальванометр включен в диагональ моста, два плеча которого образуют сопротивления R_1 и R_4 , а два других плеча — сопротивления интервала анод — катод лампы R_p и интервала защитная сетка — катод лампы R_s (и R_3). Этот мост изображен на рис. 3.84. Причины, по которым можно ожидать, что схема окажется стабильной, заключаются в общих чертах в следующем. Если мост сбалансирован и величины сопротивлений R_1 и R_4 остаются с течением времени неизменными, а ток I — равным нулю, но меняется эмиссия катода, то одновременно изменяются значения токов I_a и I_s . Представляется вероятным, что можно

выбрать такой режим работы лампы, при котором относительные изменения этих токов будут одинаковы. Тогда, очевидно, баланс моста не нарушится и, следовательно, показания гальванометра останутся неизменными. При этом замечательно то, что причина, по которой может измениться ток эмиссии, несущественна — будет ли это изменение напряжения накала, старение катода или его мерцание, все равно баланс моста должен сохраняться.

Поэтому при соответствующем выборе режима схемы удастся не только снизить нестабильность нулевого отсчета, но и значительно подавить колебания нулевого отсчета около своего среднего значения.

Рис. 3.84. Схема моста, эквивалентного схеме, изображенной на рис. 3.83.

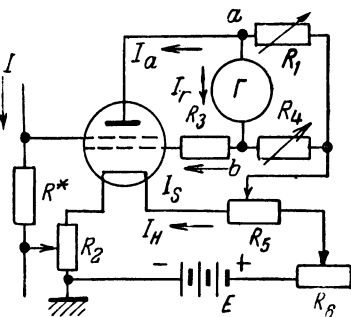
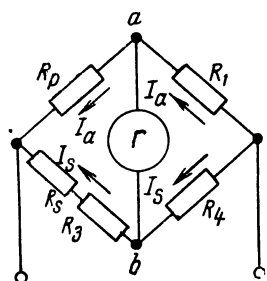


Рис. 3.83. Мостовая схема на одном электрометрическом тетреде.

Если ток, текущий через гальванометр I_g , равен нулю или остается значительно меньшим величины анодного тока лампы I_a и тока защитной сетки I_s , то разность потенциалов между точками a и b схемы (рис. 3.83 и 3.84):

$$u_a - u_b = R_4 I_s - R_1 I_a.$$

Баланс моста ($I_g = 0$) соответствует условию $u_a - u_b = 0$, т. е.

$$\frac{R_4}{R_1} = \frac{I_a}{I_s}. \quad (3.52)$$

Далее, условие независимости показаний прибора от величины тока

эмиссии I_k может быть записано так:

$$\frac{d(u_a - u_b)}{dI_k} = 0. \quad (3.53)$$

Как известно, величина тока I_k — функция температуры катода, мгновенного состояния его поверхности, времени, в течение которого катод работал (т. е. его „старости“), и т. д. Но если условие (3.53) выполняется при изменении величины I_k по какой-либо одной причине, оно будет выполняться и при изменении величины I_k по другим причинам. Поэтому, в частности, вместо (3.53) можно написать условие стабильности работы схемы в виде:

$$\frac{d(u_a - u_b)}{dI_H} = 0,$$

где I_H — ток накала лампы.

Иначе говоря:

$$\frac{dI_a}{dI_H} = \frac{R_4}{R_1} \frac{dI_S}{dI_H}. \quad (3.54)$$

Если последнее соотношение выполняется, то показания гальванометра не зависят не только от непостоянства тока накала, но вообще от изменений тока эмиссии, какими бы причинами эти изменения ни были вызваны.

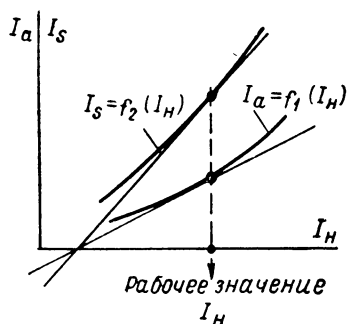


Рис. 3.85. К рассмотрению условий стабилизации нулевого отсчета в схеме лампового электрометра, изображенной на рис. 3.83.

Выражения (3.52) и (3.54) имеют простую графическую интерпретацию. Именно, они выполняются, если зависимости $I_a = f_1(I_H)$ и $I_S = f_2(I_H)$ изображаются двумя прямыми линиями, пересекающимися на оси I_H . На самом деле эти зависимости нелинейны и поэтому условия (3.52) и (3.54) могут быть выполнены лишь приближенно в области небольших изменений величины тока I_H (иначе говоря, небольших изменений величины тока I_k). Значения тока I_H , возле которого располагаются эти области, соответствуют, очевидно, тому, что касательные к

графикам $I_a = f_1(I_H)$ и $I_S = f_2(I_H)$ пересекаются на оси I_H (рис. 3.85).

Таким образом, поставить схему в режим, при котором отсутствует дрейф нулевого отсчета и его колебания вследствие непостоянства эмиссии, можно лишь при определенном значении тока накала лампы I_H . Правда, вид кривых $I_a = f_1(I_H)$ и $I_S = f_2(I_H)$ зависит от потенциалов электродов лампы. Поэтому, если окажется, что

отсутствие дрейфа соответствует значению тока I_n , сильно отличающемуся от этикетного, то можно попытаться выбрать другие величины напряжений U_{a0} и U_{s0} .

В результате этого, как правило, удается добиться выполнения условия (3.54) при нужном значении тока I_n , но при этом может оказаться, что режим работы лампы отличается от наиболее выгодного с точки зрения наибольшей чувствительности схемы, наименьшего сеточного тока и т. д.

Практически отыскание нужного режима делается следующим образом. Собрав схему (рис. 3.83), задают ток I_n , близкий к номинальному, указанному в паспорте лампы. Небольшим изменением величин сопротивлений R_1 и R_4 устанавливают гальванометр на нуль. Далее, на малой чувствительности гальванометра (он обычно снабжается переменным шунтом) варьируют значение тока I_n , изменяя величину сопротивления R_6 . Показания гальванометра должны пройти через плоский экстремум (так как зависимости $I_a = f_1(I_n)$ и $I_s = f_2(I_n)$ нелинейны, то график $I_r = f(I_n)$ возле значения I_n , соответствующего $\frac{d(u_a - u_b)}{dI_n} = 0$, подобен приве-

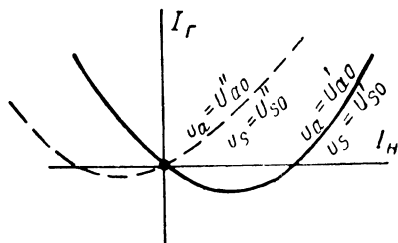


Рис. 3.86. Зависимость от величины тока накала лампы тока, текущего через гальванометр в схеме, изображенной на рис. 3.83.

денному на рис. 3.86). Как правило, значение тока I_n , соответствующее экстремуму, несколько отличается от этикетной величины. Тогда смещают движок на потенциометре R_6 , благодаря чему меняются величины напряжений U_{a0} и U_{s0} , и вновь повторяют поиски экстремума. Эта процедура повторяется до тех пор, пока значение I_n , соответствующее экстремуму, не будет совпадать с нормальным для данной лампы. После этого переходят к большей чувствительности гальванометра, точно находят положение экстремума и с помощью изменения величины сопротивления R_1 устанавливают гальванометр на нуль. В найденном режиме схема может быть использована для проведения измерений.

Скажем несколько слов о выборе величин сопротивлений, включаемых в схему. Сопротивления R_1 и R_4 должны удовлетворять соотношению (3.52). Вместе с тем значение сопротивления R_1 должно быть достаточно большим, чтобы чувствительность схемы не оказалась малой. Чаще всего в качестве R_1 берут сопротивление в 10—20 ком. Так как величина тока I_s обычно превосходит величину тока I_a в 3—10 раз, то величина сопротивления R_4 оказывается, соответственно, порядка нескольких тысяч ом. Величина сопротивления R_3 выбирается такой, чтобы потенциал защитной сетки был бы близким к нормальному для данной лампы.

Так как потенциал точки b схемы (рис. 3.83) при балансе моста равен потенциалу анода лампы, то на сопротивлении R_3 , за счет протекания по нему тока I_S , должно падать напряжение, равное разности между величинами напряжений U_{a0} и U_{S0} . Поэтому величина сопротивления R_3 определяется очевидным соотношением

$$R_3 = \frac{U_{a0} - U_{S0}}{I_S}.$$

Сопротивление R_2 задает начальное смещение на управляющей сетке лампы (вместе с падением напряжения на сопротивлении R^* за счет протекания по нему сеточного тока).

Величина начального смещения выбирается такой, чтобы рабочая точка располагалась в области плато характеристики сеточного тока лампы. Причины этого заключаются в следующем. Во время измерений при протекании тока I по сопротивлению R^* потенциал сетки лампы несколько изменяется. Если бы рабочая точка располагалась, скажем, вблизи точки пересечения характеристики $i_c = f(u_c)$ с осью напряжений, где сеточный ток очень резко зависит от величины потенциала u_c , то появление измеряемого тока сопровождалось бы дополнительным изменением потенциала сетки лампы вследствие изменения величины тока сетки. Учесть связанное с этим дополнительное изменение показаний гальванометра в анодной цепи лампы, конечно, можно, если проделать достаточно тщательную градуировку схемы, но малейшее изменение режима сеточной цепи будет приводить к нарушению градуировки. Кроме того, если при неизменном сопротивлении R^* , включенном в сеточную цепь, перейти из области плато в область, близкую к $i_c = 0$, то флюктуационное напряжение сильно возрастет. Дело в том, что точка $i_c = 0$ соответствует равенству электронного и ионного токов на сетку ($i_{c(+)} = i_{c(-)}$), но абсолютные величины этих токов при этом относительно велики. Так как величина каждой составляющей тока статистически изменяется около своего среднего значения, то флюктуационное напряжение, обусловленное вариациями значений ионного и электронного токов, определится как $\sqrt{u_{шс}^2} = \sqrt{u_{шс(+)}^2 + u_{шс(-)}^2}$. Это напряжение во много раз превосходит флюктуационное напряжение, подсчитанное для области плато характеристики лампы, где электронный ток исчезающе мал и все шумовое напряжение, связанное с колебаниями величины сеточного тока, обязано непостоянству ионного тока.

Для большинства электрометрических ламп величина смещения выбирается порядка $-2,5 \div -3,5$ в. Поэтому сопротивление R_2 большей частью равно нескольким десяткам ом (величина тока I_n обычно порядка 100 мА).

Значение сопротивления R_3 должно быть достаточно велико для того, чтобы при протекании по нему тока I_n выделялось бы напряжение, приблизительно равное нормальному напряжению на аноде

Пример схемы подобного типа приведен на рис. 3.88. Она может быть изображена в виде моста (рис. 3.89), одно из плеч которого содержит напряжение U_0 . Оно равно падению напряжения на сопротивлении R_6 в накальной цепи, к концам которого подведены провода питания анода и защитной сетки лампы (так как $I_H \gg I_S$, то $U_0 \approx I_H R_6$).

Задача правильной регулировки схемы заключается в отыскании таких значений сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 и R_6 при задан-

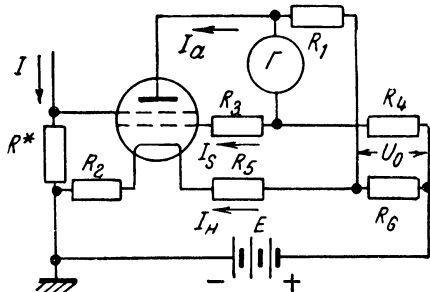


Рис. 3.88. Вариант мостовой электрометрической схемы на одном электрометрическом тетреде.

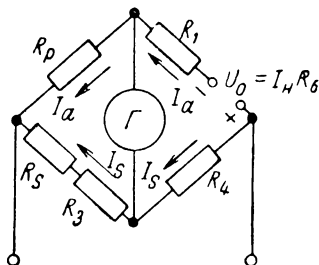


Рис. 3.89. Схема моста, эквивалентного схеме, изображенной на рис. 3.88.

ных характеристиках лампах, при которых ток I_r равен нулю, если $I=0$, и не меняет своей величины в пределах малых вариаций величины тока I_H . Кроме того, потенциалы всех электродов лампы должны иметь нормальные для данной лампы значения.

Обращаясь к рис. 3.89, напишем условие баланса моста (т. е. условие $I_r = 0$):

$$U_0 + I_a R_1 = I_S R_4. \quad (3.55)$$

Величины U_0 , I_a и I_S — функции значения тока I_H , и для того, чтобы ток I_r оставался неизменным при вариациях тока накала, необходимо выполнение условия:

$$\frac{dU_0}{dI_H} + R_1 \frac{dI_a}{dI_H} = R_4 \frac{dI_S}{dI_H}. \quad (3.56)$$

Это условие можно переписать в виде, совершенно аналогичном выражению (3.54):

$$\frac{d\left(I_a + \frac{U_0}{R_1}\right)}{dI_H} = \frac{R_1}{R_1} \cdot \frac{dI_S}{dI_H}. \quad (3.57)$$

Написанное соотношение отличается от (3.54) членом $\frac{U_0}{R_1}$ под знаком дифференциала. Это соответствует изменению условия стабилизации нулевого отсчета гальванометра. Действительно, в отли-

чие от схемы Дюбриджа, стабилизация соответствует пересечению на оси I_n касательных к характеристике лампы $I_S = f_2(I_n)$ и к характеристике $I_a = f_1(I_n)$, все ординаты которой увеличены на одно и то же значение, равное $\frac{U_0}{R_1}$ (рис. 3.90).

Величину напряжения U_0 в рассматриваемой схеме можно варьировать по своему желанию, не изменяя при этом установленного с самого начала режима лампы, т. е. не меняя потенциалов на ее электродах. Поэтому, если оказывается, что при экилетном напряжении на электродах лампы и нормальном токе накала касательные к графикам $I_a = f_1(I_n)$ и $I_S = f_2(I_n)$ пересекаются не на оси I_n , то соответствующим выбором значения напряжения U_0 удастся отрегулировать схему так, что показания гальванометра приблизительно не зависят от тока накала.

В частном случае, если касательные пересекаются на оси I_n , то величина напряжения U_0 оказывается равной нулю, и, следовательно, $R_6 = 0$, т. е. схема, изображенная на рис. 3.88, переходит в схему Дюбриджа.

Может оказаться, что для стабилизации схемы в нее необходимо ввести напряжение U_0 не положительной, а отрицательной полярности. Для этого достаточно поменять местами на концах сопротивления R_6 провода, ведущие к сопротивлениям R_1 и R_4 .

Практически, при постройке описываемой схемы, так же как и схемы Дюбриджа, не нужно знать характеристик $I_a = f_1(I_n)$ и $I_S = f_2(I_n)$.

Для регулировки прибора удобнее всего собрать схему, подобную представленной на рис. 3.91. При этом величины всех сопротивлений выбираются такими, чтобы при крайнем левом положении движка сопротивления R_6 и полностью выведенном потенциометре R_9 ток накала лампы и потенциалы всех ее электродов соответствовали бы этикетным значениям (для этого может даже оказаться удобным временное включение микроамперметров в анодную цепь и в цепь защитной сетки). Гальванометр устанавливается на нуль с помощью перемещения движка потенциометра в цепи защитной цепи. Далее, немного изменяя ток накала с помощью реостата R_7 , следя за показаниями гальванометра. Как правило, оказывается, что они не

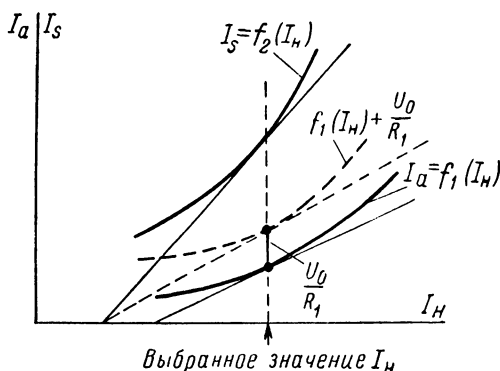


Рис. 3.90. К рассмотрению условий стабилизации нулевого отсчета в электрометрической схеме, представленной на рис. 3.88.

сохраняются постоянными (это соответствует тому, что в схеме Дюбриджа при этикетном режиме лампы имеется дрейф нулевого отсчета). Тогда, установив вновь нормальное значение тока I_n , несколько перемещают движок потенциометра R_6 вправо и, изменяя величину сопротивления R_9 , вновь устанавливают гальванометр на нуль. Легко видеть, что хотя при этом в схему введено напряжение $U_0 = R_6 I_n$, но режим лампы сохранен прежним. Вновь немного варьируют ток накала и следят за показаниями гальванометра. Если прибор оказывается менее чувствительным к непостоянству тока накала, то это значит, что введенное напряжение U_0 имеет правильный знак. Если же гальванометр оказывается более чувстви-

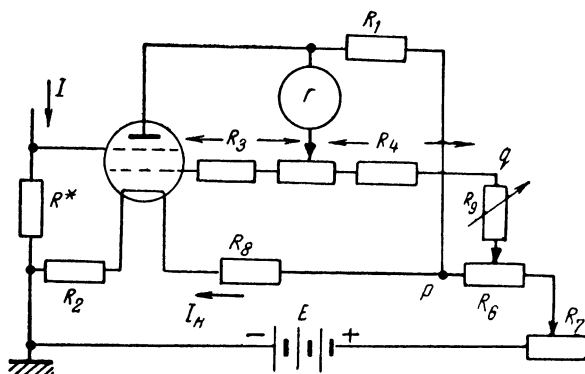


Рис. 3.91. Мостовая электрометрическая схема с элементами регулировки, подобная изображенной на рис. 3.88.

тельным к изменениям величины тока I_n , то концы проводов p и q , идущих от сопротивлений R_4 и R_1 к сопротивлениям R_6 и R_9 , надо переключить наоборот. Убедившись в правильном выборе полярности напряжения U_0 , легко находят такие положения движков потенциометров R_6 и R_9 , при которых зависимость $I_g = f(I_n)$ проходит через плоский экстремум, или, иначе говоря, дрейф нуля гальванометра минимален. В отличие от схемы Дюбриджа режим лампы при этом оказывается этикетным или таким, какой был установлен с самого начала.

Фактически наблюдаемый в схеме дрейф, обусловленный криволинейностью действительных характеристик, описывающих зависимости анодного тока и тока сетки объемного заряда от тока эмиссии, оказывается столь же малым, как и в схеме Дюбриджа, но лампа может быть поставлена в более удачный режим. Поэтому чувствительность схемы может оказаться несколько более высокой, сеточный ток лампы меньшим, а срок ее работы без заметного

изменения характеристик — большим. Регулировка рассматриваемой схемы более проста, чем схемы Дюбриджа.

Таким образом, описываемая схема (схема Барта) является наиболее удачной из имеющихся в настоящее время мостовых электрометрических схем на одной лампе.

Параметры схемы Барта оказываются приблизительно такими же, как схемы Дюбриджа. Величина дополнительного сопротивления (R_6 на рис. 3.88 и 3.91) выбирается равной 30—50 Ω . На рис. 3.92 приведена электрометрическая схема описанного типа, предназначенная

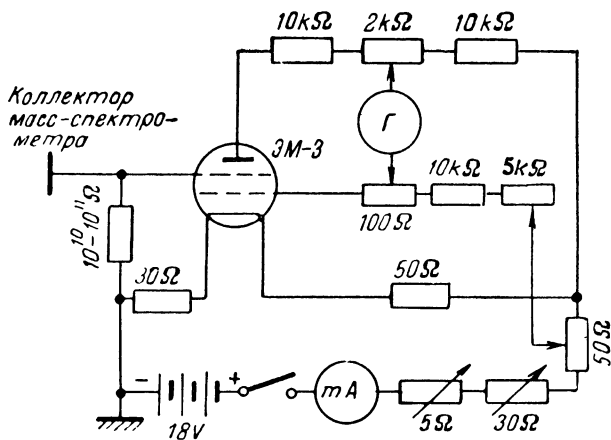


Рис. 3.92. Электрометрическая схема, построенная на тетроде ЭМ-3, предназначенная для измерения ионного тока.

для измерения ионного тока на коллекторе масс-спектрометра. При цене деления гальванометра 10^{-8} — 10^{-9} а ее чувствительность порядка 10^{-18} а.

Как уже отмечалось, для электрометрических схем могут быть использованы некоторые приемно-усилительные лампы, работающие в электрометрическом режиме. Кроме того, в описанные схемы могут быть внесены те или иные изменения. Для иллюстрации этого приведем схему, использовавшуюся в портативном дозиметре для измерения интенсивности рентгеновского излучения и потока γ -квантов [94].

Схема (рис. 3.93) построена на пентоде-жолуде 959, имеет отдельный источник сеточного смещения специального типа, сочетающий портативность с большой стабильностью [98], и гальванометр (микроамперметр), включенный между анодом лампы и накальной цепью (а не цепью сетки объемного заряда). Чувствительность схемы относительно низкая — при $R^* = 10^{11}$ Ω вся шкала прибора соответствует току около 10^{-11} а. При работе с низковольтной камерой специальной конструкции отклонение стрелки

прибора на $1/10$ часть шкалы соответствует интенсивности излучения 0,01 рентг./час. Градуировочные графики прибора, приведенные

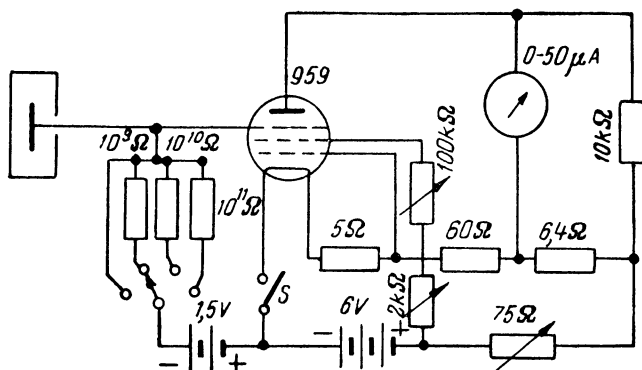


Рис. 3.93. Электрометрическая схема, построенная на пентоде-жолуде, используемая в дозиметре.

на рис. 3.94, показывают, что шкалы прибора близки к линейным. Дрейф нулевого отсчета прибора после прогрева — около 10^{-13} а/ч

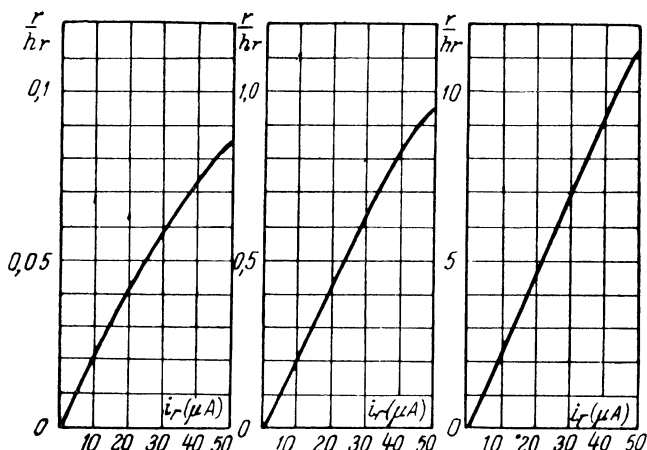


Рис. 3.94. Графики, иллюстрирующие чувствительность схемы, изображенной на рис. 3.93, и линейность отсчетных шкал.

при $R^* = 10^{11}$ ом. Общая входная емкость прибора вместе с камерой была около 16 пф. Поэтому постоянная времени входа при $R^* = 10^{11}$ ом — около 2 сек.

В заключение описания мостовых схем скажем несколько слов об определении чувствительности лампового электрометра и изме-

рении сеточного тока лампы в том режиме, в котором она находится в схеме.

Для определения чувствительности схемы на ее вход подается небольшое напряжение известной величины и замечается число делений, на которые изменяются показания гальванометра. Относя это число делений к числу вольт напряжения, поданного на вход, получаем чувствительность электрометра к напряжению (в делениях на вольт). Для того чтобы найти чувствительность прибора к току (в делениях на ампер), нужно полученную „вольтовую“ чувствительность умножить на величину сопротивления R^* .

Схема градуировки должна быть построена так, чтобы при подаче на вход схемы известного градуировочного напряжения, сопро-

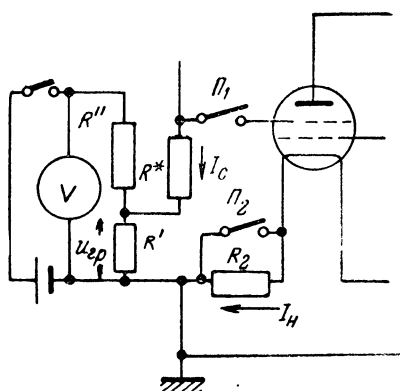


Рис. 3.95. Схема для определения чувствительности электрометрического усилителя и измерения величины сеточного тока лампы.

тивление в цепи сетки было бы таким же, как при последующей работе со схемой как измерительным прибором (т. е. равным R^*). В противном случае смещение на сетке лампы при градуировке схемы окажется отличным от рабочего, а следовательно, и чувствительность схемы другой. Избежать этого можно, подавая в разрыв сеточной цепи градуировочное напряжение, снятое с сопротивления $R' \ll R^*$ (рис. 3.95).

Величина сеточного тока лампы может быть приблизительно определена следующим образом. Этот ток, так же как и измеряемый, протекая по сопротивлению R^* , создает на нем падение напряжения. Если R^* сделать равным нулю, то показания гальванометра изменяются как раз на такую величину, на какую они меняются при протекании через сопротивление R^* тока I , равного по величине току I_{C0} . Следовательно, для определения значения тока I_{C0} достаточно замкнуть сопротивление R^* и заметить, на сколько делений изменились показания гальванометра. Зная чувствительность

схемы, легко вычислить величину I_{c0} . Более чувствительный метод определения величины сеточного тока заключается в наблюдении скорости изменения заряда емкости между сеткой и остальными электродами лампы $C_{сет}$. В момент отключения сопротивления R^* (рубильник Π_1 на рис. 3.95) потенциал сетки лампы $U_{c0} \approx I_n R_2$. По мере зарядки емкости сеточным током величина u_c изменяется, стремясь к потенциалу свободной сетки, и соответственно изменяются показания гальванометра, включенного в схему. Величина сеточного тока лампы определяется из соотношения

$$I_c = k C_{сет} \frac{\Delta I_r}{\Delta t}, \quad (3.58)$$

где k — вольтовая чувствительность схемы, а ΔI_r — изменение за время Δt величины тока, регистрируемого гальванометром. Интервал времени Δt должен быть настолько малым, чтобы напряжение на сетке изменилось на малую величину относительно значения U_{c0} .

Таким способом можно измерить сеточный ток лампы, даже если его величина не превышает значения 10^{-14} — 10^{-15} а.

Наконец, не представляет труда найти то напряжение, при котором характеристика тока сетки лампы пересекает ось напряжений, т. е. сеточный ток меняет свой знак. Для этого в схеме, изображенной на рис. 3.95, размыкают рубильник Π_1 . В цепях анода и защитной сетки лампы устанавливаются токи, соответствующие свободной сетке, т. е. такому ее потенциалу, при котором сеточный ток равен нулю. Замкнув теперь рубильник Π_1 , подбором величины напряжения U_{rp} вновь устанавливают такие же показания гальванометра, как при свободной сетке. При этом, очевидно, потенциал сетки, заданный внешним источником и падением напряжения на сопротивлении R_2 , как раз равен ее потенциалу в свободном состоянии. Следовательно, полученное таким образом значение напряжения $U_{rp} + I_n R_2$ соответствует напряжению $u_c = U_c^0$, при котором кривая $i_c = f(u_c)$ пересекает ось абсцисс.

Как уже упоминалось выше, при работе электрометрической схемы для измерения величины тока по падению напряжения на сопротивлении, смещение U_{c0} по своей абсолютной величине должно значительно превосходить напряжение U_c^0 с тем, чтобы рабочая точка располагалась в области плато характеристики сеточного тока лампы.

В настоящее время сравнительно легко удается строить схемы мостового типа для измерения по падению напряжения на сопротивлении токов до 10^{-14} — 10^{-15} а, т. е. такого же порядка, как сеточный ток электрометрической лампы или несколько меньше. При этом постоянные времени входа таких схем имеют порядок нескольких единиц или десятков секунд. Постройка и работа со столь чувствительными схемами требует выполнения всех предосторожностей в отношении амортизации лампы и защиты ее от свега, а также обработки

ее поверхности, о которых говорилось выше. Особенно существенную роль играет качество деталей схемы — стабильность соприкосновений, надежность контактов потенциометров и контактных разъемов, изоляция цепей, связанных с сеткой электрометрической лампы (в том числе и изоляция электрода фокоэлемента или фокоэлектронного умножителя, коллектора масс-спектрометра, электрода ионизационной камеры, соединенного с сеткой лампы, и т. д.). Наконец, чувствительные схемы нуждаются в хорошей экранировке. Помимо самой схемы, желательно экранировать источник питания и провода, связывающие его со схемой. Если электрометр работает в зоне значительных электромагнитных помех, то электрометрическую лампу желательно поместить в цилиндр из мягкого железа с толщиной стенок 10—15 мм.

Описание конструкций некоторых мостовых ламповых электрометров можно найти в периодической литературе [96, 97].

4. Измерение слабого тока по зарядке емкости. Описанные электрометрические схемы могут быть с успехом применены для измерения слабого тока (или количества электричества) по зарядке емкости известной величины. При зарядке емкости постоянным током величина последнего находится из очевидного соотношения

$$I = \frac{C^* U_S}{t_{\text{и}}}, \quad (3.59)$$

где U_S — напряжение, до которого заряжается емкость за время $t_{\text{и}}$. Так как на самом деле и измерительный конденсатор и прибор, измеряющий напряжение на его обкладках, имеют утечки, то написанная формула справедлива только в том случае, если время $t_{\text{и}}$ значительно меньше постоянной времени $\tau = C^* R$, где R — величина сопротивления всех утечек.

При измерении напряжения U_S с помощью лампового электрометра емкость C^* включается между сеткой и катодом лампы и часто используется режим свободной сетки (рис. 3.96). В качестве емкости C^* может быть использована входная емкость схемы и емкость самого прибора, в котором измеряется ток или количество электричества (например, ионизационная камера).

Минимальная величина тока, который может быть измерен с помощью такой схемы, определяется так же, как и в случае измерения слабого тока по падению напряжения на сопротивлении — флуктуационными помехами и дрейфом нулевого отсчета (разумеется, при

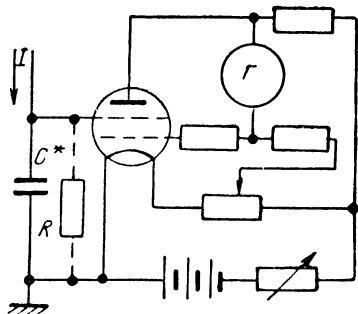


Рис. 3.96. Схема лампового электрометра со свободной сеткой.

условии, что помехи, связанные с действием переменных электромагнитных полей, механических вибраций, плохих контактов и т. д., устранены). Флюктуационное напряжение практически обусловлено только непостоянством величины сеточного тока лампы и может быть оценено с помощью формулы:

$$\sqrt{u_{ш}^2} = \sqrt{\frac{eI_c}{2} \frac{R}{C^*}}.$$

Если лампа работает в таком режиме, что величины ионной и электронной компонент сеточного тока соизмеримы (в случае работы со свободной сеткой $i_{c(+)} = i_{c(-)}$), то под величиной тока I_c в написанном выражении следует понимать сумму абсолютных величин этих токов.

Принимая во внимание выражение (3.59), получим:

$$\frac{U_s}{\sqrt{u_{ш}^2}} = \frac{It_{ш}}{\sqrt{\frac{eI_c}{2} RC^*}}.$$

Полагая попрежнему, что флюктуационное напряжение совершенно не мешает измерениям, если величина $\frac{U_s}{\sqrt{u_{ш}^2}}$ порядка ста, получим, что минимальный ток, который может быть измерен по зарядке емкости в течение времени $t_{ш}$:

$$I_{\min} = \frac{100}{t_{ш}} \sqrt{\frac{eI_c}{2} RC^*}. \quad (3.60)$$

Пользуясь этим выражением, найдем, что если, например, $C^* = 20 \text{ нф}$, $R = 10^{14} \text{ ом}$ (сопротивление утечек по стеклу лампы) и в режиме свободной сетки электронная и ионная компоненты сеточного тока электрометрической лампы $I_{c(+)} = I_{c(-)} = 10^{-13} \text{ а}$, то при $t_{ш} = 100 \text{ сек.}$ (легко видеть, что $\tau = 2 \cdot 10^3 \text{ сек.}$) можно измерить ток порядка $6 \cdot 10^{-15} \text{ а}$. Если уменьшишь величину емкости C^*

и удовольствоваться для измерений значением отношения $\sqrt{\frac{u}{u_{ш}^2}}$ равным десяти (вместо ста), то можно измерить ток порядка 10^{-16} а .

Повидимому, использование лампы в режиме работы со свободной сеткой является в данном случае удачным. Действительно, для того чтобы перейти к работе в области плато характеристики сеточного тока, в схему нужно ввести источник сеточного смещения и сопротивление R^* . Если, например, при $I_c = 0$ величина тока $I_{c(+)} = I_{c(-)}$ — порядка 10^{-13} а , а величина сеточного тока, соответствующего плато характеристики, $\sim 10^{-14} \text{ а}$ и R^* выбрано равным 10^{13} ом , то величина под корнем в выражении (3.60) уменьшится в 10^3 раз. Но при этом время измерений надо ограничить величи-

ной t_n , меньшей $\tau = 2 \cdot 10^{-11} \cdot 10^{12} = 20$ сек. Если взять $t_n = 1$ сек., то значение I_{\min} при этих условиях окажется примерно в три раза более высоким, чем при работе со свободной сеткой.

Выражение (3.60) можно переписать в виде:

$$q_{\min} = 100 \sqrt{\frac{eI_c}{2} RC^*}. \quad (3.61)$$

Здесь q_{\min} — минимальный заряд, который можно обнаружить по зарядке емкости с помощью лампового электрометра, если время зарядки емкости C^* много меньше τ (в противном случае заряд частично успеет стечь), причем, как и прежде, принято, что флуктуационное напряжение не должно превосходить 1% от измеряемого.

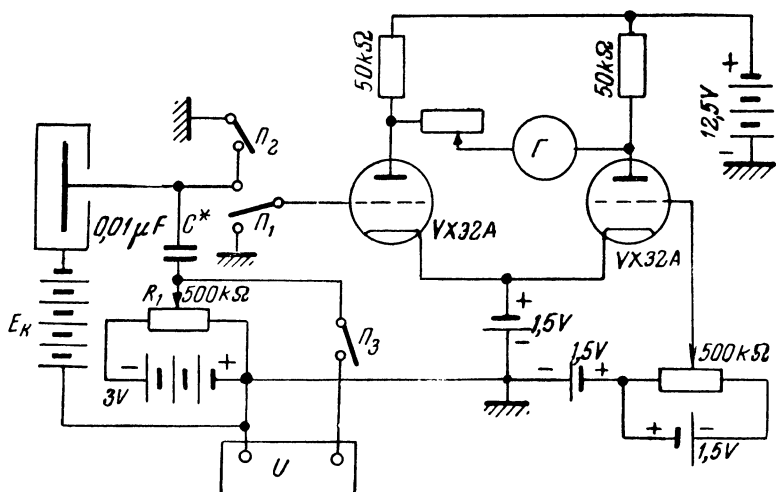


Рис. 3.97. Схема для измерения по зарядке емкости заряда, возникающего в камере.

Это выражение позволяет оценить минимальную величину заряда, который можно измерить при тех или иных параметрах схемы, но при условии, что параметры таковы, что термический шум сопротивления, включенного на входе схемы, можно не принимать во внимание [см. выражение (2.128)].

При этом, как уже указывалось выше, следует иметь в виду, что при вычислении флуктуационного напряжения не учитывались мерцание катода и ряд других источников шума. Поэтому написанные выражения практически дают значения I_{\min} и q_{\min} , превосходящие на самом деле уровень шума в число раз, значительно меньшее 100.

На рис. 3.97 приведена схема, служившая для измерения заряда, возникающего в ионизационной камере при прохождении частиц

с энергией 330 Мэв через различные вещества [98]. Это простая мостовая схема, на входе которой включен конденсатор C^* с сопротивлением изоляции порядка 10^{15} ом. До измерений движок сопротивления R_1 помещается в правое положение, и замыкается выключатель Π_2 . Поэтому конденсатор C^* оказывается полностью разряженным. Далее, одновременно с размыканием Π_2 сетка левой лампы измерительной схемы отключается от C^* и заземляется. Это дает возможность избежать погрешностей, связанных с протеканием сеточного тока лампы, в определении заряда, получаемого конденсатором во время прохождения частиц через камеру. Гальванометр устанавливается на нуль регулировкой потенциала сетки второй лампы. После прохождения известного интервала времени, продолжительность которого определяется конфигурацией камеры, ионизирующей способностью проходящих через нее частиц и чувствительностью схемы, сетка лампы соединяется с конденсатором, и перемещением движка сопротивления R_1 гальванометр вновь устанавливается на нуль. Величина напряжения, которое вводится для этого в схему, измеряется с помощью потенциометра U . Установка гальванометра на нуль может быть сделана достаточно быстро, и изменение заряда конденсатора, происходящее за это время за счет сеточного тока (порядка 10^{-16} а), — ничтожно. Таким образом, в этой установке мостовая электрометрическая схема используется только в качестве нуль-индикатора. При зарядке конденсатора до напряжения порядка 1 в точность измерений оказывается порядка 1%.

Основная трудность при постройке схем измерения тока или заряда по зарядке емкости лежит в конструировании измерительного конденсатора. Последний, в первую очередь, должен обладать крайне малой утечкой. Наилучшие в этом отношении — воздушные конденсаторы с янтарной изоляцией одной системы пластин от другой. При использовании таких конденсаторов измерения могут быть осложнены ионизацией газа между обкладками и медленными изменениями контактной разности потенциалов между ними при окислении металла. Последнее вызывает дополнительный дрейф нулевого отсчета прибора. Поэтому иногда пластины измерительного конденсатора золотят и всю конструкцию помещают в вакуум.

5. Многокаскадные ламповые электрометры. Для измерения крайне слабых токов с помощью однокаскадных ламповых электрометров необходим чувствительный зеркальный гальванометр, установленный на неподвижной консоли. Для того чтобы перейти к более грубому прибору и таким образом облегчить измерения и получить возможность без особого труда переносить прибор с места на место, можно ввести в схему дополнительные усилительные каскады. Эти каскады образуют усилитель постоянного тока, сетка первой лампы которого соединена с анодом электрометрической лампы входного каскада (рис. 3.98). Минимальная величина тока или заряда, который может быть измерен с помощью такой многокаскадной схемы,

ограничивается, как и в случае однокаскадной схемы, величиной флюктуационных помех и нестабильностью нулевого отсчета (при выполнении всех предосторожностей при постройке схемы, о которых говорилось выше).

При постройке однокаскадной балансной электрометрической схемы находят режим, при котором значение разности потенциалов между анодом лампы и некоторой точкой в цепи защитной сетки не зависит от величины напряжения питания. При постройке многокаскадного электрометра по схеме, приведенной на рис. 3.98, необходимо найти условия, при которых потенциал анода входной лампы, отсчитанный от отрицательного полюса источника ее питания, не зависит от напряжения последнего. Эти условия находят путем

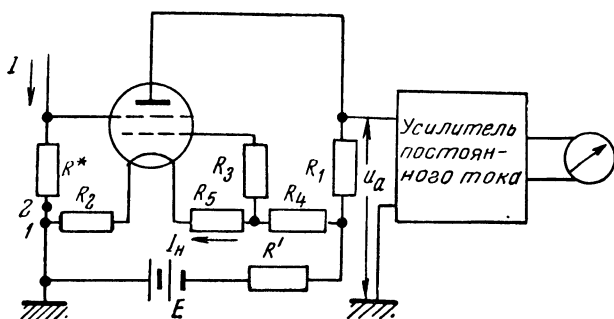


Рис. 3.98. Применение мостовой электрометрической схемы на входе многокаскадного усилителя.

составления уравнений Кирхгофа для цепей балансного каскада и приравнивания нулю производной $\frac{du_a}{dE}$. Для того чтобы воспользоваться найденными таким образом выражениями для аналитического расчета схемы, необходимо знать не только параметры используемой лампы, но также и то, каким образом эти параметры зависят от напряжений на ее электродах. Так как обычно это не бывает известно, то подобного рода расчет практически невозможен. Ценность анализа схемы сводится к выяснению, в каких границах изменения параметров схемы возможен режим, при котором выполняется условие $\frac{du_a}{dE} = 0$. Практически наиболее удачные параметры схемы находят экспериментально, подобно тому, как это делается для однокаскадного мостового однолампового электрометра. Именно, при условии $I = 0$ варьруют величину тока I_n (для этого в цепь накала лампы вводится переменное сопротивление) и следят за показаниями выходного прибора. Зависимость $I_r = f(I_n)$, вообще говоря, немонотонна, и ее график имеет плоский минимум. Значение тока I_n , соответствующее этому минимуму, отвечает режиму

схемы, при котором наблюдается наименьший дрейф нулевого отсчета, обусловленный изменением величины напряжения E при работе схемы.

Анализ и экспериментальное обследование работы схемы показывают, что минимум кривой $I_r = f(I_n)$ тем более пологий и, следовательно, дрейф нулевого отсчета тем меньше, чем меньше сопротивление в цепи защитной сетки и сопротивления в цепи накала (R_3 и $R_4 + R_5$ на рис. 3.98). Вместе с тем величина последних сопротивлений не должна быть меньше некоторого минимального значения, так как в противном случае режим, при котором $\frac{du_a}{dE} = 0$, оказывается неосуществимым. В качестве примера приведем значения параметров схемы, построенной на лампе FP-54, при которых

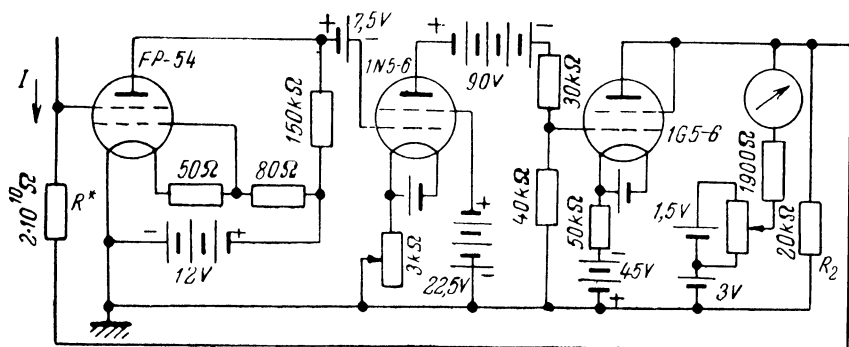


Рис 3.99. Схема многокаскадного лампового электрометра со стопроцентной отрицательной обратной связью.

дрейф нулевого отсчета минимален ^[99]: $R_1 = 80 \text{ ком}$, $R_3 = 0$, $R_4 = 53 \text{ ом}$, $R_5 = 17 \text{ ом}$ и $R_2 = 35 \text{ ом}$.

Введение в схему дополнительных усилительных каскадов позволяет включить на выходе менее чувствительный прибор, но, разумеется, не уменьшает флуктуаций и дрейфа, приведенных ко входу схемы, а, напротив, несколько увеличивает их значения. Так как коэффициент усиления электрометрического каскада по напряжению обычно близок к единице, то в многокаскадных электрометрических усилителях особенно существенна стабильность не только первого, но также и второго каскадов.

Другой способ увеличения чувствительности — повышение значения сопротивления R^* — связан с возрастанием постоянной времени входа. Для ее уменьшения может быть введена отрицательная обратная связь. Для этого можно, например, всё или часть напряжения с выхода схемы подать в разрыв сеточной цепи первой лампы (точки 1 и 2 на рис. 3.98). При этом в ряде случаев переходят от мостовой схемы входного каскада к более простой схеме обычного

усилительного каскада. Примером такого электрометрического усилителя может служить схема, приведенная на рис. 3.99 [100]. Она предназначена для звездного фотометра и рассчитана на измерение тока порядка 10^{-14} а при сопротивлении $R^* = 2 \cdot 10^{10} \text{ ом}$.¹ Первый каскад собран на электрометрической лампе $EP-54$. Усиление напряжения двух следующих каскадов без цепи обратной связи — около 1500. Выходное напряжение целиком подается на вход, так как сопротивление R_2 включено последовательно с сопротивлением R^* между управляющей сеткой и катодом первой лампы. При отсутствии измеряемого тока режим схемы устанавливается таким, что на

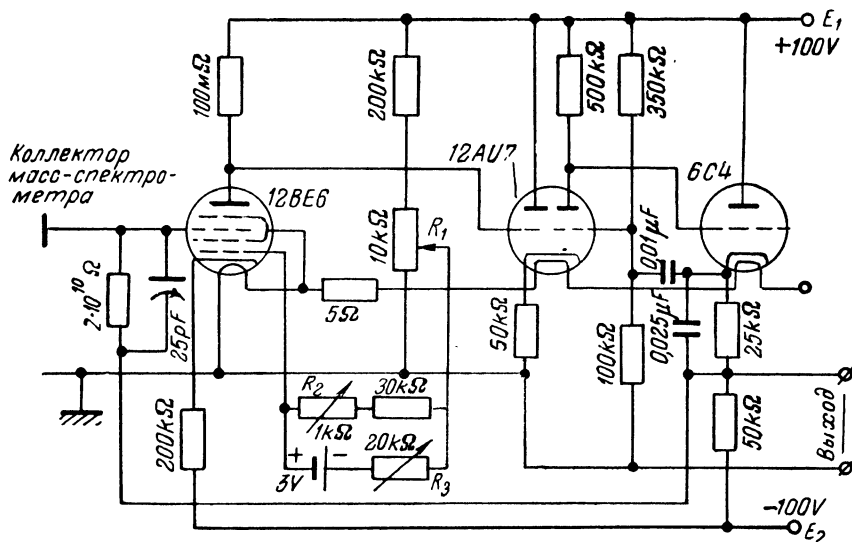


Рис. 3.100. Многокаскадная электрометрическая схема с отрицательной обратной связью.

сопротивлении R_2 падает напряжение, равное 4 в. Это напряжение служит исходным сеточным смещением для первой лампы. Для того чтобы при $I=0$ установить выходной прибор на нуль, служит специальная компенсационная цепь. При цене деления прибора 0,2 мв протекание через сопротивление $R^* = 2 \cdot 10^{10} \text{ ом}$ тока $I = 10^{-14} \text{ а}$ вызывает отклонение его стрелки на одно деление.

Другая схема такого же типа приведена на рис. 3.100. Первый каскад ее построен на пентагриде 12BE6, поставленном в электрометрический режим [101]. Сеточный ток этой лампы в выбранном

¹ В оригинальной схеме вместо сопротивления $R = 40 \text{ ком}$ в анодной цепи второй лампы используется сопротивление анод - катод еще одной дополнительной лампы. Кроме того, схема содержит RC-цепь для предотвращения возможности самовозбуждения,

режиме — порядка $10^{-13} — 10^{-14}a$. Для повышения стабильности нулевого отсчета при изменении напряжения питания анодной цепи лампы, на ее первую сетку подается часть напряжения E_1 , снимаемого с нижнего участка потенциометра R_1 . Для нахождения наиболее стабильного режима работы схемы следят за показаниями прибора, включенного на выход усилителя, изменяя немного напряжения питания при нескольких положениях движка R_1 . Для того чтобы в разных положениях движка R_1 можно было бы установить одно и то же напряжение на сетке первой лампы, служит цепь, в которую входят переменные сопротивления R_2 и R_3 и батарея. При каждом положении движка R_1 с помощью этой цепи устанавливают выходной прибор на нуль при номинальном напряжении питания. Нестабильность, связанная с изменением тока эмиссии лампы 12ВБ6, снижается примерно в 7 раз введением глубокой отрицательной обратной связи по току благодаря включению сопротивления 200 *ком* в катодную цепь. Второй каскад собран по схеме катодно-связанного, что обеспечивает большую стабильность его работы (см. выше). Наконец, схема охвачена отрицательной обратной связью, поданной с выхода на ее вход. Усиление без цепи обратной связи около 1000.

При питании усилителя от стабилизированного источника дрейф нулевого отсчета имеет величину порядка 0,1 *мв/час*. Таков же уровень флюктуационных помех. Поэтому чувствительность усилителя по току при сопротивлении $R^* = 2 \cdot 10^{10}$ *ом* порядка $10^{-14}a$. Время отсчета определяется в основном инерционностью прибора, включенного на выходе. Для нормальной работы схемы необходимо предохранение ее от тряски и тщательная экранировка с заземлением в одной точке. Этот усилитель был специально построен для работы с масс-спектрометром.

Существенно упрощает постройку многокаскадной электрометрической схемы и работу с ней применение на входе балансного каскада, собранного на двоянной электрометрической лампе. Пример усилителя такого типа приведен на рис. 3.101 [102]. Последних два каскада собраны по схеме параллельного баланса, а первый — по схеме катодно-связанного каскада. Глубина отрицательной обратной связи может изменяться от 0 до 100%. После двадцатиминутного прогрева схемы дрейф нулевого отсчета не превышает $\pm 0,5$ *мв* за период в 60 час. Величина флюктуаций — порядка 0,25 *мв*. Описываемая схема дает возможность измерять ток $10^{-14}a$ с точностью около 0,1%. Поэтому она может быть практически использована для измерения тока порядка $10^{-15}a$. Подробности, касающиеся цепей питания схемы, условий определения стабильности, измерения чувствительности и т. д., можно найти в оригинальной статье [102].

Конструктивно многокаскадные ламповые электрометры часто делятся на главный усилитель и электрометрическую головку. Последняя содержит электрометрическую лампу и высокоомное

сопротивление в ее сеточной цепи. От воздействия внешних помех головной каскад защищается толстостенным экраном, обычно имеющим цилиндрическую форму. Значительное уменьшение помех, связанных с утечками по стеклу лампы, может быть получено, если в таком экране создается вакуум. При этом, разумеется, вакуумный вывод сетки лампы для присоединения к ней источника слабого тока должен иметь хорошую изоляцию. Электрометрическая головка соединяется с остальными каскадами схемы с помощью экранированного кабеля, по которому подается питание электрометрической лампы. Все же прочие элементы схемы (в том числе и элементы, входящие в схему первого каскада, за исключением R^*) монтируются в отдельном шасси. Такая конструкция электрометра создает значительные удобства при работе.

6. Нулевой метод сравнения двух слабых токов. При работе с масс-спектрометрами, когда нужно определить отношение содержания двух изотопов какого-либо элемента в пробе, встречается задача сравнения величин двух слабых токов.

При обычном методе работы, т. е. при снятии массового спектра и сравнении затем величин ионных токов, соответствующих обоим изотопам, неизбежны ошибки, связанные с нестабильностью ионного источника. Последняя приводит к тому, что за время перехода от определения величины одного тока, соответствующего первому изотопу, к определению величины другого, соответствующего второму изотопу, ионный ток успевает измениться.

Поэтому в случаях, когда необходима большая точность измерений и нестабильность ионного источника или флуктуационные колебания величины даваемого им ионного тока оказываются заметными, лучше всего построить схему регистрации токов таким образом, чтобы измерять их одновременно. Наконец, если абсолютные значения токов при этом не представляют интереса, то удобнее всего прибегнуть к методу сравнения этих токов, компенсируя одним из них то отклонение на шкале регистрирующего прибора, которое дает другой ток.

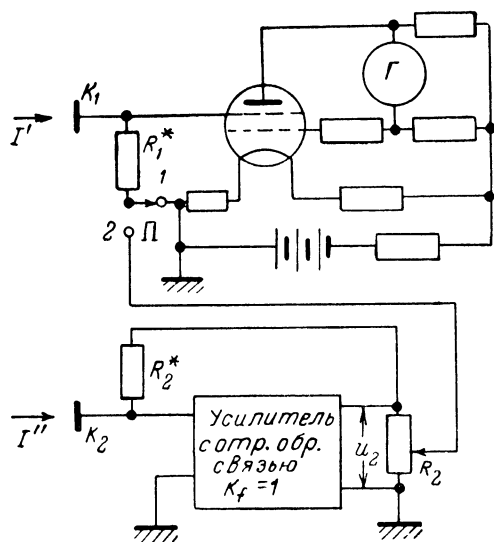


Рис. 3.102. Построение схемы для сравнения двух слабых постоянных токов.

Построение схемы для сравнения двух слабых постоянных токов. При обычном методе работы, т. е. при снятии массового спектра и сравнении затем величин ионных токов, соответствующих обоим изотопам, неизбежны ошибки, связанные с нестабильностью ионного источника. Последняя приводит к тому, что за время перехода от определения величины одного тока, соответствующего первому изотопу, к определению величины другого, соответствующего второму изотопу, ионный ток успевает измениться. Поэтому в случаях, когда необходима большая точность измерений и нестабильность ионного источника или флуктуационные колебания величины даваемого им ионного тока оказываются заметными, лучше всего построить схему регистрации токов таким образом, чтобы измерять их одновременно. Наконец, если абсолютные значения токов при этом не представляют интереса, то удобнее всего прибегнуть к методу сравнения этих токов, компенсируя одним из них то отклонение на шкале регистрирующего прибора, которое дает другой ток.

Принципиальная схема построения установки для сравнения ионных токов двух изотопов нулевым методом, применявшаяся в одной из работ [103], приведена на рис. 3.102. Масс-спектрометр имеет два коллектора (K_1 и K_2), расположенных в приборе так, что при одном и том же ускоряющем напряжении и магнитном поле ионы одного изотопа попадают на один коллектор, а ионы второго — на другой. Каждый из этих токов может быть измерен с помощью отдельной измерительной схемы. Первый, более слабый, ток измеряется ламповым электрометром, собранным на электрометрической лампе FP-54 (при этом переключатель Π ставится в положение 1). Второй ток, соответствующий изотопу, которым более богата проба, измеряется с помощью электрометрической схемы, представляющей собой усилитель со стопроцентной отрицательной обратной связью, причем в роли первой лампы использован пентод-жолудь 959.

Если переключатель Π поставлен в положение 2, то последовательно с сопротивлением R_1^* оказывается включенной часть сопротивления R_2 . Так как величина сопротивления R_2 на несколько порядков меньше величины сопротивления R_1^* , то введение этого дополнительного сопротивления в сеточную цепь лампы мостового электрометра не влияет на режим его работы и на величину напряжения, создаваемого на его входе током I' . Но на сопротивлении R_2 выделяется напряжение, пропорциональное ионному току I'' . Поэтому теперь на входе мостового электрометра действует сумма двух напряжений — одного, пропорционального величине ионного тока I' , и другого, пропорционального величине ионного тока I'' . При этом, как легко видеть, полярности этих напряжений обратны. Поэтому, если $u_2 = I''R_2^* > I'R_1^*$, то, перемещая движок реостата R_2 , можно найти такое его положение, при котором показания гальванометра, включенного в схему мостового электрометра, будут нулевыми.

Для этого должно быть выполнено условие

$$I'R_1^* = pU_2 = pI''R_2^*,$$

где p — дробное число, показывающее, с какой части реостата снимается напряжение при нулевом отсчете прибора. Очевидно, что положение движка потенциометра R_2 , соответствующее компенсации, не зависит от вариаций в работе ионного источника масс-спектрометра, если значения обоих токов I' и I'' меняются при этом в равное число раз. Поэтому потенциометр R_2 может быть снабжен указателем, связанным с движком и шкалой, проградуированной прямо в величинах, дающих отношение ионных токов обоих изотопов.

Полная схема описываемого прибора приведена на рис. 3.103. Чувствительность мостовой электрометрической схемы, собранной на лампе FP-54, такова, что с ее помощью можно обнаруживать ток

величиной порядка 10^{-14} а. Чувствительность второго плеча, в котором используется пентод-жолудь 959, несколько меньше.

Описанная установка рассчитана на определение количества малых примесей одного изотопа в другом. Она позволяет быстро производить определение относительного содержания изотопов в пробе

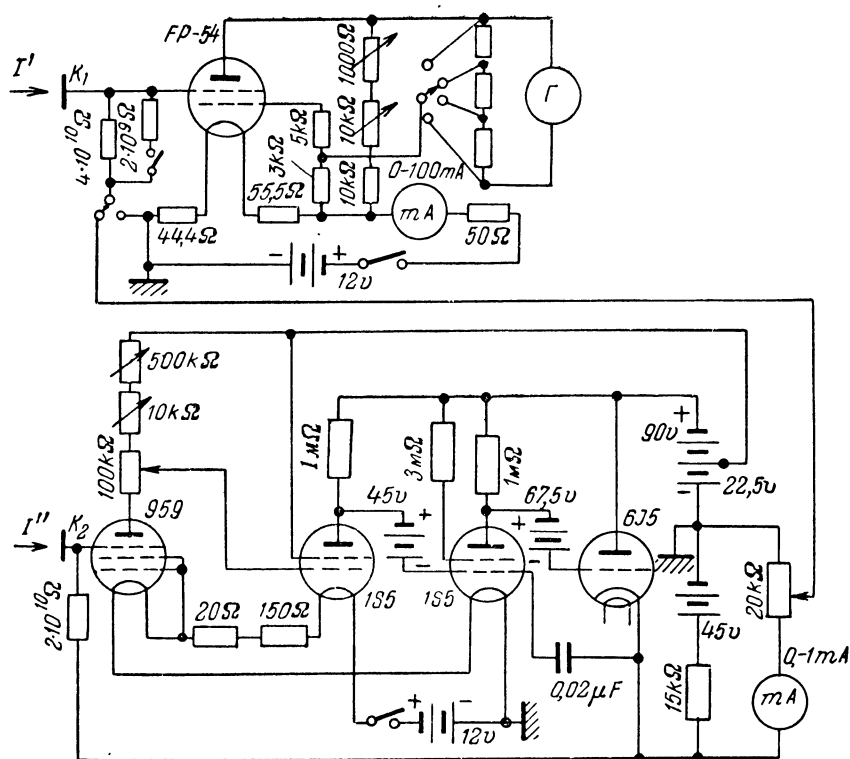


Рис. 3.103. Полная схема устройства для сравнения двух слабых постоянных токов.

с точностью до нескольких десятых процента. Схема может быть использована и в случае, если содержание обоих изотопов в пробе приблизительно одинаково.

7. Динамические ламповые электрометры. Выше, в § 4 настоящей главы, отмечалось, что трудности, связанные с постройкой устройств для измерения малых постоянных напряжений, токов или зарядов, значительно уменьшаются, если применяется преобразование постоянных сигналов в переменные и используются усилители переменного напряжения или тока. Если усилитель предназначен для

работы с маломощными источниками, обладающими высоким внутренним сопротивлением, то такое преобразование сигналов должно сочетаться с высокоомным входом. Практически удачное решение этой задачи найдено в схемах так называемых динамических ламповых электрометров. Такие системы применяются для измерения заряда, возникающего в ионизационной камере при прохождении через нее потока частиц [104, 105], измерения контактной разности потенциалов [106], определения напряженности электрического поля [107, 108], в приборах, предназначенных для газового анализа [109], и т. д. Принцип действия их заключается в использовании для преобразования сигналов на входе усилителя конденсатора с периодически изменяющейся величиной емкости, которому сообщается измеряемый заряд. Аналогичный принцип лежит в основе построения электростатических генераторов, общая теория которых может быть применена к анализу динамических ламповых электрометров [108]. Оставляя в стороне общее рассмотрение вопроса, будем иметь в виду измерение с помощью динамического электрометра малого количества электричества или слабого тока при большом внутреннем сопротивлении источника.

Основные черты работы динамического электрометра могут быть выяснены из рассмотрения устройства, схематически изображенного на рис. 3.104. Если электроду 2, связанному, например, со сборным электродом ионизационной камеры, сообщается заряд q , то на электродах 1 и 3 индуци-

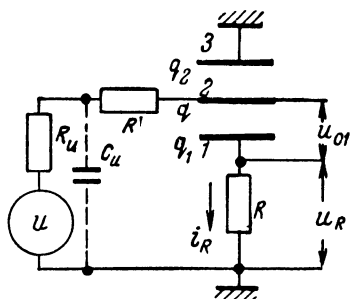


Рис. 3.104. Иллюстрация работы динамического электрометра.

руются заряды $q_1 = \frac{qC_1}{C_1 + C_2}$ и $q_2 = \frac{qC_2}{C_1 + C_2}$, где C_1 и C_2 — емкости между соответствующими электродами. Между электродами 1 и 2 появляется разность потенциалов $u_{c1} = \frac{q_1}{C_1} = \frac{q}{C_1 + C_2}$. Если теперь при неизменной величине q периодически изменять емкость C_1 или C_2 (или обе эти емкости одновременно) путем, например, перемещения одного из электродов, то будет периодически изменяться разность потенциалов между первым и вторым электродом. Кроме того, будет изменяться и падение напряжения на сопротивлении R вследствие протекания по нему тока $i = \frac{dq_1}{dt}$, т. е. $u_R = R \frac{dq_1}{dt}$. Как одно, так и второе из этих напряжений можно подать на вход усилителя переменного напряжения, усилить до необходимого уровня, выпрямить и измерить с помощью того или иного прибора постоянного тока.

Изменение емкости измерительного конденсатора в динамических электрометрах разных систем осуществляется по-разному. Для этого применялись два разрезных коаксиальных цилиндра, из которых один вращался относительно другого [110], дифференциальный переменный конденсатор с вращающимся с помощью мотора ротором [111], конденсаторный микрофон, возбуждаемый репродуктором [112, 113], специальные вибрационные конструкции, приводимые в действие электромагнитом [104, 108], и т. д.

Наиболее удачными, повидимому, являются вибрационные переменные конденсаторы, причем, вообще говоря, в колебательное движение может быть приведен любой из трех электродов, изображенных на рис. 3.104.

При этом для эффективной работы такой конденсаторной системы, т. е. для получения возможно большего переменного напряжения при заданном значении величины заряда q , значения C_1 и C_2 следует выбирать определенным образом. Так, например, если в колебательное движение приводится второй электрод, то одновременно изменяется как емкость C_1 , так и емкость C_2 . Желательно, чтобы изменение емкости C_2 , происходящее навстречу изменению C_1 , было бы возможно меньшим. Чем оно меньше, тем в больших пределах изменяется величина $C_1 + C_2$ при заданном изменении C_1 .

В некоторых конструкциях третий электрод отсутствует, и роль емкости C_2 играет емкость между вторым электродом и экраном. В этом случае экран должен быть удален от колеблющегося электрода или иметь такую конфигурацию, при которой изменение емкости C_2 минимально.

Далее, постоянная времени цепи, сообщающей заряд измерительному электроду конденсатора (электроду 2), должна быть много больше периода колебаний величины емкости. Для того чтобы емкость источника (C_n) вместе с подводящими проводами не привела к заметному увеличению C_2 , в схему электрометра вводят сопротивление R' . Тогда период колебаний должен быть много меньше постоянной времени $R'C_n$. В таком же соотношении должен находиться период колебаний и с постоянной времени входной цепи усилителя, если напряжение на вход последнего снимается с конденсатора C_1 . При этом сопротивление R может быть из схемы исключено. Напротив, его величину желательно сделать возможно большей, если напряжение на вход усилителя снимается с его концов. Однако при этом постоянная времени цепи, состоящей из R и емкостей динамического конденсатора и входа усилителя, должна оставаться меньшей периода колебаний для того, чтобы изменение величины заряда q , происходило на достаточно большую величину.

Закон изменения напряжения u_{c1} или u_R , снимаемого с динамического конденсатора, может быть сложным. В схемах динамических электрометров обычно используются узкополосные (низкочастотные) усилители с тем, чтобы уровень флюктуационных помех был бы

достаточно низким. Поэтому из всего спектра переменного напряжения, получаемого от динамического конденсатора, существенна лишь первая гармоника. Именно по величине ее амплитуды при заданном значении заряда q и оценивают эффективность преобразования сигналов с помощью динамического конденсатора.

Величина амплитуды переменного напряжения при заданном значении заряда q определяется величиной начальной емкости конденсатора и амплитудой ее колебаний. Поэтому во время измерений необходимо поддерживать

эти величины строго постоянными, что усложняет конструирование динамического электрометра и работу с ним. Неконтролируемые изменения емкости конденсатора приводят к существенным погрешностям. В связи с этим были построены

схемы, в которых амплитуда переменного напряжения не зависит ни от абсолютного значения емкости конденсатора, ни от пределов, в которых она изменяется. Принцип построения таких схем иллюстрирует рис. 3.105. Если напряжение U_0 равно нулю и системе, состоящей из двух конденсаторов C_0 и C , сообщен заряд q , то конденсатор C получает заряд

$$q' = q \frac{C}{C + C_0}.$$

При периодическом изменении емкости конденсатора C индикатор на выходе усилителя переменного напряжения зарегистрирует некоторый сигнал.

Если теперь в схему ввести дополнительное напряжение U_0 , то конденсатор C получит дополнительный заряд:

$$q'' = \frac{U_0 C C_0}{C + C_0}.$$

Выбором правильной полярности и величины напряжения U_0 второй заряд может быть сделан численно равным и обратным по знаку первому. При этом, очевидно, показания индикатора на выходе усилителя вернутся к нулю. Следовательно, условие нулевого отсчета

$$\frac{qC}{C + C_0} = - \frac{U_0 C C_0}{C + C_0}$$

или

$$U_0 = - \frac{q}{C_0}.$$

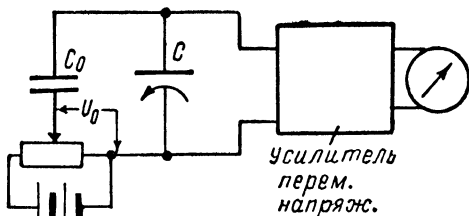


Рис. 3.105. К пояснению принципа работы электрометра с динамической емкостью.

Отсюда видно, что, измеряя напряжение U_0 , соответствующее компенсации действия заряда q , можно определить величину последнего, причем на величину измеряемого напряжения никак не влияет непостоянство среднего значения емкости C или пределов ее изменения.

Применяя усилитель с отрицательной обратной связью, удастся построить установку, в которой компенсация делается автоматически и одновременно легко измеряется величина компенсирующего напряжения.

Работу такого устройства поясняет рис. 3.106. Положим, что сначала переключатель находится в положении 1 и системе из конденсаторов C_0 и C сообщен заряд q . Периодическое изменение величины емкости C , в которой запасен заряд q' , приводит к появлению на ее клеммах переменного напряжения с амплитудой U_{m1} . Это на-

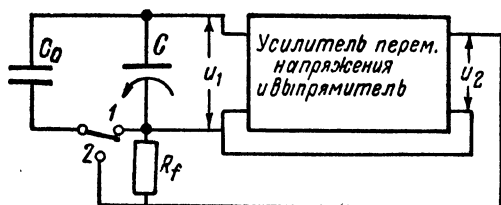


Рис. 3.106. Построение динамического лампового электрометра с использованием усилителя с отрицательной обратной связью.

пряжение усиливается, выпрямляется в специальном каскаде, введенном в схему, и на сопротивлении R_f появляется постоянное напряжение U_2 .

Положим теперь, что переключатель переведен в положение 2. Тогда напряжение U_2 вызовет дополнительную зарядку емкости C , и полный заряд динамического конденсатора будет

$$q_c = q' + q'' = \frac{qC}{C + C_0} + \frac{U_2 C C_0}{C + C_0}.$$

В стационарном состоянии напряжение U_2 может быть записано в виде

$$U_2 = -KU_1 = -K \frac{q_c}{C}.$$

Из этих выражений получаем:

$$U_2 = -\frac{K}{K+1} \cdot \frac{q}{C_0 + \frac{C}{1+K}}.$$

Обычно $C \approx C_0$, а $K \gg 1$, и с достаточной степенью точности можно считать, что

$$U_2 = -\frac{q}{C_0}.$$

Таким образом, применяя усилитель переменного напряжения с каскадом выпрямления усиленного напряжения и подавая это напряжение на вход схемы, можно автоматически выполнить условие компенсации действия заряда q и, измеряя напряжение U_2 , определить величину этого заряда.

Наряду с непостоянством емкости C и амплитуды ее колебаний при постройке динамического электрометра встречается другая труд-

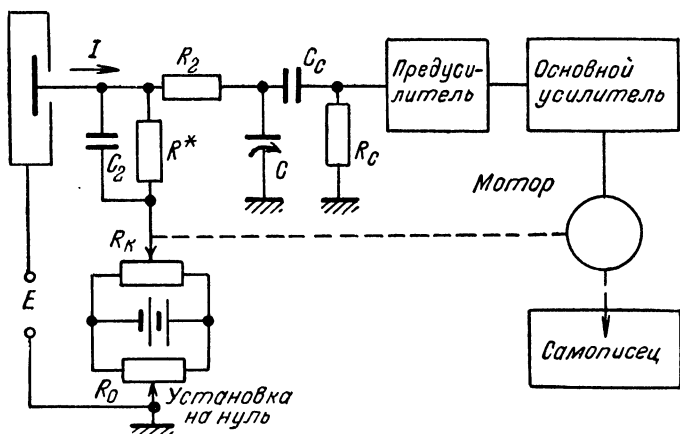


Рис. 3.107. Блок-схема динамического электрометра с записью величины слабого постоянного тока.

ность — в таких системах имеется дрейф нулевого отсчета, подобный дрейфу в усилителях постоянного тока. В основном он обусловлен изменением с течением времени контактной разности потенциалов между пластинами конденсатора. Даже при помещении конденсатора с позолоченными пластинами в вакуум или инертный газ наблюдается дрейф, величина которого лежит в пределах $0,1$ мв за 24 часа.

Таким образом, дрейф динамических электрометров оказывается немногим меньше дрейфа электрометрических усилителей постоянного тока. Однако динамический электрометр обладает некоторыми преимуществами перед электрометрическими схемами постоянного тока. Он имеет более высокое входное сопротивление, что позволяет использовать его в тех случаях, когда применение электрометрических схем другого типа осложняется потреблением ими энергии

(например, при измерении электростатических полей). Энергия, поступающая на вход усилителя динамического электрометра, черпается не от источника сигналов, а от устройства, приводящего в действие динамический конденсатор. Далее, применение динамического конденсатора позволяет отделить измерительную цепь от цепи, связанной с источником заряда или тока и, в частности, позволяет вести компенсационные измерения без воздействия компенсационным напряжением на источник измеряемого тока, заряда или разности потенциалов.

Отметим, что компенсационный метод измерений, позволяющий избежать погрешностей, связанных с неконтролируемыми изменениями величины емкости динамического конденсатора, в некоторых конструкциях электрометров удачно сочетается с автоматической регистрацией измеряемой величины. Примером этого может служить предназначенный для записи слабого постоянного тока динамический электрометр, блок-схема которого приведена на рис. 3.107^[105]. Здесь обратная связь и подача компенсационного напряжения на вход осуществляются в системе, содержащей мотор, который перемещает движок потенциометра R_k и перо самописца. Усилительная часть электрометра состоит из помещенного вплотную к ионизационной камере предусилителя (каскад с большим входным сопротивлением и катодный повторитель) и четырехкаскадного основного усилителя. Вход предусилителя связан через цепь C_c, R_c с динамическим конденсатором C , состоящим из двух дисков, один из которых (заземленный) приводится в колебательное движение с помощью питаемого техническим переменным током соленоида. Поверхности пластин конденсатора тщательно очищены и позолочены. Величина емкости динамического конденсатора изменяется по закону

$$C = \frac{C_0}{1 + \frac{D}{d} \sin \omega t},$$

где d — среднее расстояние между пластинами, D — амплитуда колебаний нижней пластины, а C_0 — средняя емкость конденсатора. Постоянные времени входа усилителя и цепи $R_2 C_2$ много больше, чем $1/50$ сек., и поэтому величина напряжения на входе усилителя

$$u_1 = \frac{q}{C_0} + \frac{qD}{dC_0} \sin \omega t,$$

где q — заряд конденсатора.

Измеряемый ток от источника с большим внутренним сопротивлением (ионизационной камеры) протекает по сопротивлению R^* (10^{10} или 10^{11} ом) и цепи установки нуля и автоматического баланса. Так как сопротивление последних порядка нескольких сотен ом, то величина падения напряжения, связанного с протеканием измеряемого тока I , не зависит от положения движков реостатов R_k и R_0 .

На выходе усилителя включен мотор, направление вращения якоря которого зависит от фазы переменного напряжения, поступающего на него от усилителя. Последняя определяется полярностью напряжения на динамическом конденсаторе. Пусть, например, вначале компенсационное напряжение, вводимое во входную цепь, равно нулю, а через сопротивление R^* протекает ток I в таком направлении, что верхняя пластина конденсатора получает положительный заряд ($q = IR^*C_0$). Тогда мотор начинает вращаться и перемещает движок потенциометра таким образом, что во входную цепь вводится дополнительное напряжение U_k такой полярности, при которой конденсатор получает заряд обратного знака $q' = U_k C_0$. При условии, что $q' = q$, напряжение на выходе усилителя становится равным нулю, и движение мотора прекращается. Если теперь величина измеряемого тока изменится в ту или иную сторону, на выходе усилителя вновь появится напряжение, и якорь мотора вновь будет вращаться в таком направлении и до тех пор, пока суммарный заряд на динамическом конденсаторе станет равным нулю. Так как мотор приводит в движение также перо самописца, на ленте последнего будут записаны все изменения величины измеряемого тока.

Вся шкала прибора соответствует току на входе $10^{-13}a$, а его постоянная времени — около 0,5 сек. Работа с электрометром показала, что дрейф нулевого отсчета, связанный с изменением контактной разности потенциалов между пластинами конденсатора, не превосходит 0,5 мв за много дней.

Предел возможности измерения малых зарядов и слабых токов кладет флюктуационное напряжение, обусловленное, главным образом, термическими флюктуациями заряда во входной цепи усилителя. При изменении емкости динамического конденсатора низкочастотные компоненты флюктуационного напряжения преобразуются в напряжение, проходящее через усилитель, даже если он обладает узкой полосой пропускания. Оценить минимальную величину заряда или тока, который может быть измерен с помощью динамического электрометра, можно подобно тому, как это делается для других схем [114]. В периодической литературе описаны динамические электрометры, дающие возможность измерять заряд порядка 1000 элементарных [114]. Это превосходит практически достижимые значения q_{\min} для электрометров других типов.

Подробное описание конструкций электрометров выходит за рамки настоящей книги. Его можно найти в периодической литературе и специальных обзорах [114, 115, 116, 117].

В заключение отметим, что преобразование постоянного напряжения в переменное может быть осуществлено не только в системах с переменной емкостью на входе. Так, например, в одном из описанных ламповых электрометров конденсатор с малой утечкой заряжается измеряемым током, а затем разряжается через сопротивление или индуктивность, присоединенную ко входу усилительной

схемы [118]. При этом в контуре, состоящем из конденсатора и сопротивления, возникает импульс напряжения (а в случае индуктивности — последовательность загужающих колебаний), который усиливается схемой и регистрируется на ее выходе с помощью баллистического прибора. Построенный по этому принципу прибор давал возможность измерять ток порядка $1,5 \cdot 10^{-17} \text{ а}$ или заряд порядка $4 \cdot 10^{-16} \text{ кул}$ с точностью до 2% в результате статистической обработки 25 отсчетов, которые занимают около 8 мин. Большие токи (порядка 10^{-13} а) не требуют многократных отсчетов и могут быть измерены за несколько секунд. Возможно, что после дальнейшей разработки приборы подобного рода найдут широкое применение.

ГЛАВА IV

ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ. РЕЛАКСАЦИОННЫЕ РЕЛЕ

§ 1. Генераторы гармонических колебаний

1. Возбуждение гармонических электрических колебаний. Генераторами называются автоколебательные системы, в которых энергия источников питания преобразуется в энергию сигналов нужной формы. Энергия генерируемых сигналов обычно бывает соизмерима с энергией, расходуемой источниками питания. В стационарном состоянии сумма энергии, выделяющейся в нагрузке и теряемой в цепях генератора, равна энергии, поступающей от источников питания.

Процессы, протекающие в автоколебательных системах, описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Поэтому исследование процессов в схемах генераторов оказывается очень сложным.

Некоторые вопросы могут быть выяснены относительно просто путем „линеаризации“ системы, т. е. путем описания протекающих процессов приближенными линейными уравнениями. В частности, довольно просто находится условие, необходимое для того, чтобы в системе вообще могли существовать автоколебания.

Как было отмечено выше, в усилителе с обратной связью при выполнении условия (1.108) возможен автоколебательный процесс. При этом, независимо от того, каков спектр сигнала, возбудившего схему, спектр возникших в ней стационарных колебаний будет определяться ее свойствами. В частности, если условие (1.108) выполняется только для весьма узкой области частот, то колебания в схеме будут гармоническими или близкими к ним. Примером такой схемы может служить схема генератора с колебательным контуром в анодной цепи лампы (рис. 4.1). Элементом цепи обратной

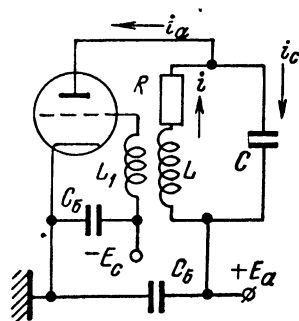


Рис. 4.1. Схема генератора с самовозбуждением.

связи является катушка L_1 , индуктивно связанная с катушкой контура (коэффициент взаимной индукции M).

Для переменного тока, частота которого совпадает с резонансной частотой контура ω_0 , последний представляет собой чисто активное сопротивление $R_{\Sigma} = \frac{R^2}{R}$. Поэтому фаза напряжения этой частоты на аноде лампы обратна фазе напряжения на сетке лампы, т. е. $\Psi_k = \pi$. Далее, фаза напряжения, переданного через цепь обратной связи, в зависимости от направления витков в катушках L_1 и L сдвинута по отношению к фазе напряжения на аноде на угол Ψ_{β} , равный π или нулю. Если $\Psi_{\beta} = \pi$, то $\Psi_k + \Psi_{\beta} = 2\pi (= 0)$, что соответствует соотношению фаз, необходимому для самовозбуждения схемы (см. выражение (2.101)). Поэтому, если параметры контура, лампы и величина взаимной индукции таковы, что $K\beta \geq 1$, то в схеме возможны колебания с частотой, равной резонансной частоте контура ω_0 . Условия для существования колебаний других частот оказываются более жесткими, так как по мере увеличения или уменьшения частоты по сравнению с ω_0 сопротивление контура падает, а угол Ψ_k все более и более отличается от π .

Из этих соображений вытекает, что колебания в схеме должны носить гармонический характер. На самом деле это справедливо только при условии, что коэффициент обратной связи не слишком велик, а качество контура не слишком низкое. В противном случае в схеме одновременно выполняются условия самовозбуждения для полосы частот, и колебания заметно отличаются от гармонических.

С целью более детального рассмотрения процессов в схеме генератора, найдем выражение для тока, текущего в индуктивной ветви колебательного контура генератора, схема которого изображена на рис. 4.1. Составляя уравнения Кирхгофа для мгновенных значений тока в анодной цепи лампы, получим:

$$LC \frac{d^2 i}{dt^2} + RC \frac{di}{dt} + i = i_a. \quad (4.1)$$

Заменяя характеристики лампы параллельными прямыми во всей области изменения потенциалов электродов лампы, напишем:

$$i_a = Su_c + \frac{u_a}{R_i} = S(u_c + Du_a).$$

Далее, из рассмотрения схемы на рис. 4.1 следует, что

$$u_a = - Ri - L \frac{di}{dt} \quad \text{и} \quad u_c = \pm M \frac{di}{dt}.$$

Знак перед правой частью последнего соотношения определяется направлением витков в катушках L_1 и L . Выберем знак плюс, что

соответствует тому, что u_a находится в противофазе с u_c (так как $u_a \approx -L \frac{di}{dt}$).

Подставляя значения u_a и u_c в соотношение для i_a и заменяя полученным выражением правую часть (4.1), найдем:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \left[\frac{R}{L} - \frac{S(M-DL)}{LC} \right] \frac{di}{dt} + \left(1 + \frac{R}{R_i} \right) \frac{1}{LC} i = 0. \quad (4.2)$$

Это выражение совпадает с уравнением, описывающим свободные колебания в контуре, параметры которого

$$L_{\text{эк}} = L, \quad C_{\text{эк}} = \frac{C}{1 + \frac{R}{R_i}} \quad \text{и} \quad R_{\text{эк}} = R - \frac{S(M-DL)}{C}. \quad (4.3)$$

Поэтому при рассмотрении процессов в схеме, изображенной на рис. 4.1, анодная цепь лампы может быть заменена эквивалентным колебательным контуром. Активное сопротивление последнего отличается от активного сопротивления контура схемы на величину

$$R_{(-)} = -\frac{S(M-DL)}{C}.$$

Следовательно, лампа вместе с цепью обратной связи (и источником питания) играет роль отрицательного сопротивления, соединенного последовательно с сопротивлением контура. Это означает, что в контур поступает энергия.

Интеграл уравнения (4.2) может быть записан в виде

$$i = \frac{U_m}{\omega^* L} e^{-\delta^* t} \sin \omega^* t, \quad (4.4)$$

где

$$\omega^* \approx \omega_0^* = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} \approx \omega_0$$

и

$$\delta^* = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{L} - \frac{S(M-DL)}{LC} \right]. \quad (4.5)$$

Если абсолютная величина вносимого в контур отрицательного сопротивления меньше его активного сопротивления, то затухание контура положительно и амплитуда гармонических колебаний, возникших по какой-либо причине, экспоненциально убывает (рис. 4.2а). Если $|R_{(-)}| > R$, то $\delta^* < 0$, и амплитуда колебаний возрастает;

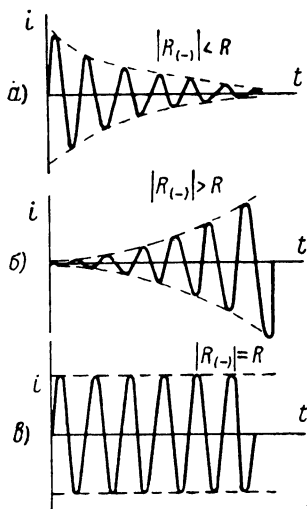


Рис. 4.2. Колебания в контуре генератора при разных соотношениях между его активным сопротивлением и отрицательным сопротивлением, вносимым лампой.

(рис. 4.2б). Наконец, если $|R_{(-)}| = R$, т. е. если потери в контуре в точности компенсируются энергией, поступающей в него через электронную лампу от источника питания схемы, то $\delta^* = 0$, и в контуре возможны колебания с постоянной амплитудой (рис. 4.2в). В последнем случае амплитуда автоколебаний определяется начальными условиями, т. е. тем толчком, который переводит схему в колебательный режим.

Следовательно, устройство, собранное по схеме, изображенной на рис. 4.1, превращается в автоколебательную систему, в которой возбуждаются гармонические колебания, если

$$R_{\text{эк}} < 0, \quad \text{т. е.} \quad R \leq S \frac{M - DL}{C}.$$

Это условие может быть также записано в виде

$$M \geq M_{\text{кр}} = \frac{RC}{S} + DL. \quad (4.6)$$

Что касается фазовых соотношений, необходимых для самовозбуждения схемы, то и о них уже шла речь выше: сумма фазового сдвига при передаче напряжения из сеточной цепи в анодную Ψ_k и фазового сдвига при обратной передаче части напряжения из анодной в сеточную цепь Ψ_β должна быть равна нулю, т. е.

$$\Psi_k + \Psi_\beta = 0. \quad (4.7)$$

Возможность неограниченного возрастания амплитуды автоколебаний в случае $|R_{(-)}| > R$ и зависимость ее стационарной величины при $|R_{(-)}| = R$ от характера толчка, возбуждившего схему, не отвечает действительности.

Причины этого несоответствия кроются в аппроксимации характеристик лампы прямыми, что привело к описанию электрических процессов в схеме линейным уравнением (4.2).

Так как малые участки характеристик лампы всегда можно аппроксимировать отрезками прямых, то следует считать, что написанные выше выражения справедливы, пока амплитуда колебаний в схеме мала. При возрастании амплитуды потенциалы сетки и анода лампы изменяются все в более и более широких пределах и необходимо принять во внимание криволинейность ее характеристик.

Положим, что до начала колебаний в схеме рабочая точка располагалась на прямолинейном участке динамической характеристики лампы, крутизна которой S_0 . Если выбором параметров схемы удовлетворено условие $M > \frac{RC}{S_0} - DL$, то в результате случайного толчка в схеме возникнут автоколебания, носящие развивающийся характер. С возрастанием амплитуды автоколебаний пределы движения рабочей точки по динамической характеристике расширяются и она в течение все большей и большей части периода находится в области

криволинейных участков, крутизна которых меньше S_0 . Поэтому вносимое в контур отрицательное сопротивление не остается постоянным в течение периода колебаний и по мере их развития его среднее значение уменьшается. Наконец, при некоторой амплитуде автоколебаний оказывается выполненным условие $\overline{R_{эк}} = 0$ или $M = \frac{RC}{\bar{S}} - DL$. Здесь \bar{S} — средняя крутизна того участка динамической характеристики лампы, в пределах которого двигается рабочая точка.

Таким образом, условие самовозбуждения

$$M > \frac{RC}{S_0} - DL \quad (R_{эк0} < 0)$$

при неизменных параметрах схемы в результате развития автоколебаний переходит в условие $M = \frac{RC}{\bar{S}} - DL$ ($\overline{R_{эк}} = 0$). При этом количество энергии, поступающей в контур за период, становится как раз равным энергии, теряемой в нем из-за наличия активного сопротивления, и амплитуда автоколебаний перестает расти. Нетрудно убедиться, что это состояние схемы оказывается устойчивым.

Стационарная амплитуда колебаний зависит от параметров лампы и ее величина тем больше, чем больше взаимоиנדукция M и чем меньше активное сопротивление контура.

Мы предполагали, что до начала развития автоколебаний рабочая точка находится на прямолинейном участке динамической характеристики лампы. При этом для перехода схемы в колебательный режим достаточно сколь угодно малого толчка (например, флуктуационного происхождения). Это соответствует так называемому „мягкому самовозбуждению“ схемы. Если же рабочая точка первоначально находится в области криволинейного участка динамической характеристики лампы (например, на ее нижнем сгибе), то с увеличением амплитуды сеточного напряжения средняя крутизна сначала возрастает, а затем вновь уменьшается. Поэтому может случиться, что при выбранном значении M условие самовозбуждения не выполняется для малых амплитуд, но выполняется, если амплитуда превосходит определенную величину. Тогда для возбуждения схемы необходим достаточно сильный толчок (например, к сетке лампы должно быть на короткое время приложено достаточно большое напряжение). Это соответствует так называемому „жесткому возбуждению“ схемы. После того как схема возбуждена, колебания в ней носят развивающийся характер, и стационарная амплитуда соответствует условию $\overline{R_{эк}} = 0$.

Так как в стационарном режиме лампу можно заменить квазилинейным элементом, то установившиеся процессы в схеме генератора могут быть описаны линейными уравнениями. С известным приближением эти процессы допустимо считать гармоническими, и

поэтому описывающие их уравнения можно записать в форме комплексных амплитуд.

В некоторых случаях нет необходимости даже составлять систему уравнений для рассматриваемой схемы, а можно воспользоваться тем, что анодная цепь лампы генератора в стационарном состоянии может быть заменена эквивалентным возбужденным колебательным контуром, т. е. контуром, активное сопротивление которого равно нулю. Поэтому для нахождения условия самовозбуждения схемы достаточно написать выражение для активного сопротивления контура с учетом вносимых параметров и приравнять его нулю. Далее, частота генерируемых колебаний определяется как собственная частота возбужденного контура. Поэтому для ее нахождения доста-

точно приравнять нулю реактивную компоненту сопротивления эквивалентного контура.

До сих пор мы предполагали, что каскад с самовозбуждением работает уединенно — его контур не связан ни с какой другой цепью, кроме цепи обратной связи каскада. Практически генераторы всегда работают с нагрузкой, т. е. от колебательного контура отбирается

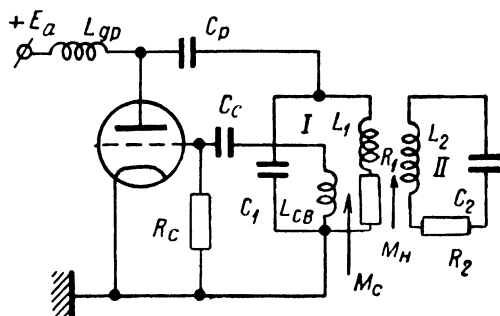


Рис. 4.3. Связь колебательного контура с контуром генератора с самовозбуждением.

некоторая мощность, помимо необходимой для управления работой лампы. Процессы, протекающие при этом в схеме, оказываются более сложными, так как всякое изменение нагрузки влияет на режим самого генератора. Если, например, контур генератора связать с другим колебательным контуром (рис. 4.3), то при перестройке последнего наблюдается следующее. При весьма слабой связи между контурами зависимость амплитуды тока во втором контуре от его частоты имеет вид обычной резонансной кривой, а частота генератора остается приблизительно постоянной (рис. 4.4а). При большей связи между контурами (т. е. при увеличении M_H в схеме на рис. 4.3) резонансная кривая деформируется, а частота генератора внезапно меняет свою величину, если собственные частоты обоих контуров совпадают (рис. 4.4б).

При еще более сильной связи приближение частоты второго контура к собственной частоте контура генератора сопровождается прекращением возбуждения колебаний, в результате чего ток I_2 в нагрузочном контуре внезапно исчезает (рис. 4.4в). Это явление носит название срыва колебаний генератора. Увеличив обратную связь в его схеме (т. е. M_C в схеме, изображенной на рис. 4.3),

можно устранить срыв колебаний, но тогда наблюдается не один, а два максимума тока во втором контуре. При его плавной перестройке достигается только один из этих максимумов, причем какой именно — зависит от направления изменения частоты контура (рис. 4.4з).

В пределах от ω^* до ω^{**} (рис. 4.4з) частота генерируемых колебаний может быть либо меньше, либо больше собственной частоты контура генератора и следует за изменениями частоты второго контура. Это явление носит название затягивания, а область, где возможны две частоты, — петли затягивания.

Для пояснения причин, которые приводят к срыву колебаний генератора и его затягиванию, напомним выражение для активного сопротивления контура генератора, приняв во внимание отрицательное сопротивление, вносимое лампой, и сопротивление, вносимое нагрузочным контуром:

$$R_{\text{эк}} = R_1 - \frac{S}{C_1} (M_c - DL_1) + R_2 \frac{X_{\text{св}}^2}{Z_2^2}.$$

Если связи со вторым контуром нет, т. е. $X_{\text{св}} = 0$, то при

$$R_{\text{эк}0} = R_1 - \frac{S_0}{C_1} (M_c - DL_1) < 0$$

схема переходит в автоколебательный режим (предполагаем, что самовозбуждение мягкое). Стационарное состояние соответствует

$$\bar{R}_{\text{эк}} = R_1 - \frac{\bar{S}}{C_1} (M_c - DL_1) = 0.$$

Так как средняя крутизна характеристики \bar{S} — функция амплитуды колебаний, то последнее условие определяет амплитуду стационарных колебаний в схеме.

При достаточно слабой связи между контуром генератора и нагрузочным контуром условие $\bar{R}_{\text{эк}0} < 0$ не будет нарушено, но условие $\bar{R}_{\text{эк}} = 0$ будет соответствовать другому значению \bar{S} , т. е. другой амплитуде колебаний. Так как сопротивление, вносимое в контур генератора нагрузочным контуром, — функция его собственной частоты, то при разных расстройках стационарному режиму соответствуют разные значения \bar{S} . Это является причиной изменения формы резонансной кривой тока во втором контуре.

Если связь между контурами сильная, то при равенстве их собственных частот сопротивление, вносимое в контур генератора, может быть настолько велико, что условие $R_{\text{эк}0} < 0$ не выполняется. Если же частоты контуров сильно различаются, то вносимое сопротивление делается меньше, и величина $R_{\text{эк}0}$ оказывается меньше нуля. Это является причиной срыва колебаний в области $\omega_{01} \approx \omega_{02}$ и восстановления колебательного режима, если собственные частоты контуров отличаются на большую величину.

Увеличив обратную связь в схеме генератора, можно придать отрицательному сопротивлению, вносимому лампой, такое значение, что условие $R_{\text{эк}} < 0$ будет восстановлено для всей области частот. Но система из двух контуров при связи между последними выше критической обладает двумя резонансными частотами —

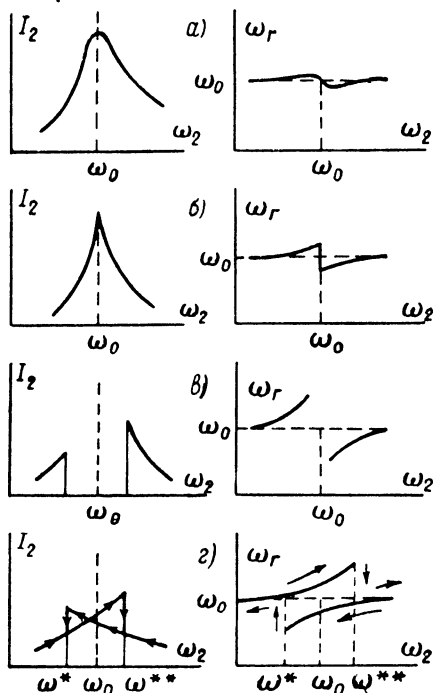


Рис. 4.4. Зависимость тока в контуре от его настройки при разной связи контура с генератором с самовозбуждением.

быстрой и медленной частотой связи. Поэтому в области $\omega_{01} \approx \omega_{02}$ в схеме могут возбуждаться колебания, частота которых совпадает с одной из частот связи. А так как последняя несколько меняется при перестройке второго контура, то генерируемая частота определяется настройкой последнего.

Если собственные частоты контуров сильно отличаются одна от другой, то вместо двух частот связи имеется только одна — приблизительно равная собственной частоте контура генератора. Поэтому в областях $\omega_{02} \gg \omega_{01}$ и $\omega_{02} \ll \omega_{01}$ генератор ведет себя, как одноконтурная возбужденная система.

Явление затягивания часто препятствует связи генератора с самовозбуждением непосредственно, без промежуточных каскадов, с полезной нагрузкой. В некоторых же специальных случаях явление затягивания используется для управления работой задающего генератора.

2. Построение выходных каскадов генераторов. Как было выяснено выше, непосредственная связь нагрузки с контуром каскада с самовозбуждением (например с помощью катушки связи) приводит к существенной зависимости процессов в схеме генератора от параметров нагрузки и связи. Вследствие этого однокаскадные генераторы строят только в том случае, если связь с нагрузкой не может привести к срыву колебаний, а уход частоты, обусловленный вносимыми в контур со стороны нагрузки параметрами, не имеет существенного значения. В большинстве же случаев предпочитают строить многокаскадные генераторы. Они содержат сравнительно маломощный каскад, в котором возбуждаются незатухающие колебания нужной частоты („задающий“, генератор), и один или несколько дополни-

тельных каскадов, представляющих собой усилитель мощности. При этом не только получается нужная мощность на выходе, но и практически полностью исключается влияние нагрузки на режим работы задающего генератора.

В усилителе мощности обычно используются резонансные каскады. Иногда такие каскады называют „генераторами с внешним возбуждением“, понимая под последним то напряжение, которое управляет потенциалом сетки лампы каскада.

Наибольший интерес представляет работа последнего — выходного, или оконечного, каскада, питающего полезную нагрузку. Каскады „предварительного усиления мощности“ включаются в схему, если мощность задающего генератора недостаточна для питания выходного каскада и по каким-либо соображениям увеличивать ее нежелательно. Характер работы таких промежуточных каскадов не отличается существенно от характера работы оконечного, если они не выполняют специальных функций, как, например, удвоение частоты, о чем говорить здесь не будем. Оконечные каскады строятся по схемам как последовательного, так и параллельного питания (рис. 4.5а и 4.5б).

В схемах последовательного питания через контур протекает постоянная составляющая анодного тока лампы, а детали контура находятся под высоким потенциалом (анодное напряжение ламп оконечных каскадов мощных генераторов обычно составляет несколько единиц или десятков киловольт). Схемы параллельного питания свободны от этих недостатков.

Оконечные каскады могут быть собраны как по однотактной, так и по двухтактной схеме (рис. 4.6). Применение последней схемы особенно целесообразно, если полезная нагрузка, с которой связывается анодный контур выходного каскада, представляет собой электрическую систему, симметричную относительно земли (например,

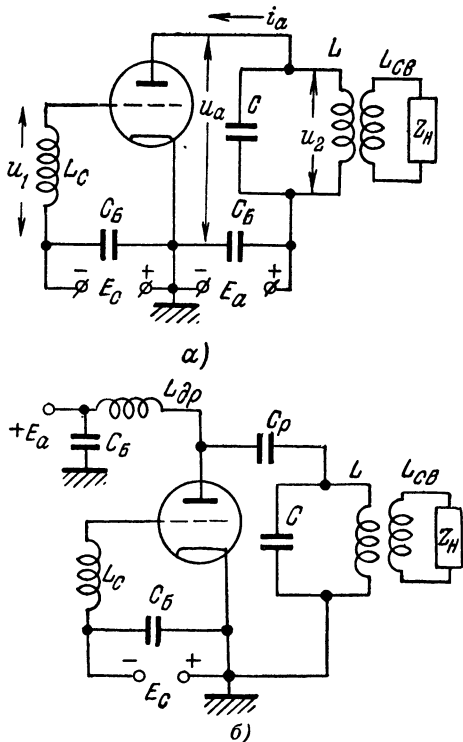


Рис. 4.5. Связь полезной нагрузки с выходным контуром генератора: (а) — последовательная схема питания и (б) — параллельная схема питания лампы оконечного каскада.

двухпроводная симметричная линия с нагрузкой на конце). При питании такой нагрузки однократным каскадом в ней может возникнуть не противофазное, а синфазное возбуждение обеих половин, что обычно нежелательно.

На передаче энергии с выхода оконечного каскада полезной нагрузке мы остановимся ниже. При рассмотрении же процессов в схеме оконечных каскадов можно формально считать, что нагрузка анодной цепи лампы исчерпывается колебательным контуром, параметры которого зависят

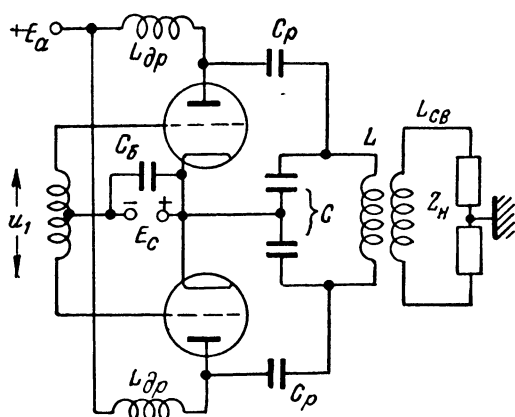


Рис. 4.6. Двухтактная схема оконечного каскада генератора.

от характера полезной нагрузки и степени ее связи с контуром.

Основную роль в оценке оконечного каскада мощного генератора играет его к. п. д. и максимальная колебательная мощность, которая может быть получена в анодной цепи лампы. Так как работа в режиме класса *A* связана с малым к. п. д., этот режим в оконечных каскадах мощных генераторов почти совершенно не при-

меняется. При работе в режиме класса *B* или *C* в анодной цепи лампы протекают импульсы тока, если потенциал сетки меняется по гармоническому закону. Но напряжение на контуре в анодной цепи лампы благодаря его резонансным свойствам остается близким к гармоническому (Q контура обычно бывает достаточно велико). Поэтому режимы *B* и *C* используются не только в двухтактных, но и в однократных оконечных каскадах мощных генераторов.

Дополнительным преимуществом этих режимов является то, что при большом отрицательном потенциале сетки лампы она работает с относительно малым сеточным током. Поэтому в сеточной цепи выходного каскада расходуется сравнительно малая мощность и этот каскад не сильно нагружает предыдущий.

Колебательная мощность в анодной нагрузке усилителя определяется как средняя за период мощность тока первой гармоники:

$$P_r = \frac{1}{2} I_{ma} U_{m2} \quad (4.8)$$

(здесь U_{m2} — амплитуда напряжения на контуре).

Мощность, подводимая к каскаду от источника питания анодной цепи:

$$P_0 = I_{a0} U_{a0} \approx I_{a0} E_a. \quad (4.9)$$

Здесь U_{a0} — постоянная составляющая напряжения на аноде лампы. Она приблизительно равна напряжению источника питания E_a , так как сопротивление контура постоянному току обычно бывает очень мало. I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока лампы.

Мощность $P_a = P_0 - P_r$ рассеивается на аноде лампы. Отношение P_r и P_0 принято называть коэффициентом полезного действия анодной цепи оконечного каскада:

$$\eta_a = \frac{P_r}{P_0} \frac{I_{ma} U_{m2}}{2 I_{a0} U_{a0}}. \quad (4.10)$$

При рассмотрении работы оконечных каскадов мощных генераторов надо иметь в виду следующее. Мгновенному положительному

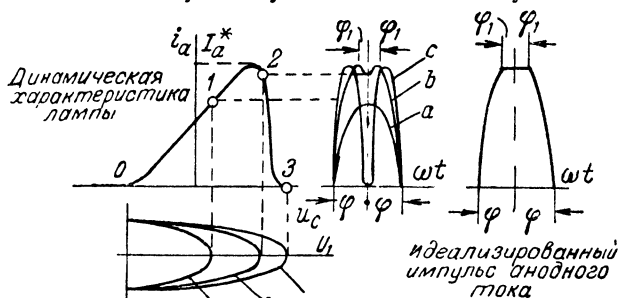


Рис. 4.7. Форма импульсов анодного тока лампы при разных значениях амплитуды возбуждающего напряжения.

напряжению сигнала на сетке соответствует мгновенное понижение потенциала ее анода. При большой амплитуде сигнала, пока сетка

находится при значительном положительном потенциале, ток в лампе перераспределяется — анодный ток уменьшается, а сеточный возрастает. Вследствие этого динамическая характеристика лампы имеет „завал“, а верхушки импульсов анодного тока по мере увеличения амплитуды U_{mc} сначала уплощаются, затем приобретают провал и, наконец, каждый импульс раздваивается. Этот эффект иллюстрирует рис. 4.8, на котором изображена динамическая характеристика лампы в осях i_a , u_c . По мере увеличения амплитуды сеточного напряжения рабочая точка перемещается в пределах участков 0—1, 0—2, 0—3, отмеченных на этой характеристике.

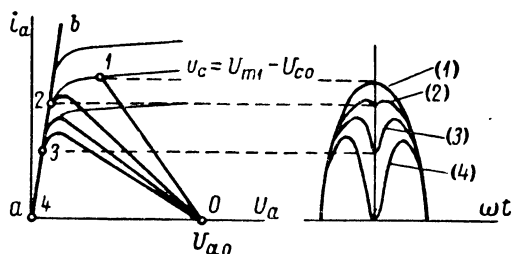


Рис. 4.8. Форма импульсов анодного тока лампы при разных значениях резонансного сопротивления анодного контура.

Совершенно аналогично изменяется форма импульсов анодного тока, если поддерживать неизменной амплитуду возбуждающего напряжения, но изменять величину резонансного сопротивления нагрузочного контура. Это иллюстрирует рис. 4.8. Точки 1, 2, 3, 4, отмеченные на этом рисунке, соответствуют пересечению динамических характеристик при разных значениях R_{Σ} со статической анодной характеристикой лампы, отвечающей значению $u_c = U_{mc} - U_{c0}$.

По мере изменения формы импульсов анодного тока меняется их спектральный состав. Поэтому величины P_r , P_0 и η_a оказываются функциями формы импульсов, а последняя в свою очередь — функция режима генератора и параметров его схемы.

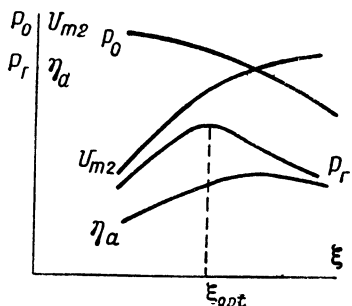


Рис. 4.9. Зависимость колебательной мощности в выходном контуре генератора, мощности, расходуемой на питание оконечного каскада, к. п. д. анодной цепи и амплитуды выходного напряжения от коэффициента использования напряжения в оконечном каскаде.

Обычно оказывается удобным связать энергетические соотношения в схеме с тем минимальным напряжением на аноде лампы, которое достигается при работе (легко видеть, что $U_{a \min} = U_{a0} - U_{m2}$). Тогда в рассмотрение вводится величина

$$\xi = \frac{U_{m2}}{U_{a0}}, \quad (4.11)$$

носящая название коэффициента использования анодного напряжения. От величины этого коэффициента зависит форма импульсов анодного тока, а следовательно, и все энергетические параметры схемы. Характер зависимости P_0 , P_r , η_a и U_{m2} от величины ξ иллюстрируют графики, приведенные на

рис. 4.9. Они соответствуют варьированию значения ξ путем изменения резонансного сопротивления контура при постоянной амплитуде возбуждающего напряжения U_{mc} .

Если на выходе усилителя нужно получить возможно большую мощность, то его следует поставить в режим, соответствующий $\xi = \xi_{\text{opt}}$. Конечно, такую же мощность можно получить и при других значениях ξ , но для этого понадобится большая амплитуда возбуждающего напряжения. Это приведет к возрастанию потерь в цепи сетки, увеличению мощности, потребляемой от источника питания анодной цепи усилителя, и т. д.

Режим, при котором $\xi < \xi_{\text{opt}}$, часто называют, недонапряженным, а соответствующий $\xi > \xi_{\text{opt}}$ — перенапряженным, наконец, отвечающий $\xi = \xi_{\text{opt}}$ — оптимальным или критическим. Можно считать, что при работе лампы в этом режиме динамическая характеристика используется до начала резкого уменьшения анодного тока, соответствующего уменьшению напряжения на аноде при возрастании потенциала

сетки лампы. Линия, отвечающая резкому уменьшению величины анодного тока в области малых значений анодного напряжения (линия ab на рис. 4.8), носит название линии критического режима.

Для упрощения расчета выходного каскада генератора действительную динамическую характеристику лампы заменяют отрезками прямых, а импульсы анодного тока с провалами в средней части — усеченными импульсами (рис. 4.7). Если значение коэффициента использования анодного напряжения близко к оптимальному, такая идеализация связана с внесением в расчет погрешности, не превышающей 10%.

Если мгновенное напряжение на сетке лампы имеет вид:

$$u_c = U_{c0} + U_{mc} \cos \omega t,$$

то в случае настроенного контура в анодной цепи (как и при чисто активной нагрузке) изменение анодного напряжения следует зависимости:

$$u_a = U_{a0} - U_{m2} \cos \omega t.$$

Поэтому в той области, где крутизна лампы не зависит от потенциалов ее электродов:

$$i_a = S(u_c + Du_a) = S[(U_{mc} - DU_{m2}) \cos \omega t + (U_{c0} + DU_{a0})]. \quad (4.12)$$

При $\omega t = \pm \varphi$ ток $i_a = 0$ (см. рис. 4.7). Поэтому

$$(U_{c0} + DU_{a0}) + (U_{mc} - DU_{m2}) \cos \varphi = 0, \quad (4.13)$$

и (4.12) приобретает вид:

$$i_a = S(U_{mc} - DU_{m2})(\cos \omega t - \cos \varphi).$$

Далее, при $\omega t = \pm \varphi_1$ анодный ток достигает своего наибольшего значения I_a^* . Следовательно,

$$I_a^* = S(U_{mc} - DU_{m2})(\cos \varphi_1 - \cos \varphi) \quad (4.14)$$

и в интервале изменения ωt от $-\varphi$ до $-\varphi_1$ и от $+\varphi_1$ до $+\varphi$ анодный ток лампы описывается выражением:

$$i_a = I_a^* \frac{\cos \omega t - \cos \varphi}{\cos \varphi_1 - \cos \varphi}. \quad (4.15)$$

В интервале изменения ωt от $2n\pi - \varphi_1$ до $2n\pi + \varphi_1$ ток $i_a = I_a^*$, а в остальной области изменения ωt ток $i_a = 0$.

Располагая этими выражениями, можно найти связь между максимальным значением тока в импульсе I_a^* , с одной стороны, и постоянной составляющей и амплитудой первой гармоники анодного тока — $I_{a0} = \alpha_0 I_a^*$ и $I_{am1} = \alpha_1 I_a^*$ — с другой.

Далее, выражения (4.8), (4.9) и (4.10) можно переписать в виде:

$$P_r = \frac{\alpha_1}{2} \xi I_a^* U_{a0}, \quad (4.16)$$

$$P_0 = \alpha_0 I_a^* U_{a0} \quad (4.17)$$

и

$$\eta_a = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi. \quad (4.18)$$

Максимальное значение анодного тока в импульсе I_a^* не может превышать некоторой величины, определяемой полным током эмиссии катода лампы. Величины коэффициентов α_0 и α_1 — функции углов отсечек φ и φ_1 . Для эффективной работы каскада желательно выбрать такую форму импульсов анодного тока лампы, при которой коэффициент α_1 и отношение $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ имеют достаточно большие значения.

Рассмотрение соотношений для α_0 и α_1 показывает, что максимальное значение α_1 соответствует углу нижней отсечки φ , большему 90° , но при этом мало отношение $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$. Поэтому обычно выбирают $\varphi \approx 70-80^\circ$. Из таких же соображений берут φ_1 порядка $10-20^\circ$.

Угол верхней отсечки анодного тока связан с величиной коэффициента использования анодного напряжения (это следует из рассмотрения графиков на рис. 4.8). Анализ энергетических соотношений в схеме приводит к выводу, что

$$\xi_{opt} = 1 - \frac{2P_r}{S_k U_{a0}^2 \alpha_1 \cos \varphi_1}. \quad (4.19)$$

Входящая сюда величина мощности P_r обычно бывает задана при расчете генератора, а анодное напряжение U_{a0} и величина S_k (крутизна линии критического режима) определяются выбором лампы.

Для того чтобы коэффициент использования анодного напряжения на самом деле был бы равен найденному на основании (4.19) и в анодной нагрузке выделялась заданная мощность P_r , необходимо определенное значение амплитуды раскачки. Это значение может быть найдено с помощью (4.14), которое вместе с (4.16) дает:

$$U_{mc} = \frac{2P_r}{S_k^2 U_{a0} \alpha_1 (\cos \varphi_1 - \cos \varphi)} + D \xi U_{a0}. \quad (4.20)$$

Угол нижней отсечки определяется смещением на сетке лампы. Величину последнего найдем, воспользовавшись (4.13):

$$|U_{c0}| = (U_{mc} - D \xi U_{a0}) \cos \varphi + D U_{a0}. \quad (4.21)$$

Таким образом, выбирая амплитуду раскачки и сеточное смещение на основании выражений (4.20) и (4.21), при условии, что $\xi = \xi_{opt}$, получим импульсы анодного тока с заданными углами отсечек.

Написанные соотношения позволяют по заданной величине мощности, которая должна быть получена в нагрузке окончного каскада

генератора, выбрать лампу этого каскада и определить все величины, характеризующие его работу, а также найти амплитуду необходимой раскочки.

Колебательную мощность, потребляемую цепью сетки лампы оконечного каскада, можно приближенно оценить на основании выражения:

$$P_c \approx 0,025 U_{mc} I_a^* \quad (4.22)$$

которое получено в предположении, что максимальное значение сеточного тока составляет 10% от I_a^* и основная мощность, потребляемая цепью сетки, соответствует току первой гармоники. Формула (4.22) весьма приближенная и найденное с ее помощью значение P_c может в несколько раз отличаться от действительного.

Подробный анализ процессов в схемах выходных каскадов генераторов, методы их расчета, а также сведения о лампах и требованиях, которым должны удовлетворять элементы, на которых строятся генераторы, можно найти в обширных специальных монографиях [119, 120]. Поэтому здесь мы ограничимся изложенным выше простым рассмотрением работы таких каскадов, а для иллюстрации написанных соотношений приведем простой численный пример.

Положим, что в анодной цепи выходного каскада генератора должна быть получена мощность $P_r = 500$ *вт*. Для постройки каскада выберем лампу ГКЭ-500 — генераторный тетрод, рассчитанный на отдачу колебательной мощности 500 *вт*. Параметры лампы следующие: $S = 3$ *ма/в*, $\mu = \frac{1}{D} = 300$, $S_k = 2,1$ *ма/в*. На аноде допускается рассеяние мощности не более 600 *вт*. Нормальное анодное напряжение $U_{a0} = 6000$ *в*. Наибольший ток эмиссии катода $I_{k \max} = 600$ *ма*.

Выберем $\varphi_1 = 20^\circ$ и $\varphi = 75^\circ$. При этом $\alpha_0 = 0,29$ и $\alpha_1 = 0,48$ (значения α_0 и α_1 взяты из справочных таблиц [120]).

Полагая, что каскад рационально поставить в режим, близкий к оптимальному, находим:

$$\xi_{opt} = 1 - \frac{2P_r}{S_k U_{a0}^2 \alpha_1 \cos \varphi_1} = 1 - \frac{2 \cdot 500}{2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 36 \cdot 10^8 \cdot 0,94 \cdot 0,48} = 0,96;$$

$$U_{m2} = \xi U_{a0} = 0,96 \cdot 6000 = 5750 \text{ в};$$

$$I_a^* = \frac{2P_r}{\alpha_1 U_{m2}} = \frac{2 \cdot 500}{0,48 \cdot 5750} = 360 \text{ ма};$$

$$P_0 = \alpha_0 I_a^* U_{a0} = 0,29 \cdot 0,36 \cdot 6000 = 620 \text{ вт};$$

$$\eta_a = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,48}{0,29} \cdot 0,96 = 0,8;$$

$$U_{mc} = \frac{2P_r}{S \xi U_{a0} \alpha_1 (\cos \varphi_1 - \cos \varphi)} + D \xi U_{a0} = 190 \text{ в};$$

$$|U_{c0}| = (U_{mc} - D U_{m2}) \cos \varphi + D U_{a0} \approx 65 \text{ в}.$$

Наконец, ориентировочная величина мощности, потребляемой цепью сетки каскада [выражение (4.22)]:

$$P_c = 0,025 U_{mc} I_a^* = 0,025 \cdot 190 \cdot 0,36 \simeq 2 \text{ вт.}$$

Расчет показал, что максимальный ток в импульсе будет равен 360 *ма*, а мощность, рассеиваемая на аноде лампы, $P_a = P_0 - P_r = 120 \text{ вт.}$ И то и другое возможно при использовании выбранной лампы.

Далее, расчет позволил определить величины P_0 , U_{c0} , U_{mc} и примерную величину P_c . Эти значения необходимы для расчета источника питания каскада и каскада предварительного усиления мощности или задающего генератора.

Приведенные выше соотношения позволяют судить о том, каковы наиболее желательные характеристики и параметры ламп оконечных каскадов. Для получения большого значения ξ_{opt} выгодно применять лампы с высоким анодным напряжением U_{a0} и большой крутизной линии критического режима S_k . При этом повышается к. п. д. каскада и отдаваемая им колебательная мощность. Амплитуда раскачки, необходимая для получения заданного значения P_r , тем меньше, чем больше крутизна характеристики лампы S .

Среди ламп, предназначенных для оконечных каскадов генераторов, имеются триоды, лучевые тетроды и пентоды.

Каскады, построенные на пентодах и тетродах, требуют меньшей амплитуды раскачки. Поэтому для их работы нужно затрачивать меньшую мощность в сеточной цепи, чем для работы триодных каскадов.

Весьма существенно, что емкость сетка — анод пентодов имеет относительно малую величину.

Заметим, что если задана величина генерируемой мощности и выбран коэффициент использования анодного напряжения, то тем самым определено необходимое резонансное сопротивление контура в анодной цепи лампы каскада. Действительно, $R_x = \frac{(U_{a0} \xi)^2}{2P_r}$ (в приведенном примере R_x должно иметь величину 33 *ком*).

Между тем величина R_x может определяться условиями конструирования контура, величиной связанной с ним полезной нагрузки и т. д. и не совпадать со значением, соответствующим $\xi = \xi_{opt}$:

$$R_{x(opt)} = \frac{(U_{a0} \xi_{opt})^2}{2P_r}. \quad (4.23)$$

Для характеристики работы генератора при разных значениях R_x можно воспользоваться зависимостью

$$\left(\frac{P_r}{P_{r \max}} \right) = f \left(\frac{R_x}{R_{x(opt)}} \right).$$

График такой зависимости имеет вид кривой, представленной на рис. 4.10. Генерируемая мощность уменьшается при увеличении R_{α} по сравнению с $R_{\alpha(\text{opt})}$, так как при этом растет амплитуда переменного напряжения на контуре, и генератор переходит в перенапряженный режим. Наоборот, при уменьшении R_{α} по сравнению с $R_{\alpha(\text{opt})}$ генератор оказывается в недонапряженном режиме, и генерируемая мощность также уменьшается. Одновременно меняются и мощность, потребляемая от источника питания, мощность, рассеиваемая на аноде лампы, и к. п. д. анодной цепи. Поэтому выбор правильной величины резонансного сопротивления имеет весьма существенное значение.

Следует подчеркнуть, что не вся выделяющаяся в контуре выходного каскада мощность может быть передана полезной нагрузке. Как уже отмечалось, последняя обычно не включается непосредственно в анодную цепь лампы выходного каскада, а связывается с выходным контуром генератора, например, с помощью катушки связи.

Выходной контур генератора носит название „промежуточного“ и, очевидно, полезная мощность равна мощности, переданной из этого контура в нагрузку.

Связь нагрузки с промежуточным контуром приводит к изменению активной и реактивной компонент сопротивления последнего. Активная компонента вносимого сопротивления уменьшает величину R_{α} контура. Поэтому для того, чтобы генератор с нагрузкой работал в режиме, соответствующем $R_{\alpha} = R_{\alpha(\text{opt})}$, необходимо, чтобы резонансное сопротивление контура при отсутствии связи с нагрузкой было бы больше $R_{\alpha(\text{opt})}$. Выбирая связь нагрузки с промежуточным контуром, нужно иметь в виду не только приближение величины контура к значению $R_{\alpha(\text{opt})}$, но также и то, какая доля мощности передается из промежуточного контура в нагрузку.

Рис. 4.11. Зависимость мощности, выделяющейся в нагрузке, и к. п. д. промежуточного контура от степени связи нагрузки с промежуточным контуром.

(см. § 2 гл. I), то последнюю желательно выбирать достаточно большой. Однако, если связь чрезмерно велика, то R_{α} промежуточного контура оказывается слишком малым, и каскад переходит

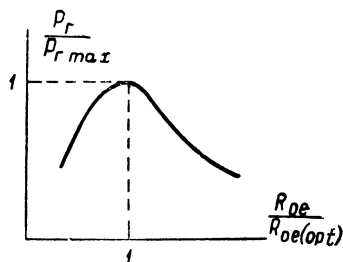


Рис. 4.10. Изменение колебательной мощности на выходе генератора при варьировании резонансного сопротивления контура в анодной цепи лампы.

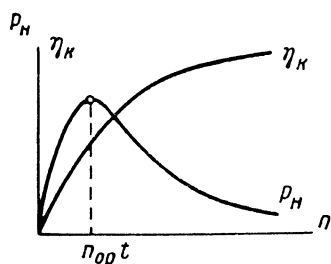


Рис. 4.11. Зависимость мощности, выделяющейся в нагрузке, и к. п. д. промежуточного контура от степени связи нагрузки с промежуточным контуром.

Так как к. п. д. передачи энергии из одного контура в другой η_k тем больше, чем больше степень связи между ними

в недонапряженный режим работы. При этом мощность в анодной цепи лампы падает быстрее, чем растет к. п. д. передачи энергии, и выделяющаяся в нагрузке мощность убывает (рис. 4.11).

При некотором значении степени связи $n = n_{\text{opt}}$ мощность в нагрузке оказывается максимальной. Величина n_{opt} тем больше, а следовательно, доля энергии, теряемой в промежуточном контуре, тем меньше, чем на большую величину резонансное сопротивление контура в отсутствии связи с нагрузкой превосходит значение $R_{\text{св(опт)}}$. Так как $R_{\text{св}} = \rho Q$, то, очевидно, желательно иметь промежуточный контур с большими значениями ρ и Q .

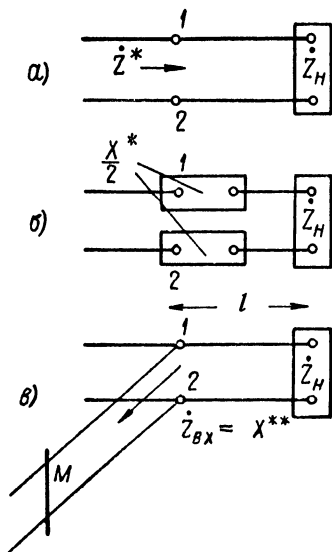


Рис. 4.12. Методы предотвращения появления в фидере стоячих волн.

Практически в усилительных каскадах большой мощности оптимальное сопротивление контура всегда бывает малым. Например, если $P_r = 50 \text{ кВт}$, $U_{a0} = 10 \text{ кВ}$ и $\xi_{\text{опт}} = 0,9$, то на основании (4.23) находим, что $R_{\text{св(опт)}} = 800 \text{ ом}$. Поэтому в мощных генераторах, работающих даже в диапазоне коротких волн (несколько десятков метров), величина степени связи выбирается сравнительно большой, и потери при передаче энергии из анодной цепи усилителя мощности в цепь нагрузки оказываются порядка 5—10%. Оптимальная связь обычно подбирается экспериментально при настройке генератора.

Особую задачу представляет передача мощности из выходного (промежуточного) контура генератора в нагрузку, если последняя удалена от генератора. Эта задача может быть решена применением фидеров. При этом, как известно, для того чтобы передача энергии не сопровождалась значительными потерями, в фидере не должно быть стоячих волн, но должны быть только бегущие волны от генератора к нагрузке. Для этого сопротивление нагрузки, включенной в конце фидера, должно быть равно его волновому сопротивлению. На самом деле это может не иметь места. Поэтому для того, чтобы избежать появления в фидере стоячих волн, поступают следующим образом. Из всего фидера выделяют некоторый участок, обращенный к нагрузке (участок правее точек 1 и 2 на рис. 4.12а). Входное сопротивление такого участка может быть записано в виде $\dot{Z}_{\text{вх}} = a_{\phi} + jb_{\phi}$, причем значения a_{ϕ} и b_{ϕ} — функции длины участка l (см. § 3 гл. I). Эту длину можно выбрать такой, что активная составляющая сопротивления $\dot{Z}_{\text{вх}}$

окажется равной ρ . Тогда реактивная составляющая входного сопротивления получит определенное значение $b_{\Phi} = b^*$. Если теперь в точках 1 и 2 фидер разорвать и в разрыв включить реактивное сопротивление $X^* = -b^*$ (т. е. элементы с сопротивлением $\frac{X^*}{2} = -\frac{b^*}{2}$ в каждый провод фидера — рис. 4.12б), то участок фидера левее точек 1 и 2 окажется нагруженным на чисто активное сопротивление, равное его волновому сопротивлению, и на этом участке будут иметься только волны, бегущие от генератора к нагрузке. Совершенно так же, если выбрать такое расстояние от конца фидера, что будет выполняться равенство $\frac{a_{\Phi}}{a_{\Phi}^2 + b_{\Phi}^2} = \frac{1}{\rho}$, и включить параллельно фидеру реактивное сопротивление $-X^{**} = \frac{a_{\Phi}^2 + b_{\Phi}^2}{b_{\Phi}}$, то входное сопротивление концевой участка фидера окажется равным величине ρ .

Последний способ получения только бегущих волн в основной части фидера часто бывает более удобным, так как при изменении сопротивления нагрузки Z_n проще переместить точки включения дополнительного элемента, чем изменить расстояние от разрыва линии до ее конца. Особенно удобно в качестве параллельного реактивного элемента использовать линию, короткозамкнутую на конце (рис. 4.12в). Перемещая замыкающий мост M , можно сделать значение входного сопротивления равным $-X^{**}$. Эта система позволяет легко перемещать точки включения дополнительной линии в основную и столь же просто изменять величину X^{**} . Поэтому практически оказывается просто подобрать такой режим, при котором в основной части фидера нет стоячих волн.

3. Задающие генераторы. Приведенная на рис. 4.1 схема генератора носит название схемы с индуктивной связью с колебательным контуром в анодной цепи лампы. Она может быть преобразована в схему с контуром в сеточной цепи соответствующим переключением контура и катушки обратной связи. Колебательная мощность, выделяющаяся в контуре при включении его в сеточную цепь, меньше, так как допустимая мощность рассеяния на сетке лампы относительно мала. Практически можно выбрать нужную для самовозбуждения обратную связь, изменяя расстояние между катушками L и $L_{св}$.

Применяя многосеточные лампы, можно построить более сложную схему задающего генератора, представляющего собой комбинацию каскада с самовозбуждением и усилительного каскада (рис. 4.13).

Возбуждение колебаний происходит в схеме, собранной на управляющей и экранной сетках лампы (схема с контуром в анодной цепи, причем роль последнего играет экранная сетка лампы). Контур $L_2 C_2$, включенный в анодную цепь лампы (так называемый „внешний“ контур), связан с цепями остальных электродов лишь постольку, поскольку через него протекает переменный анодный ток, величиной которого управляют потенциалы всех электродов лампы.

Индуктивной или емкостной связи этого контура с остальными элементами схемы нет (за исключением связи через межэлектродные емкости, что представляет паразитное явление). Как и в схеме с усилителем, построенным на отдельной лампе, на величину генерируемой частоты, которая определяется параметрами „внутреннего“ контура ($L_1 C_1$), очень мало влияет изменение сопротивления нагрузки, связанной с „внешним“ контуром ($L_2 C_2$).

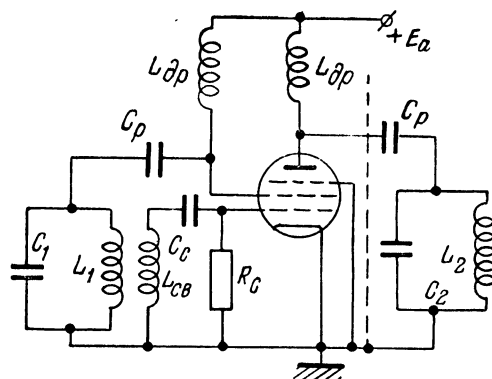


Рис. 4.13. Схема генератора Шембеля—Дуу.

эквивалентная схема для переменных токов и напряжений каскада, содержащего лампу и колебательный контур, образованный элементами $Z_{ск}$, $Z_{са}$ и $Z_{ак}$ (рис. 4.14а). Для самовозбуждения схемы необходимо, чтобы фаза напряжения на сетке была бы обратна фазе напряжения на аноде лампы. Так как ток в контуре, состоящем из $Z_{ак}$, $Z_{са}$ и $Z_{ск}$, протекает последовательно через все эти три элемента, то условие противофазности u_a и u_c выполняется только в том случае, если $Z_{ак}$

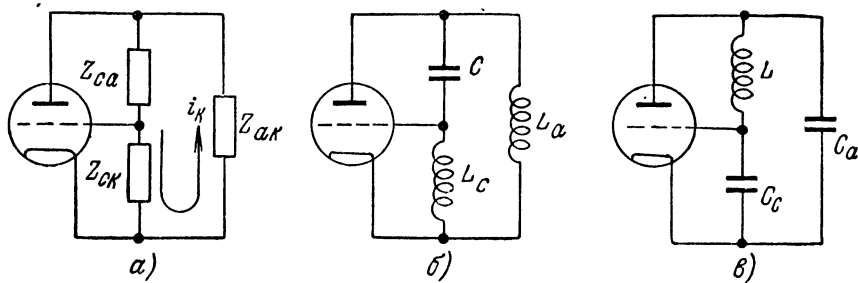


Рис. 4.14. Эквивалентные схемы трехточечных генераторов.

и $Z_{ск}$ — реактивные сопротивления одинаковых знаков (т. е. как $Z_{ак}$, так и $Z_{ск}$ либо емкости, либо индуктивности). С другой стороны, поскольку частота колебаний в генераторе с одним колебательным контуром практически совпадает с резонансной частотой последнего (с учетом вносимых параметров), то суммарное реактивное сопротивление контура для протекающего в нем тока при самовозбуждении схемы должно быть равно нулю. Отсюда следует, что реактивное

сопротивление Z_{ca} должно иметь знак, обратный знаку реактивных сопротивлений Z_{ck} и Z_{ak} .

Поэтому если Z_{ak} и Z_{ck} — индуктивности, элемент Z_{ca} должен быть емкостью, и наоборот (рис. 4.14б и в).

На рис. 4.15 приведены две схемы трехточечных генераторов, соответствующих эквивалентным схемам, изображенным на рис. 4.14а и б. Частота колебаний в этих схемах определяется резонансной частотой колебательного контура. Значение модуля коэффициента обратной связи, необходимого для самовозбуждения, получается выбором соответствующих значений индуктивностей L' и L'' в схеме рис. 4.15а или емкостей C' и C'' в схеме рис. 4.15б. Практически это с большим удобством может быть сделано в „индуктивной“ трехточечной схеме, и поэтому она в лабораторной практике приме-

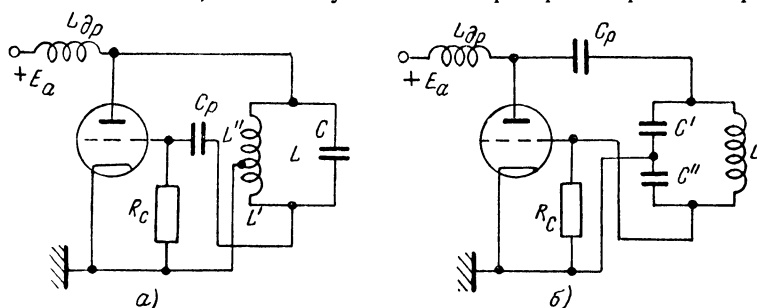
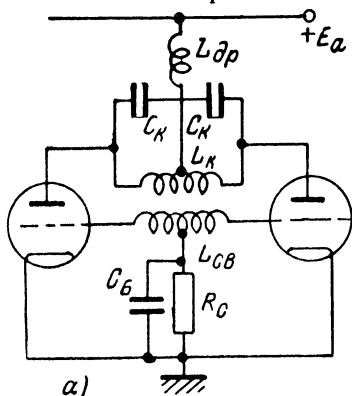


Рис. 4.15. Схемы трехточечных генераторов: (а) — индуктивная и (б) — емкостная.

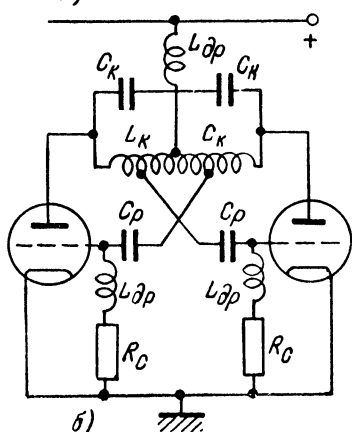
няется чаще, чем „емкостная“ трехточечная схема. Если генератор рассчитан на частоту порядка нескольких мегагерц и катушка контура содержит несколько витков голого провода, подбор нужного соотношения между L' и L'' делается простой перепайкой отвода, ведущего к катоду лампы. Если же применяется изолированный провод, то удобно при изготовлении катушки сделать несколько отводов.

В более сложных схемах так называемых двухконтурных генераторов элементы Z_{ck} и Z_{ak} выполняются в виде отдельных колебательных контуров, а схема обратной связи осуществляется через емкость C_{cb} , роль которой может играть емкость анод — сетка лампы. Для возникающих в схеме колебаний контуры должны представлять индуктивные сопротивления. Следовательно, в таком генераторе могут возникать колебания с частотой, меньшей резонансных частот контуров. При этом генерируемая частота не может сильно отличаться от резонансных частот контуров, так как в противном случае их сопротивления окажутся малыми, и условие самовозбуждения не будет выполнено из-за того, что переменные напряжения на аноде и на сетке лампы будут слишком малы. Более детальный анализ процессов в схеме показывает, что если собственная частота анодного контура

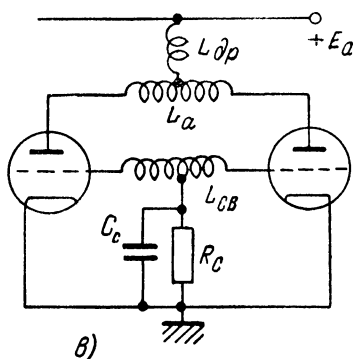
схемы выше, чем сеточного, то частота колебаний в схеме мало зависит от настройки анодного контура. Поэтому если с анодным контуром связана нагрузка, то изменение ее параметров мало влияет на частоту генератора. Это свойство является ценной особенностью рассматриваемой схемы.



а)



б)



в)

Рис. 4.16. Схемы двухтактных генераторов.

В других вариантах двухконтурных генераторов колебательные контуры включаются между сеткой и катодом и сеткой и анодом, а связь осуществляется через емкость анод — катод лампы. Наконец, можно включить контуры между сеткой и анодом и анодом и катодом. В этом случае емкостью связи будет служить емкость $C_{ск}$ лампы. Во всех этих случаях частота генерируемых колебаний отличается от резонансных частот контуров, и могут быть выбраны такие режимы, при которых она сравнительно мало зависит от настройки одного из них.

Кроме однотактных генераторов с самовозбуждением, во многих устройствах применяют задающие генераторы, построенные по двухтактным схемам. Они имеют симметричный выход и позволяют получить колебания с меньшим содержанием гармоник, чем однотактные.

На рис. 4.16 приведены три принципиальные схемы двухтактных генераторов: с индуктивной обратной связью, индуктивная трехточечная схема и, наконец, схема двухтактного генератора со связью через емкость анод — сетка лампы. Каждая из них получается путем соединения двух одинаковых однотактных схем соответствующего типа.

Генераторы гармонических колебаний строятся для возбуждения частот, вплоть до многих тысяч мегагерц. Предел возможному увеличению частоты возбуждаемых колебаний при использовании той или иной лампы ставят ее межэлектродные емкости,

индуктивности вводов, фазовые сдвиги токов вследствие конечного времени пролета электронов между электродами, возрастание диэлектрических потерь и т. д. Поэтому для генерирования крайне высоких частот конструируются специальные лампы. Кроме того, разработаны специальные устройства (магнетроны, клистроны), принцип работы которых существенно отличается от принципа работы обычных электронных ламп. Описание этих устройств, а также методов генерации сигналов сверхвысоких частот выходит за рамки настоящей книги.

При расчете усилителя мощности форма импульсов анодного тока выбирается из энергетических соображений и предполагается, что необходимый для ее получения режим сеточной цепи поддерживается независимо от процессов в анодной цепи лампы. В задающем генераторе амплитуда переменного напряжения, действующего в цепи сетки, определяется связью сеточной и анодной цепей и формой импульсов анодного тока лампы. Этим же самым определяется и сеточное смещение, так как в задающих генераторах оно обычно получается за счет падения напряжения на сопротивлении утечки сетки лампы при протекании по нему постоянной составляющей сеточного тока. Таким образом, процессы в анодной и сеточной цепях оказываются взаимосвязанными, что усложняет расчет задающего генератора по сравнению с расчетом оконечного каскада. Оставляя в стороне рассмотрение методов расчета задающих генераторов [119, 120], отметим, что такой расчет может быть сделан до известной степени аналогично расчету усилителя. Именно, расчет каскада с самовозбуждением ведется следующим образом. Не принимая сначала во внимание, что цепь сетки генератора питается энергией, переданной из анодной цепи его лампы, рассчитывают схему так, словно это усилитель мощности. При этом мощность, которая должна выделяться в анодной цепи, берут на 5—10% больше заданной условиями, лежащими в основе расчета, с тем, чтобы покрыть потери, связанные с передачей части мощности из анодной цепи в сеточную. В результате находят параметры контура, определяют режим лампы (в большинстве случаев выбирают режим, близкий к классу А), необходимое сеточное смещение и амплитуду возбуждения. После этого, замечая, что напряжение возбуждения получается из анодной цепи, находят величину коэффициента обратной связи, которая должна быть введена в схему.

Это дает возможность определить параметры цепи обратной связи, если схема генератора выбрана, т. е. определить, например, каково должно быть соотношение между индуктивностями L' и L'' в схеме рис. 4.15а или емкостями C' и C'' в схеме на рис. 4.15б.

Наконец, располагая характеристиками тока сетки лампы, вычисляют величину сопротивления, которое должно быть включено в сеточную цепь для получения как раз такого смещения, которое нужно для обеспечения выбранного режима схемы.

Наиболее существенным вопросом при постройке задающего генератора в большинстве случаев является стабильность его частоты. Она определяется рядом факторов и в том числе неизменностью параметров контура, постоянством режима лампы и т. д. Поэтому при постройке генераторов применяются специальные меры термокомпенсации параметров колебательного контура, стабилизируется напряжение источников питания и т. д.

Влияние всех дестабилизирующих факторов на частоту генератора тем меньше, чем выше качество его контура Q . Убедиться в этом можно следующим путем.

Стационарные колебания в схеме генератора соответствуют выполнению соотношения

$$\Psi_{\kappa} + \Psi_{\beta} = 0.$$

Если по каким-либо причинам фазовые углы Ψ_{κ} и Ψ_{β} изменились соответственно на $\Delta\Psi_{\kappa}$ и $\Delta\Psi_{\beta}$, то новое устойчивое колебательное состояние будет соответствовать выполнению условия:

$$\Psi_{\kappa} + \Delta\Psi_{\kappa} + \Psi_{\beta} + \Delta\Psi_{\beta} = 0.$$

Значения Ψ_{κ} и Ψ_{β} зависят от частоты колебаний, параметров контура и лампы и т. п., но из написанных выражений очевидно, что как бы они ни менялись, если схема продолжает находиться в генераторном режиме, всегда соблюдается условие

$$\Delta\Psi_{\kappa} + \Delta\Psi_{\beta} = 0.$$

Полагая, что $\Psi_{\kappa} = \Psi_{\kappa}(\omega, p_1, p_2, \dots, p_i)$, а $\Psi_{\beta} = \Psi_{\beta}(\omega, p_1, \dots, p_i)$, где p_1, p_2, \dots, p_i — факторы, определяющие сдвиги фаз, перепишем последнее соотношение так:

$$\frac{\partial\Psi_{\kappa}}{\partial\omega} \Delta\omega + \sum_i \frac{\partial\Psi_{\kappa}}{\partial p_i} \Delta p_i + \frac{\partial\Psi_{\beta}}{\partial\omega} \Delta\omega + \sum_i \frac{\partial\Psi_{\beta}}{\partial p_i} \Delta p_i = 0.$$

Нестабильность частоты генератора оценивается величиной $\kappa = \left| \frac{\Delta\omega}{\omega} \right|$, которая на основании последнего выражения может быть записана в виде:

$$\kappa = \left| \frac{\Delta\omega}{\omega} \right| = \frac{\sum_i \frac{\partial\Psi_{\kappa}}{\partial p_i} \Delta p_i + \sum_i \frac{\partial\Psi_{\beta}}{\partial p_i} \Delta p_i}{\omega \left(\frac{\partial\Psi_{\kappa}}{\partial\omega} + \frac{\partial\Psi_{\beta}}{\partial\omega} \right)}. \quad (4.24)$$

Нестабильность генератора тем меньше, чем больше знаменатель в последнем выражении. Поэтому, в частности, желательно, чтобы величина $|\sigma_{\kappa}| = \omega \frac{\partial\Psi_{\kappa}}{\partial\omega}$ была бы возможно большей.

Обращаясь к выражению (1.50), найдем, что при малых изменениях частоты контура по сравнению с его резонансной частотой

$$|\Psi_k| \approx \frac{\omega C}{R} (R^2 + \omega^2 L^2) - \frac{\omega L}{R}.$$

Поэтому, замечая, что $\omega^2 \approx \frac{1}{LC}$, $\frac{\omega L}{R} = Q$ и, наконец, что $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ всегда во много раз больше активного сопротивления контура R , получим:

$$\sigma_k \approx 2Q. \quad (4.25)$$

Следовательно, величина σ_k , которую иногда называют фиксирующей способностью контура, тем больше, а нестабильность частоты генератора χ тем меньше, чем выше качество контура.

В связи с этим при постройке генератора особое внимание должно быть обращено на качество колебательного контура. Основные потери в контуре связаны с потерями в катушке индуктивности. Она должна быть изготовлена из возможно более толстого провода (в случае генерирования высоких частот желательно применение посеребренного провода), намотана на каркасе из материала с малыми потерями (радиофарфор, полистирол и т. п.), и, по возможности, удалена от экранов. Практически удастся строить контуры с качеством 100—300 с собственной частотой порядка нескольких единиц или десятков мегагерц. Для повышения стабильности частоты следует делать жесткий монтаж и вводить в контур конденсаторы с температурными коэффициентами емкости разных знаков. После включения питания ламп генератора должно пройти некоторое время, необходимое для прогревания схемы, прежде чем частота генератора установится.

При малой мощности генератора, слабой связи со следующим каскадом, термостатировании, стабилизации питания и тщательном выполнении монтажа частота в течение длительного времени поддерживается неизменной с точностью до 0,01%.

Увеличение стабильности генератора может быть получено повышением значения любого из слагаемых в знаменателе выражения (4.24). Поэтому, вообще говоря, совершенно не обязательно, чтобы именно анодная цепь содержала элемент, обладающий большой фиксирующей способностью, такой элемент может быть включен в цепь сетки генератора. Далее, совершенно не обязательно, чтобы таким элементом был бы колебательный контур, составленный из емкости и индуктивности: можно применять механические колебательные системы, если соответственным образом связать их колебания с электрическими колебаниями в цепях генератора. Примером такой системы является камертон, снабженный дополнительным устройством для возбуждения переменного тока в катушках при колебании его концов. Камертонные генераторы широко применяются для возбуждения

колебаний звуковых частот. Для стабилизации высокочастотных генераторов, рассчитанных на возбуждение колебаний с частотой порядка нескольких сотен килогерц и выше, особенно большое распространение получило применение кварца, обладающего пьезоэффектом. Использование пьезокварца позволяет снизить нестабильность частоты до величины порядка $0,001\%$ или меньше. Пьезокварцевая пластинка представляет собой электромеханическую систему, которая может быть заменена эквивалентным колебательным контуром. Параметры последнего зависят от геометрических размеров пластинки, направления ее колебаний по отношению к кристаллографическим осям и от механических и электрических постоянных кварца. Качество эквивалентного контура в сотни раз превосходит качество лучших электрических контуров.

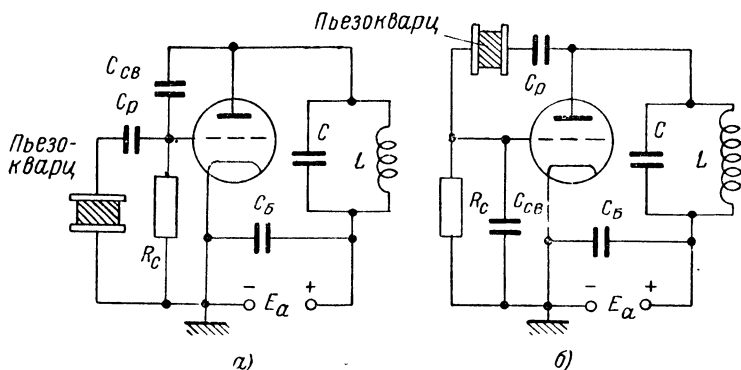


Рис. 4.17. Две схемы включения пьезокварца для стабилизации частоты генератора.

Две наиболее распространенные схемы генераторов с кварцевой стабилизацией частоты приведены на рис. 4.17 а и б. Эти схемы, по существу, совпадают со схемами двухконтурных генераторов (о таких генераторах говорилось выше), в которых один из контуров заменен пьезокварцевой пластинкой. Как в той, так и в другой схеме условия самовозбуждения выполняются при индуктивном характере сопротивления цепи, содержащей пьезокварц. Так как качество контура, эквивалентного пьезокварцевой пластинке, очень высокое, то возбужденная частота практически совпадает с собственной частотой последней. На частоте колебаний сопротивление анодного контура в схеме рис. 4.17 а должно носить индуктивный характер. Следовательно, его резонансная частота должна быть несколько выше частоты генерируемых колебаний. Наоборот, в схеме рис. 4.17 б сопротивление контура должно иметь емкостный характер и он должен быть настроен на несколько более низкую частоту. При настройке контуров в этих схемах в резонанс с кварцем колебания срываются.

Стабильность частоты как в одной, так и в другой схеме, вообще говоря, тем выше, чем больше расстроен анодный контур относительно частоты кварца. Поэтому контур в схеме рис. 4.17 *а* иногда заменяют индуктивностью, а в схеме рис. 4.17 *б* — емкостью (переходя к схеме параллельного питания). Емкости $C_{св}$ могут быть не включены, если связь через межэлектродные емкости оказывается достаточно сильной. Из двух приведенных схем несколько большей стабильностью обладает вторая схема, так как в первой кварц шунтируется сопротивлением сетка — катод лампы, имеющим небольшую величину при протекании сечного тока. Во второй схеме к кварцу приложено значительно большее переменное напряжение, чем в первой схеме. При большой амплитуде напряжения кварц может разрушиться. Поэтому вторая схема применяется в маломощных генераторах, рассчитанных на возбуждение мощности порядка ватт или меньше, которые строятся на лампах с небольшим анодным напряжением и работают с относительно малой амплитудой переменного напряжения.

Чем выше частота генератора, тем тоньше должна быть пластинка пьезокварца, применяемого для его стабилизации, и тем труднее ее изготовить. Кроме того, с увеличением частоты падает качество контура, эквивалентного пластинке, так как в емкость этого контура входит емкость держателя кварца, которая растет с уменьшением толщины последнего. Поэтому при генерации ультравысоких частот переходят к стабилизации генераторов резонансными линиями.

Как известно, линия длиной l , короткозамкнутая на одном конце, представляет собой колебательный контур, настроенный на частоту

$$\omega = \frac{\pi c}{2l \sqrt{\epsilon \mu}}, \text{ где } c — \text{ скорость света в пустоте (см. § 3 гл. I).}$$

Если линия построена из труб большого диаметра, то такой контур обладает очень большим значением Q , а длина линии тем меньше, чем выше частота. Включить линию-контур можно как в цепь анода, так и в цепь сетки лампы.

§ 2. Генераторы гармонических колебаний низкой частоты

1. Низкочастотные генераторы на биениях. Во многих электроизмерительных установках, применяемых при исследовании строения твердых и жидких тел, для работы в области акустики, биофизики и т. д., используют генераторы гармонических колебаний, частота которых лежит в пределах звукового диапазона.

Построить генератор по одной из приведенных выше схем с плавно изменяющейся частотой от десятков герц до 10—20 *кГц* практически невозможно, так как для этого нужно плавно варьировать индуктивность или емкость контура в сотни тысяч или миллионы раз. Кроме того, генератор с колебательным контуром, настроенным

на частоту порядка нескольких десятков герц, обладает малой стабильностью. Для уменьшения собственной частоты контура нужно увеличивать либо его емкость, либо индуктивность. Первое сопровождается уменьшением характеристического сопротивления контура, а второе — возрастанием его активного сопротивления. Поэтому качество контура ухудшается, а следовательно, стабильность генератора уменьшается.

Значительно большие возможности в отношении простоты возбуждения колебаний низких частот, удобства работы, портативности и т. д. дают генераторы на биениях.

Принцип построения таких генераторов иллюстрирует блок-схема, приведенная на рис. 4.18. Схема содержит два генератора (они на-

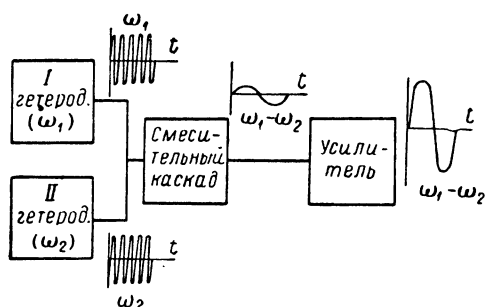


Рис. 4.18. Блок-схема генератора на биениях.

зываются гетеродинами). Частоты гетеродинов во много раз или десятков раз превосходят наибольшую частоту, которую желательно получать от всего устройства в целом. Частота одного гетеродина поддерживается постоянной, а частота второго может быть сделана равной частоте первого или изменяться в некоторых пределах перестройкой его контура. Колебания, возбуждае-

мые обоими гетеродинами, поступают на вход смесительного каскада. Он построен таким образом, что на его выходе получаются электрические колебания, частота которых равна разности между частотами обоих гетеродинов. Если частота одного из них меняется на некоторую величину, то на такую же величину меняется разностная частота (частота биений). Следовательно, для того, чтобы получить на выходе всего устройства изменение частоты на определенную величину, на такую же величину должна измениться частота гетеродина. Поэтому абсолютная величина изменения частоты последнего такая же, как в генераторе простого типа, но относительное изменение ее величины значительно меньше.

Так, например, если частота одного гетеродина 200 кГц, то частота другого должна варьироваться около 200 кГц всего приблизительно на 10% для того, чтобы на выходе смесительного каскада частота изменилась на 20 кГц. Построить генератор с такой относительно небольшой перестройкой частоты не представляет труда, а контуры гетеродинов, работающих на частотах порядка сотен килогерц, обладают достаточно высоким качеством.

Для постройки смесительного каскада может быть использована лампа с двумя управляющими сетками. При действии на сетках

такой лампы гармонических напряжений с частотами ω_1 и ω_2 в спектре ее анодного тока содержатся компоненты, соответствующие частотам $n\omega_1 \pm m\omega_2$, где n и m — целые числа. Для того чтобы из всего спектра тока выделить одну составляющую, например соответствующую разностной частоте $\omega_1 - \omega_2$, необходимо в анодную цепь лампы включить нагрузку, сопротивление которой велико для этой частоты и мало для всех прочих частотных компонент тока. Такой нагрузкой обычно служит колебательный контур или более сложная цепь, составленная из индуктивностей и емкостей.

Для выделения частоты биений можно воспользоваться пентодом или экранированной лампой, подав напряжение от гетеродинов на экранную и управляющую сетки. Недостатком схем, построенных на таких лампах, является большая связь между гетеродинами через сравнительно большую емкость между обеими сетками. Вследствие этого при перестройке одного из гетеродинов частота другого не остается неизменной и, кроме того, наблюдается явление захватывания. Оно заключается в том, что при сближении настроек гетеродинов их частоты скачком уравниваются, и перестройка одного из них сопровождается автоматическим изменением частоты другого. Разностная частота остается равной нулю до тех пор, пока частота одного из гетеродинов не станет достаточно большой для того, чтобы захватывание прекратилось. Вследствие этого на выходе смесительного каскада не удастся получить напряжение, изменяющееся с меньшей частотой, чем та минимальная разность частот гетеродинов, при которой еще не наблюдается их захватывания.

При использовании пентагридов, у которых между управляющими сетками помещена экранная, связь между гетеродинами оказывается малой, и явление захватывания не наблюдается. Если же по тем или иным соображениям смесительный каскад строится на пентоде, то между ним и одним из гетеродинов вводится буферный каскад.

Нередко смесительные каскады звуковых генераторов строятся по двухтактным схемам. Примером может служить звуковой генератор типа ЗГ-2А, упрощенная схема основных каскадов которого приведена на рис. 4.19.¹ Схема содержит два гетеродина, один из которых возбуждает колебания с частотой 160 кГц, а частоту колебаний второго можно плавно изменять в пределах от 160 до 180 кГц.

Колебания, возбуждаемые гетеродинами, усиливаются каскадами, собранными на лампах L_3 и L_4 . Далее следует двухтактная схема, построенная на пентодах (лампы L_5 и L_6).

Рассматривая цепи, связывающие лампы L_5 и L_6 с усилительными каскадами, легко убедиться, что на их сетках действует все напряжение, снятое с выхода каскада, собранного на лампе L_3 , и половина напряжения, возбуждаемого в катушке, связанной с анодной

¹ Полную схему генератора с указанием ее параметров можно найти в справочнике по радиоизмерительным приборам [121].

цепью лампы Π_4 . При этом, как и в обычной двухтактной схеме, напряжение, возбуждаемое вторым гетеродином, изменяет потенциалы управляющих сеток ламп Π_5 и Π_6 противофазно. Поэтому если бы в схеме не было первого гетеродина, напряжение, возбуждаемое вторым гетеродином, усиливалось бы по обычной двухтактной схеме. Но так как потенциалы сеток ламп Π_5 и Π_6 синфазно изменяются вследствие действия напряжения первого гетеродина, то при переме-

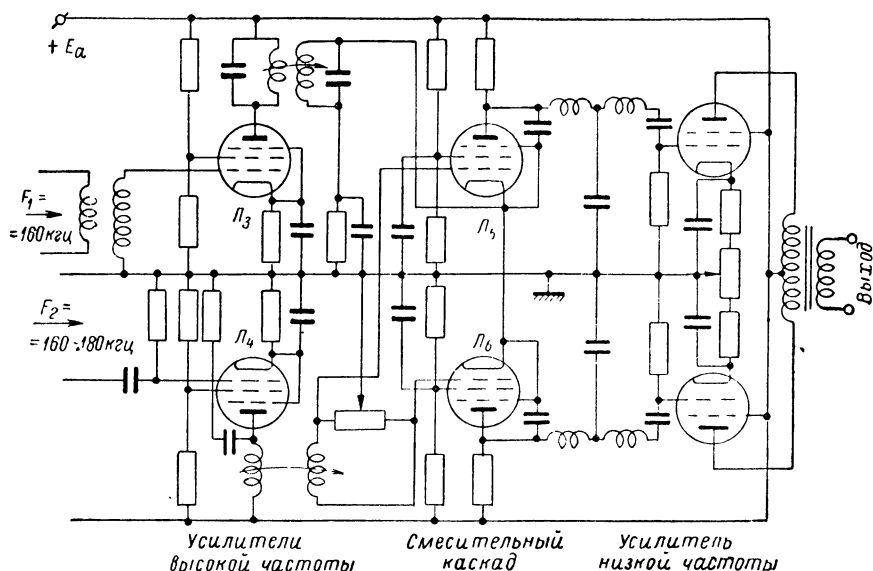


Рис. 4.19. Упрощенная схема звукового генератора типа ЗГ-2А.

шении рабочих точек в области криволинейных участков характеристик ламп крутизна последних периодически изменяется. Вследствие этого в спектре анодного тока появляются компоненты, соответствующие комбинационным частотам, и среди них — компонента разностной частоты. Перестройкой второго гетеродина эта частота варьируется в пределах от 10 гц до 20 кГц. Сопротивление нагрузки двухтактного смесительного каскада, состоящей из емкостей и индуктивностей, остается большим в этих пределах изменения частоты анодного тока и мало для остальных частотных компонент его спектра. Поэтому напряжение, действующее на входе последнего усилительного каскада, близко к гармоническому, и его амплитуда остается большой при всех значениях частоты биений между напряжениями обоих гетеродинов.

Звуковые генераторы на биениях не позволяют получать напряжения крайне низких частот. Этому препятствует не только явление

захватывания, с которым можно бороться хорошей развязкой схем гетеродинов, но также и неизбежная нестабильность частот гетеродинов. Если вследствие изменения напряжения питания, температуры деталей схемы и т. п. частота каждого гетеродина изменится всего только на $0,001\%$ своей номинальной величины, а последняя имеет значение порядка 200 кгц , то разностная частота изменится на несколько герц.

Поэтому не представляется возможным построить генератор на биениях, рассчитанный на возбуждение частот порядка единиц или десятков герц, с тем, чтобы величина частоты поддерживалась постоянной с большой степенью точности.

2. RC-генераторы гармонических колебаний. Большую стабильность частоты позволяют получить RC-генераторы гармонических колебаний, представляющие собой возбужденные низкочастотные избирательные усилители. Избирательность может быть получена за счет соответствующей характеристики либо цепи обратной связи, либо цепей связи каскадов схемы (либо за счет того и другого).

На рис. 4.20 приведена схема RC-генератора с избирательной цепью обратной связи (см. рис. 3.42 а) [122]. Для простоты будем считать, что фаза напряжения на выходе усилителя совпадает с фазой напряжения на его входе (практически это имеет место в двухкаскадном реостатном усилителе для сигналов, частота которых не слишком далека от квазирезонансной частоты схемы). При этом условием коэффициент K представляет собой вещественную величину. Коэффициент обратной связи найдем следующим образом:

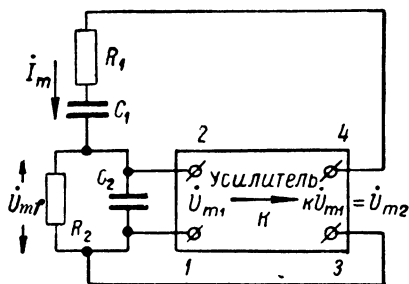


Рис. 4.20. Построение схемы RC-генератора гармонических колебаний.

$$\dot{U}_{mf} = \dot{I}_m \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}.$$

Но

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_{m2}}{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}.$$

Поэтому

$$\beta = \frac{\dot{U}_{mf}}{\dot{U}_{m2}} = \frac{R_2}{R_2 + (1 + j\omega C_2 R_2) \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right)}.$$

Следовательно, условие самовозбуждения схемы $K\beta - 1 = 0$ может

быть записано в виде:

$$\frac{KR_2}{R_2 + (1 + j\omega C_2 R_2) \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right)} - 1 = 0.$$

Для выполнения последнего равенства вещественная и мнимая части стоящего слева выражения должны быть порознь равны нулю, т. е.

$$R_2(1 - K) + R_1 + \frac{C_2 R_2}{C_1} = 0$$

и

$$\omega C_2 R_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1} = 0.$$

Отсюда следует, что в рассматриваемой схеме возможны колебания с частотой

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}, \quad (4.26)$$

причем коэффициент усиления схемы должен удовлетворять соотношению

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \quad (4.27)$$

В частном случае, если $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, то

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ и } K = 3. \quad (4.28)$$

Таким образом, в приведенной схеме, могут существовать колебания с вполне определенной частотой, т. е. колебания будут гармоническими.

Выполнение условия $K\beta - 1 = 0$ соответствует стационарному колебательному режиму схемы. Для развития колебательного процесса при малых амплитудах колебаний величина коэффициента усиления должна превосходить величину $\frac{1}{\beta}$. При развитии же колебаний, вследствие нелинейности характеристик ламп, значение $K\beta$ уменьшится до величины, равной единице. Таким образом, как и в генераторе с колебательным контуром, амплитуда колебаний ограничивается нелинейностью характеристик ламп.

Частота колебаний в приведенной схеме RC -генератора, в отличие от LC -генераторов, пропорциональна $1/C$, а не $\frac{1}{\sqrt{C}}$. Это облегчает перекрытие широкого диапазона частот. Кроме того, если $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, то условие самовозбуждения рассматриваемой схемы, записанное для модулей K и β , не зависит от частоты, на которую настроен RC -генератор, тогда как в LC -генераторах это

условие тем труднее выполнить, чем ниже частота возбуждаемых колебаний.

Определим фиксирующую способность цепи обратной связи генератора, собранного по схеме рис. 4.20. Воспользовавшись выражением для β , найдем, что если $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, фаза напряжения \dot{U}_{mf} сдвинута по отношению к фазе напряжения \dot{U}_{m2} на угол

$$\Psi = \arctg \frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{3\omega RC}.$$

Следовательно,

$$\sigma = \omega \left| \frac{\partial \Psi}{\partial \omega} \right| = \omega \frac{3(\omega^2 C^2 R^2 + RC)}{7\omega^2 C^2 R^2 + 1 + \omega^4 C^4 R^4}.$$

Приняв во внимание, что при самовозбуждении схемы $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$, получим:

$$\sigma = \frac{2}{3}. \quad (4.29)$$

Сравнивая (4.29) с выражением (4.25), приходим к выводу, что фиксирующая способность цепи обратной связи рассматриваемой схемы RC -генератора такая же, как колебательного контура LC -генератора, если Q контура равно $1/3$.

Такое сопоставление фиксирующих способностей носит формальный характер, но оно показывает, что стабильность частоты рассматриваемой схемы RC -генератора крайне низкая.

Большей стабильностью частоты обладает схема RC -генератора, отличающаяся от рассмотренной введением цепи отрицательной обратной связи (рис. 4.21). Через эту цепь на вход усилителя подается напряжение \dot{U}'_{mf} , сдвинутое по фазе на угол π по отношению к напряжению на выходе, т. е. $\dot{U}'_{mf} = -K\beta_{(-)}\dot{U}_{m1}$, где $\beta_{(-)}$ — коэффициент передачи напряжения цепи отрицательной обратной связи.

Условие стационарного режима схемы соответствует тому, что напряжение, переданное с выхода через обе цепи обратной связи, по амплитуде и фазе совпадает с напряжением на входе усилителя, т. е.

$$\dot{U}''_{mf} = \dot{U}_{mf} + \dot{U}'_{mf} = \dot{U}_{mf} - K\beta_{(-)}\dot{U}_{m1} = \dot{U}_{m1},$$

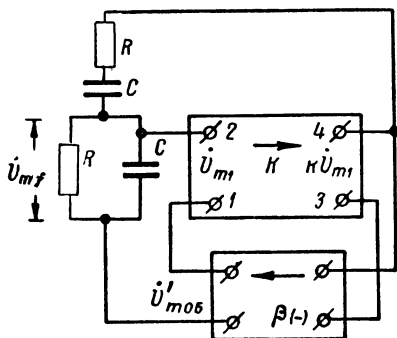


Рис. 4.21. Построение схемы RC -генератора гармонических колебаний с дополнительной цепью отрицательной обратной связи.

где \dot{U}_{mf} — напряжение, переданное через цепь положительной обратной связи. Воспользовавшись написанными выше выражениями для \dot{U}_{mf} , найдем, что в случае $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, колебательному процессу в схеме соответствует

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{и} \quad \beta_{(-)} = \frac{1}{3} - \frac{1}{K}. \quad (4.30)$$

Первое из написанных выражений показывает, что введение цепи отрицательной обратной связи не изменяет собственной частоты генератора. Второе выражение дает связь между коэффициентом усиления и коэффициентом передачи напряжения цепи отрицательной обратной связи при стационарном колебательном режиме схемы. Колебательный процесс в схеме возможен, если коэффициент усиления $K > 3$, а величина $\beta_{(-)}$ не превосходит предельного значения, равного $1/3$, соответствующего $K \gg 3$.

Фиксирующая способность схемы с отрицательной обратной связью

$$\sigma = \frac{2}{9} K,$$

т. е. такая же, как фиксирующая способность колебательного контура, качество которого $Q = \frac{1}{9} K$. Полагая, например, что $K = 900$,

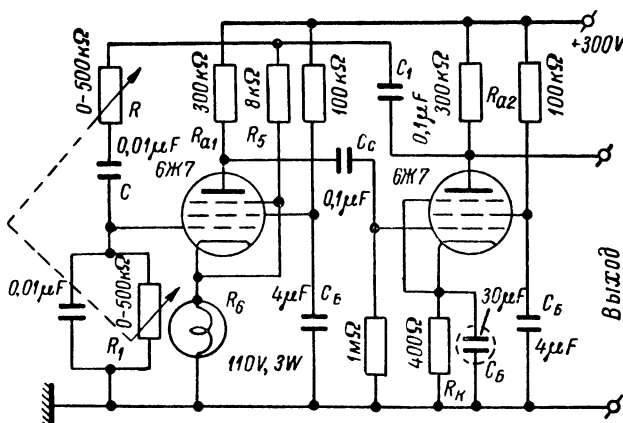


Рис. 4.22. Схема RC -генератора гармонических колебаний с дополнительной цепью отрицательной обратной связи.

получим $Q = 100$. Этот пример показывает, что, используя для постройки RC -генераторов с отрицательной обратной связью усилители с большим коэффициентом усиления, можно получить стабильность частоты более высокую, чем стабильность обычного лампового генератора с колебательным контуром.

На рис. 4.22 приведена схема RC -генератора [123], соответствующая блок-схеме, изображенной на рис. 4.21. Цепь отрицательной обрат-

Катодный повторитель, с выхода которого снимается напряжение обратной связи, одновременно служит выходным каскадом генератора.

При рассмотрении избирательных усилителей было отмечено, что избирательностью обладает обычная цепь связи усилителя на сопротивлениях. Поэтому в генератор гармонических колебаний можно превратить усилитель на сопротивлениях, связав его выход со входом с помощью цепи, аналогичной цепям связи каскадов. Частота возникающих колебаний определяется известным условием $\Psi_A + \Psi_B = 0 (2\pi)$. Поэтому в генераторе, собранном на основе усилителя, состоящего из двух идентичных каскадов, частота колебаний равна квазирезонансной частоте усилителя.

В трехкаскадной схеме, состоящей из идентичных каскадов, частота колебаний соответствует сдвигу фазы на 120° в каждом каскаде, т. е. равна

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau_c \sqrt{3}} \quad (4.31)$$

[см. выражение (2.14)].

Пример схемы низкочастотного генератора, представляющего собой трехкаскадный усилитель на сопротивлениях с обратной связью, приведен на рис. 4.24.

Каждый усилительный каскад отделен от следующего катодным повторителем. Одновременным изменением постоянных времени цепей связи катодных повторителей с сетками следующих ламп можно менять частоту колебаний (при указанных на схеме параметрах в пределах от 1 гц до 10 кгц). Вместе с переключением конденсаторов в цепях связи переключаются также сопротивления в катодах усилительных ламп. Они подобраны таким образом, что в лампах не протекают сеточные токи, которые могут существенно исказить форму возбуждаемых колебаний.

Выходом схемы может служить анод любой лампы (точки I, II и III на рис. 4.24). Напряжение, снимаемое с каждого из этих выходов, сдвинуто по фазе на 120° относительно двух других.

RC-генераторы, благодаря своим преимуществам перед генераторами других типов — простоте, высокой стабильности и т. д. — все шире и шире применяются в специальной измерительной и радиотехнической аппаратуре. Стабильность частоты генерируемых ими колебаний не зависит от ее абсолютного значения. Поэтому с их помощью можно получить стабильные гармонические колебания, частота которых составляет малые доли герца.

§ 3. Мультивибраторы

1. Основная схема мультивибратора. Колебания, существенно отличные по форме от гармонических, обычно называют релаксационными. Для них характерны резкие изменения скорости нарастания или убывания величины напряжения и тока. Поэтому релаксационные

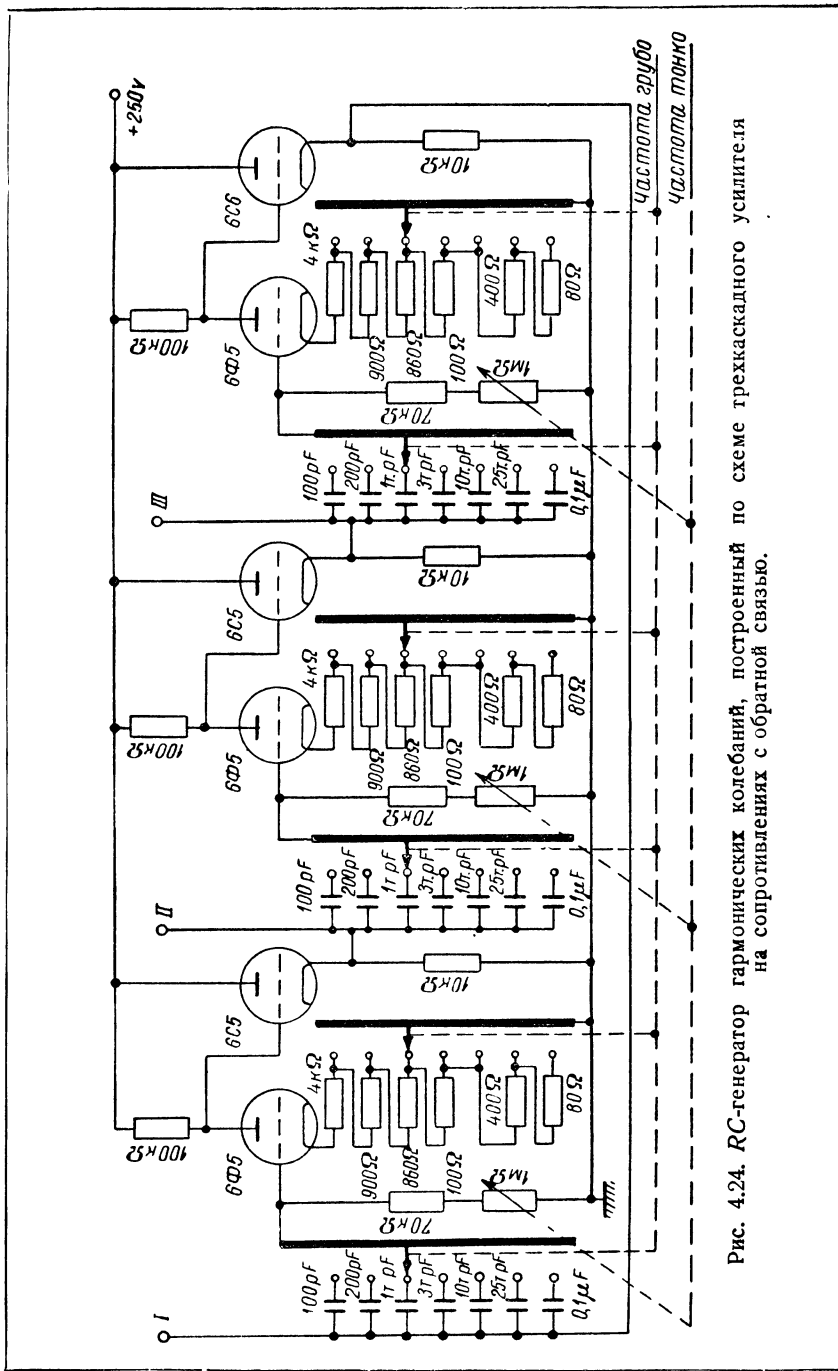


Рис. 4.24. RC-генератор гармонических колебаний, построенный по схеме трехкаскадного усилителя на сопротивлениях с обратной связью.

колебания приближаются к периодической последовательности импульсов прямоугольной, трапециoidalной или треугольной формы. Спектр

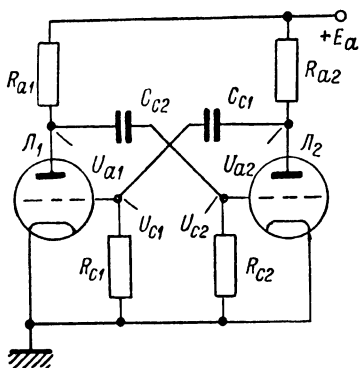


Рис. 4.25. Основная схема мультивибратора.

таких колебаний, как известно, чрезвычайно широк. Отсюда следует, что релаксационные колебания могут возбуждаться в схемах, у которых условие самовозбуждения выполнено в широкой области частот. Такие схемы получили общее название релаксационных генераторов.

Типичным примером релаксационного генератора является мультивибратор, схема которого приведена на рис. 4.25. Он представляет собой двухкаскадный усилитель на сопротивлениях, напряжение с выхода которого подается на вход. Параметры схемы выбираются таким образом, что $\tau_c \gg \tau_a$.

При этом в отличие от RC-генератора гармонических колебаний условия самовозбуждения схемы выполняются для всех частот, удовлетворяющих неравенству $\frac{1}{\tau_a} \gg \omega \gg \frac{1}{\tau_c}$.

Действительно, изменение напряжения на сетке первой лампы с частотой ω , значительно меньшей величины $\frac{1}{\tau_a}$, но значительно большей величины $\frac{1}{C_{c2}R_{c2}}$, вызывает синфазное изменение напряжения на аноде второй лампы. Если $\omega \gg \frac{1}{C_{c1}R_{c1}}$, то это напряжение без

сдвига фазы передается обратно на сетку первой лампы, т. е. выполняется условие $\Psi_k + \Psi_\beta = 0$. По мере сближения значений τ_a и τ_c условия самовозбуждения могут выполняться все в более и более узкой области частот, и колебания приближаются к гармоническим.

Так как с выхода схемы напряжение целиком передается на ее вход, то условие самовозбуждения, написанное для модулей коэффициентов \dot{K} и $\dot{\beta}$, приобретает вид $K_1 K_2 > 1$, где K_1 и K_2 — коэффициенты усиления первого и второго каскадов схемы. Следовательно, параметры схемы должны удовлетворять неравенствам

$$K_1 K_2 > 1 \quad \text{и} \quad \tau_a \ll \tau_c. \quad (4.32)$$

Общий характер протекающих в схеме процессов может быть выяснен путем следующего простого рассмотрения.

Имея в виду симметричную схему, положим, что в начальный момент потенциалы соответственных электродов ламп и их анодные токи совершенно одинаковы по величине. Это состояние схемы неустойчиво. В самом деле, пусть, например, анодный ток первой лампы

вследствие флуктуаций его величины несколько возрастает. При этом напряжение на аноде лампы L_1 соответственно уменьшается. Так как напряжение на конденсаторе, связывающем анод первой лампы с сеткой второй, изменяется гораздо медленнее ($\tau_c \gg \tau_a$), то уменьшение потенциала анода левой лампы вызовет практически равное уменьшение потенциала сетки второй лампы. Это приведет к уменьшению анодного тока второй лампы и возрастанию напряжения на ее аноде. В результате потенциал сетки первой лампы повысится, а анодный ток ее дополнительно возрастет на величину, превосходящую первоначальный флуктуационный толчок (так как $K^2 > 1$). Таким образом, случайно возникший процесс имеет тенденцию развиваться. В конечном итоге анодный ток одной из ламп возрастает до большой величины, а вторая лампа запирается, причем потенциал ее сетки опускается ниже потенциала запираения. Это состояние также неустойчиво. Так как сетка каждой лампы соединена с катодом через сопротивление R_c , то потенциалы обеих сеток начинают уменьшаться по своей абсолютной величине, стремясь к значению $u_c = 0$. Пока вторая лампа остается запертой, скорость изменения потенциала ее сетки определяется постоянной времени переходной цепи $\tau_{c2} = R_{c2}C_{c2}$. Когда потенциал сетки достигает значения, равного потенциалу запираения, анодный ток второй лампы становится отличным от нуля. Это приводит к понижению потенциала сетки первой лампы, возрастанию потенциала ее анода и дополнительному увеличению потенциала сетки второй лампы. Иначе говоря, после того как вторая лампа отпирается, процессы в схеме носят такой же характер, как процессы, которые привели в свое время к ее запираению, но теперь они развиваются в противоположном направлении, и запертой оказывается левая лампа. После этого начинается относительно медленное восстановление потенциала сетки первой лампы, эта лампа отпирается, и схема вновь быстро переходит в первое граничное состояние.

Таким образом, схема мультивибратора не имеет ни одного положения устойчивого состояния и для приведения ее в колебательный режим не нужно внешнего воздействия.

Процессы в схеме в разные интервалы времени существенно различны: они весьма быстры, пока схема после отпираания одной из ламп переходит в свое крайнее состояние, и относительно медленны, пока восстанавливается проводимость запертой лампы.

Анализ электрических процессов в мультивибраторе осложняется тем, что в его работе существенную роль играет нелинейность характеристик ламп. Здесь мы ограничимся изложением метода весьма приближенного анализа, достаточного для того, чтобы выяснить, какова форма напряжения, возбуждаемого мультивибратором, и найти некоторые соотношения, необходимые для расчета схемы.¹

¹ Строгое рассмотрение процессов, протекающих в мультивибраторах, можно найти в фундаментальной работе А. А. Андропова и С. Э. Хайкина [120].

Исключая из рассмотрения быстрые изменения напряжения в схеме мультивибратора, можно считать, что в течение сравнительно длительного времени потенциал сетки каждой лампы приблизительно равен нулю или остается меньшим потенциала запираения. Анодный ток запертой лампы практически равен нулю и поэтому запираение лампы эквивалентно отключению ее анода (или катода) от всей схемы. Далее, если мультивибратор построен на триодах, то характеристики анодного тока ламп можно приближенно аппроксимировать линейным выражением:

$$i_a = \frac{(u_a - U_a^{(0)}) + \mu u_c}{R_t},$$

где $U_a^{(0)}$ — напряжение, соответствующее пересечению с осью абсцисс идеализированной характеристики, отвечающей $u_c = 0$. Если это напряжение составляет всего несколько вольт, то его величиной можно пренебречь по сравнению с величиной напряжения u_a в рабочей области изменения последнего. Аппроксимация характеристик указанным соотношением эквивалентна замене их участками прямых.

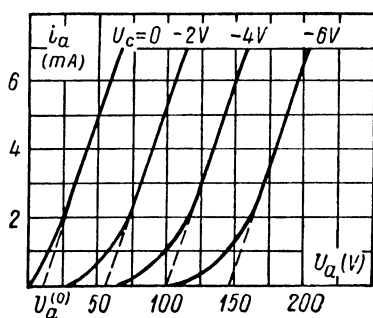


Рис. 4.26. Идеализация анодных характеристик триода.

Пренебрежение величиной $U_a^{(0)}$ соответствует представлению характеристики, отвечающей $u_c = 0$, полупрямой, исходящей из начала координат. Возможности такой аппроксимации иллюстрируют характеристики анодного тока лампы 6Н8, приведенные на рис. 4.26.

Если характеристики лампы аппроксимированы выражением

$$i_a = \frac{u_a + \mu u_c}{R_t},$$

то интервал анод — катод открытой лампы может быть заменен последовательным соединением генератора с э. д. с. μu_c и активного сопротивления, равного внутреннему сопротивлению лампы. Последнее в данном случае совпадает с сопротивлением постоянному току R_p :

$$R_t = R_p = \frac{U_{a0}}{I_{a0}}.$$

В работе схемы существенную роль играют сеточные токи ламп. Пока ток i_c практически равен нулю интервал сетка — катод может быть представлен как разрыв (сопротивление между вводами достаточно велико, чтобы его можно было бы считать бесконечно большим). Совершенно так же, если потенциал сетки лампы $u_c \geq 0$, интервал катод — сетка приближенно заменяется активным сопротивлением r_c . Величина последнего определяется характеристикой сеточ-

ного тока и для большинства усилительных ламп оказывается порядка нескольких килоом.

Таким образом, для приближенного анализа процессов в схеме триодного мультивибратора, связанных с медленными изменениями потенциалов сеток ламп, последние по анодным и сеточным цепям можно заменить активными сопротивлениями и рубильниками (рис. 4.27). Если лампа открыта, то рубильник Π_1 замкнут, а если при этом $u_c \geq 0$, то замкнут и рубильник Π_2 . В случае запертой лампы оба рубильника разомкнуты [127].

Эквивалентная схема мультивибратора с заменой лампы такими цепями приведена на рис. 4.28. Она состоит из двух одинаковых частей — первая содержит анодную цепь лампы L_1 и сеточную цепь L_2 , а вторая — анодную цепь лампы L_2 и сеточную цепь L_1 . Поскольку из рассмотрения исключаются процессы быстрого перехода схемы из одного состояния в другое после отпирания лампы, можно считать, что обе пары рубильников (Π_1 , Π_2 и Π_3 , Π_4) замыкаются и размыкаются одновременно.

Для того чтобы выяснить, какова форма возбуждаемого напряжения, достаточно рассмотреть только одну из двух одинаковых частей схемы. На рис. 4.29 представлена часть схемы, соответствующая анодной цепи первой лампы и сеточной цепи второй. Замыкание рубильника Π_1 в этой схеме сопровождается размыканием рубильника Π_3 .

Положим, что до момента $t = t_1$ рубильник Π_3 был замкнут,

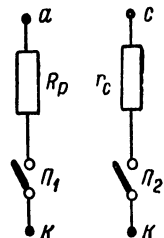


Рис. 4.27. Эквивалентная замена триода по анодной и сеточной цепям для анализа процессов в схеме мультивибратора.

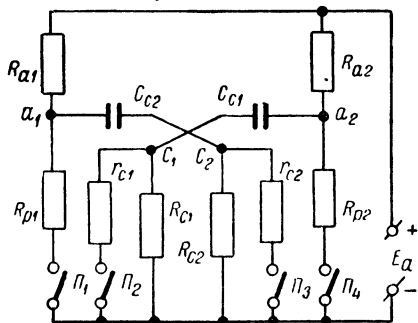


Рис. 4.28. Эквивалентная схема мультивибратора.

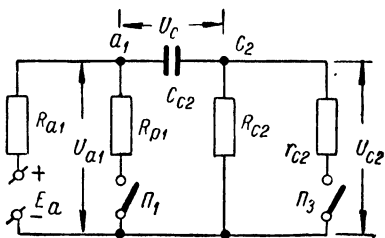


Рис. 4.29. Эквивалентная схема одной половины мультивибратора.

а Π_1 — разомкнут (т. е. лампа L_1 заперта, а L_2 — открыта) и конденсатор C_{c2} успел практически полностью зарядиться (т. е. $u_s^{(0)} = E_a$). При этом в цепи нет тока и напряжения на аноде первой лампы и сетке второй соответственно

$$u_{a1}^{(0)} = E_a, \quad u_{c2}^{(0)} = 0. \quad (4.33)$$

Пусть, далее, в момент времени $t = t_1$, определяемый процессами во второй части схемы, лампа L_1 открывается, а L_2 запирается (т. е. рубильник Π_1 замыкается, а Π_2 — размыкается). Воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе (см. § 1 гл. I), найдем, что схема приобретает вид цепи, изображенной на рис. 4.30а, причем $p = \frac{R_{p1}}{R_{p1} + R_{a1}} < 1$. Так как напряжение $u_S^{(0)}$ превосходит величину pE_a , то конденсатор C_{c2} начинает разряжаться, и в первый момент времени в цепи течет ток $i^{(1)} = \frac{E_a(1-p)}{R_{c2} + pR_{a1}}$. Обычно, $pR_{a1} \ll R_{c2}$ и по-

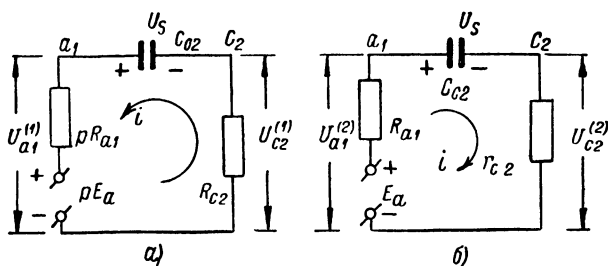


Рис. 4.30. Схемы к анализу электрических процессов в мультивибраторе.

этому в момент $t = t_1$ напряжения на аноде первой лампы и на сетке второй соответственно равны:

$$u_{a1}^{(1)} = pE_a \quad \text{и} \quad u_{c2}^{(1)} = -E_a(1-p). \quad (4.34)$$

Так как величина напряжения $E_a(1-p)$ обычно превосходит потенциал запирающей лампы, то переход схемы в крайнее положение, соответствующее запертой второй лампе, сопровождается уменьшением потенциала сетки последней до величины, значительно более низкой, чем потенциал запирающей.

Дальнейшие процессы в схеме связаны с разрядкой конденсатора C_{c2} с постоянной времени:

$$\tau_{c2} = C_{c2}(R_{c2} + pR_{a1}) \approx C_{c2}R_{c2}. \quad (4.35)$$

Уменьшение напряжения u_S сопровождается уменьшением абсолютного значения потенциала сетки второй лампы, который, следуя

экспоненциальной зависимости $u_{c2} = -E_a(1-p)e^{-\frac{t}{\tau_{c2}}}$ через интервал времени

$$t' = \tau_{c2} \ln \frac{E_a(1-p)}{U_{\text{зап}}} \quad (4.36)$$

достигает потенциала запирающей (отпирающей). При этом вторая лампа отпирается, и схема быстро переходит в исходное состояние, в кото-

ром она находилась до момента времени $t = t_1$. При этом лампа L_1 запирается, и в эквивалентной схеме следует считать рубильник Π_1 разомкнутым, а Π_3 — замкнутым. Схема приобретает вид цепи, изображенной на рис. 4.30б (сопротивление R_{c2} на этом рисунке не отмечено, так как его величина обычно в сотни раз больше величины r_{c2}).

При $t = t_1 + t' = t_3$ величина напряжения u_S оказывается меньше E_a , и конденсатор C_{c2} начинает заряжаться, причем в момент t_3 ток, текущий в цепи:

$$i^{(2)} = \frac{E_a - u_S^{(2)}}{R_{a1} + r_{c2}} = \frac{E_a(1-p) - U_{\text{зап}}}{R_{a1} + r_{c2}}$$

($U_{\text{зап}}$ — абсолютная величина потенциала запираения лампы).

Поэтому мгновенные значения напряжений на аноде первой лампы и на сетке второй (при $r_{c2} \ll R_{a1}$):

$$\left. \begin{aligned} u_{a1}^{(2)} &= E_a - i^{(2)}R_{a1} \approx E_a \left(p + \frac{r_{c2}}{R_{a1}} \right) + U_{\text{зап}}, \\ u_{c2}^{(2)} &= i^{(2)}r_{c2} = \frac{E_a(1-p) - U_{\text{зап}}}{R_{a1} + r_{c2}} r_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

Следовательно, при переходе схемы в граничное состояние, соответствующее запертой первой и отпертой второй лампе, анодное напряжение первой лампы скачком увеличивается от значения pE_a до значения, определяемого выражением (4.37), а потенциал сетки второй лампы изменяется от отрицательного значения, равного $-U_{\text{зап}}$, до значения $u_{c2}^{(2)}$. Расчеты показывают, что величина $u_{c2}^{(2)}$ обычно равна нескольким вольтам.

Постоянная времени заряда конденсатора C_{c2} в области значений времени $t > t_3$:

$$\tau'_{c2} = C_{c2}(R_{a1} + r_{c2}). \quad (4.38)$$

Так как сопротивления R_{a1} и r_{c2} значительно меньше сопротивления R_{c2} , то $\tau'_{c2} \ll \tau_{c2}$ и поэтому напряжение u_S относительно быстро достигает величины E_a , напряжение u_{a1} становится приблизительно равным E_a , а $u_{c2} \approx 0$. После этого при $t = t_3$ вновь начинается цикл процессов, связанный с переходами схемы от одного крайнего положения в другое.

Совершенно аналогичный характер носят процессы во втором участке схемы. Поэтому напряжение на аноде лампы L_2 и сетке L_1 изменяется так же, как напряжения u_{a1} и u_{c2} , с той лишь разницей, что интервалы времени $t_2 - t_1$ и $t_3 - t_2$ для второй части схемы меняются местами.

В связи с этим период колебаний, возбуждаемых в схеме симметричного мультивибратора, равен удвоенному значению интервала времени $t_2 - t_1$, определяемого выражением (4.36).

Так как при аппроксимации характеристик ламп, принятой в настоящем рассмотрении, $|U_{зап}| \approx \frac{E_a}{\mu}$ и $R_p = R_i$, то

$$T = 2C_c R_c \ln \mu \frac{R_a}{R_a + R_i} = 2\tau_c \ln K. \quad (4.39)$$

Здесь K — модуль коэффициента усиления каждого каскада, из которых составлен мультивибратор (соответствующий промежутку времени, пока лампа отперта).

Графики зависимости потенциалов электродов ламп от времени приведены на рис. 4.31. В пояснении нуждается только одна деталь

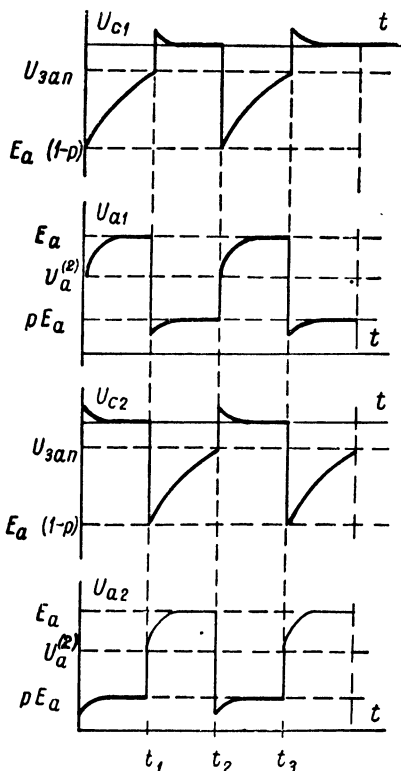


Рис. 4.31. Форма напряжения на сетках и анодах ламп в схеме симметричного мультивибратора.

в характере изменения напряжений u_{a1} и u_{a2} — уменьшение анодных напряжений ламп до значений меньших pE_a при отпирании ламп. Это соответствует всплеску сетевого напряжения каждой лампы при ее отпирании [см. выражение (4.37)], который усиливается в анодной цепи.

Приведенное рассмотрение дает, в общем, правильную картину протекающих в схеме процессов, хотя представление интервалов анод — катод и сетка — катод лампы активными сопротивлениями и рубильниками является очень грубым. Поэтому форма колебаний, совпадая в общих чертах с кривыми, приведенными на рис. 4.31, может в деталях от них отличаться. Точно так же приведенные выражения следует рассматривать лишь как приближенные, позволяющие ориентировочно оценить период колебаний и напряжения в разных частях схемы. Наиболее существенные погрешности вносит предположение, что $U_a^{(0)} = 0$, и замена $|U_{зап}|$ величиной $\frac{E_a}{\mu}$. Строго говоря, под величиной $U_{зап}$ здесь следует понимать такой потенциал сетки отпирающей лампы, при котором в схеме возможно развитие

регенеративного процесса. Коэффициент усиления открытой лампы $K = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i}$ остается неизменным пока вторая лампа заперта. Коэф-

коэффициент же усиления отпирающей лампы $K = \mu^* \frac{r_c}{r_c + R_i} \approx S^* r_c$ — функция потенциала ее сетки, так как $S^* = f(u_c)$. Регенеративный процесс в схеме возможен, если

$$\mu S^* \frac{R_a r_c}{R_a + R_i} \geq 1. \quad (4.40)$$

Поэтому под потенциалом запираания лампы здесь следует понимать такой потенциал ее сетки, при котором крутизна анодной характеристики достигает некоторого критического значения $S_{кр} = \frac{R_a + R_i}{\mu R_a r_c}$, соответствующего выполнению условия (4.40).

Несмотря на то, что величина $\frac{E_a}{\mu}$ может довольно существенно отличаться от определенного таким образом потенциала запираания, выражение (4.39) полезно для предварительного расчета схемы, так как вычисление точного значения $U_{зап}$ по характеристикам кропотливо и обесценивается естественным разбросом последних.

Приблизленно условия самовозбуждения мультивибратора [выражения (4.32)], которые должны быть обеспечены выбором параметров схемы, можно записать в виде:

$$\frac{S^* R_a r_c}{1 + \frac{R_a}{R_i}} > 1; \quad \tau_a \ll \tau_c. \quad (4.41)$$

До сих пор мы имели в виду симметричный мультивибратор. Параметры обеих частей схемы такого мультивибратора одинаковы, а интервал времени, в течение которого лампа закрыта, равен интервалу времени, в течение которого она открыта. Поэтому длительность импульсов равна половине периода колебаний мультивибратора.

Если постоянные времени цепей связи $\tau_{c1} = R_{c1} C_{c1}$ и $\tau_{c2} = R_{c2} C_{c2}$ разные, то одна из ламп большую часть периода открыта, а другая — большую часть периода закрыта. На рис. 4.32 приведены графики

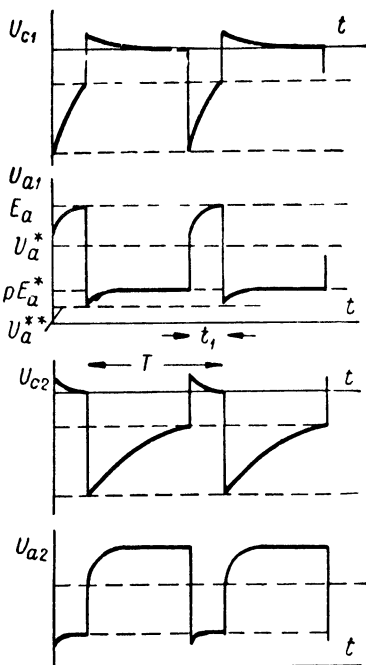


Рис. 4.32. Форма напряжения на сетках и анодах ламп в схеме несимметричного мультивибратора.

изменения сеточных и анодных напряжений ламп в случае, если $\tau_{c1} \neq \tau_{c2}$. Период колебаний несимметричного мультивибратора:

$$T = \tau_{c1} \ln K_2 + \tau_{c2} \ln K_1. \quad (4.42)$$

Несимметричные мультивибраторы применяются для получения импульсов, длительность которых меньше половины периода их чередования. Большей частью лампы L_1 и L_2 выбираются однотипными, и в их анодные цепи включаются сопротивления одинаковой величины. Тогда период колебаний:

$$T = (\tau_{c1} + \tau_{c2}) \ln K, \quad (4.43)$$

а относительная длительность импульсов положительной полярности на аноде первой лампы (она носит название коэффициента заполнения) равна:

$$\gamma = \frac{t'}{T} = \frac{\tau_{c1}}{\tau_{c1} + \tau_{c2}}. \quad (4.44)$$

Наконец, амплитуда импульсов, снимаемых с анода лампы в схеме мультивибратора:

$$U_m = E_a (1 - p). \quad (4.45)$$

Для уменьшения величины коэффициента заполнения γ при сохранении $T = \text{const}$ надо, уменьшая постоянную времени τ_{c1} , одновременно увеличивать постоянную времени τ_{c2} с тем, чтобы сумма $\tau_{c1} + \tau_{c2}$ оставалась постоянной. Чрезмерное уменьшение величины τ_{c1} сопровождается нарушением неравенства $\tau_{c2} \gg \tau_a$. Увеличение τ_{c2} свыше определенного предела приводит к тому, что конденсатор C_{c2} не успевает зарядиться до напряжения, приблизительно равного E_a , пока первая лампа заперта. Поэтому при попытках получить малое значение γ нормальная работа схемы нарушается или колебания в ней прекращаются.

Не приводя анализа стабильности работы мультивибраторов, отметим, что нестабильность частоты в этих схемах значительно больше, чем нестабильность генераторов гармонических колебаний. В частности, существенную роль играет изменение потенциала запирающей лампы при непостоянстве напряжения источников питания.

Стабильность частоты мультивибратора повышается в несколько раз, если сетки ламп через соответствующие сопротивления утечек связать не с отрицательным, а с положительным полюсом источника питания анодных цепей (рис. 4.33). Процессы в схеме такого мультивибратора с положительным смещением аналогичны процессам в основной схеме, но при разрядке емкостей C_{c1} и C_{c2} после пере-

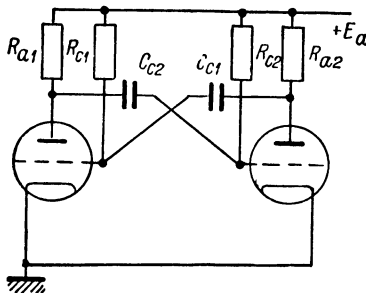


Рис. 4.33. Схема мультивибратора с положительным смещением.

хода схемы в одно из крайних положений напряжение на сетке запертой лампы стремится не к нулю, а к напряжению, равному E_a . В результате этого время восстановления проводимости лампы уменьшается. Благодаря большей скорости изменения потенциала сетки лампы вблизи от значения $u_c = U_{\text{зап}}$ уменьшается нестабильность частоты при небольших изменениях $U_{\text{зап}}$, связанных с непостоянством напряжения источников питания флюктуациями тока эмиссии, колебаниями контактных разностей потенциалов между электродами ламп и т. д. Частота мультивибратора с положительным смещением больше, чем частота мультивибратора, собранного по основной схеме (рис. 4.25) при одинаковых параметрах обеих схем. Зависимость частоты мультивибратора от напряжения источника сеточного смещения имеет приблизительно линейный характер (рис. 4.34). Это дает возможность в известных пределах плавно менять частоту колебаний мультивибратора без изменения его параметров. Для этого к клеммам источника питания анодных цепей присоединяют потенциометр, с движками которого соединяют сопротивления утечек сеток ламп.

Форма напряжения, возбуждаемого в схеме мультивибратора с положительным смещением, и амплитуда генерируемых импульсов приблизительно такие же, как в основной схеме.

Если необходимо приблизить стабильность частоты мультивибратора к стабильности генератора гармонических колебаний, на сетку одной из ламп схемы подается гармоническое напряжение с небольшой амплитудой. Это напряжение, вместе с процессами в схеме мультивибратора, управляет переходами ламп в проводящее состояние. Оно поддерживает постоянной величину периода колебаний, если вследствие изменения напряжения питания, колебаний эмиссии катодов ламп или по каким-либо другим неконтролируемым причинам период колебаний в схеме без синхронизации изменяется.

Написанные выше соотношения могут служить для расчета схемы мультивибратора. Проиллюстрируем это простым численным примером.

Положим, что в схеме мультивибратора должны возбуждаться импульсы с амплитудой $U_m = 100$ в, частотой чередования 20 кГц и коэффициентом заполнения $\gamma = 0,25$. Для постройки схемы выберем лампу 6Н8 — двойной триод, одна из половин которого используется как лампа L_1 , а вторая — как лампа L_2 . Параметры лампы 6Н8 следующие: $R_i = 8$ ком и $S = 2,5$ ма/в. Величину сопротивления r_c будем считать равной 1000 ом. Импульсы напряжения

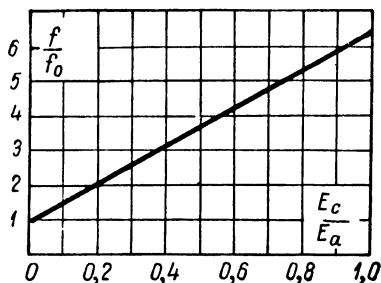


Рис. 4.34. Зависимость частоты колебаний в схеме мультивибратора от напряжения источника сеточного смещения.

снимаются с анода первой лампы. Наконец, напряжение источника питания схемы $E_a = 300$ в.

В анодные цепи обеих ламп чаще всего включаются сопротивления одинаковой величины. Их величина определяется тем, какова должна быть амплитуда возбуждаемых импульсов, т. е. импульсов на аноде одной из ламп:

$$U_m = E_a(1 - p) = E_a \frac{R_a}{R_a + R_p}.$$

Считая, что $R_p = R_b$, находим:

$$R_a = \frac{U_m R_p}{E_a - U_m} = 4 \text{ ком.}$$

Поскольку обе лампы в схеме мультивибратора однотипны и $R_{a1} = R_{a2}$, справедливы соотношения (4.43) и (4.44). Решая их относительно τ_{c1} и τ_{c2} , получаем:

$$\tau_{c2} = \frac{(1 - \gamma) T}{\ln K} = 1,96 \cdot 10^{-5} \text{ сек.},$$

$$\tau_{c1} = \frac{\gamma \tau_{c2}}{1 - \gamma} = 0,65 \cdot 10^{-5} \text{ сек.}$$

Для нахождения параметров переходных цепей величины двух переменных из четырех R_{c1} , R_{c2} , C_{c1} и C_{c2} можно выбрать из тех или иных соображений, а две другие определить, пользуясь значениями τ_{c1} и τ_{c2} . Примем во внимание, что для нормальной работы схемы постоянная времени заряда большей из разделительных емкостей должна быть в 4—5 раз меньше длительности импульсов (для того чтобы эта емкость успевала заряжаться до напряжения, приблизительно равного E_a). Обычно сопротивления утечек сеток обеих ламп выбирают приблизительно одинаковыми. Поэтому большая постоянная времени соответствует цепи с большей емкостью (в нашем примере — цепи, связывающей анод первой лампы с сеткой второй). Пользуясь выражением (4.38), условие $\tau'_{c2} \leq \frac{t'}{5} = \frac{\gamma T}{5}$ запишем в виде:

$$C_{c2} \leq \frac{\gamma T}{5(R_a + r_c)}.$$

Подставляя в это выражение значения γ , T , R_a и r_c , находим, что величина емкости C_{c2} может быть не более 500 пф. Выбирая $C_{c2} = 400$ пф, определим значение сопротивления R_{c2} :

$$R_{c2} = \frac{\tau_{c2}}{C_{c2}} = 48 \text{ ком.}$$

Сопротивление R_{c1} выберем равным R_{c2} , т. е. 48 ком. Тогда величина емкости C_{c1} будет:

$$C_{c1} = \frac{\tau_{c1}}{R_{c1}} \approx 130 \text{ пф.}$$

При выбранных параметрах схемы $\frac{S^2 R_a r_c}{1 + \frac{R_a}{R_i}} \approx 16$, а величина τ_a оказы-

вается в 10 раз меньшей τ_{c1} даже в том случае, если $C_2 = 150 \text{ нф}$. Поэтому условия, необходимые для самовозбуждения схемы (4.41), выполнены.

2. Расчет мультивибратора на пентодах. Разрывная трактовка процессов в схеме триодного мультивибратора и аппроксимация характеристик ламп линейными выражениями позволили получить простые и практически полезные соотношения для периода колебаний, коэффициента заполнения и скачков напряжения в различных точках схемы. Мультивибраторы часто строятся не на триодах, а на пентодах. Если значения R_a и E_a таковы, что рабочая точка открытой лампы располагается в области крутых участков анодных характеристик лампы (рис. 4.35, точка A_1), то лампа по ее анодной цепи может быть заменена сопротивлением, и найденные выше соотношения пригодны для расчета схемы. Величина сопротивления R_p определяется тангенсом угла наклона начальных участков характеристик лампы.

Если рабочая точка открытого пентода мультивибратора располагается за пределами крутых участков анодных характеристик лампы, сопротивление лампы для постоянного тока — функция анодного напряжения, и приведенные выше расчетные формулы оказываются непригодными. Однако, если рабочая точка лежит на приблизительно прямолинейном пологом участке анодной характеристики лампы, соответствующей $u_c = 0$ (рис. 4.35, точка A_2), возможна другая эквивалентная замена лампы по ее анодной цепи. Действительно, поскольку большую часть времени, пока лампа открыта, потенциал ее сетки остается приблизительно равным нулю, лампу можно заменить элементом, через который протекает постоянный ток $i_a = I_a^*$, независимый от приложенного напряжения. Такая замена пентода либо элементом $R = R_p = \text{const}$, либо элементом $i_a = I_a^* = \text{const}$, соответствует приближенному представлению анодных характеристик отрезками прямых.

По сеточной цепи пентод, как и триод, может быть заменен сопротивлением r_c при $u_c \geq 0$ и разрывом при $u_c < 0$.

Применим изложенные соображения к расчету схемы пентодного мультивибратора, изображенной на рис. 4.36. Поскольку расчет

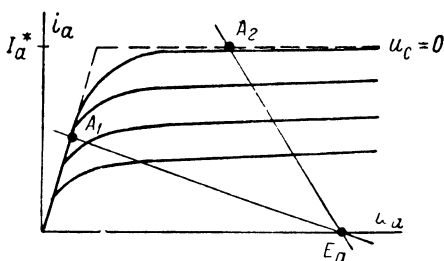


Рис. 4.35. Два режима работы пентодного мультивибратора: с расположением рабочей точки в пределах крутых участков анодных характеристик лампы (A_1) и в пределах пологих участков характеристик (A_2).

пентодного мультивибратора, работающего в первом режиме, аналогичен расчету триодной схемы, обратимся к случаю расположения рабочей точки в области горизонтальных участков анодных характеристик лампы.

Если первая (левая) лампа заперта, то $u_{a1}^{(0)} = E_a$, $u_{c2}^{(0)} = 0$ и $u_{s2}^{(0)} = E_a$. Вслед за переходом лампы в проводящее состояние и, соответственно, запиранием второй лампы, напряжения u_{a1} и u_{c2} приобретают значения $u_{a1}^{(1)} = E_a - I_{a1}^* R_{a1}$ и $u_{c2}^{(1)} = -I_{a1}^* R_{a1}$ (как и прежде, полагаем, что

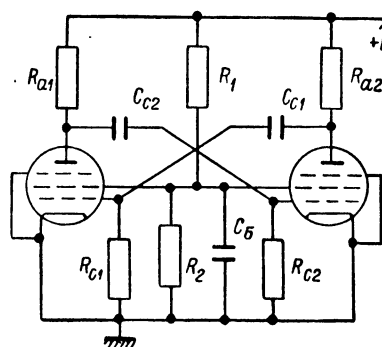


Рис. 4.36. Схема пентодного мультивибратора.

переход схемы из одного крайнего состояния в другое происходит настолько быстро, что напряжение на конденсаторах связи не успевает измениться).

В дальнейшем протекает разряд конденсатора C_{c2} , и напряжение u_{c2} , изменяясь по экспоненциальному закону, через время

$$t' = \tau_{c2} \ln \frac{I_{a1}^* R_{a1}}{U_{\text{зап } 2}} \quad (4.46)$$

достигает потенциала запирания (отпирания) лампы, лампа L_2 отпирается, и напряжение на ее аноде падает. Это падение напряжения

передается через разделительную цепь на сетку первой лампы, которая запирается. Ее проводимость восстанавливается через время

$$t'' = \tau_{c1} \ln \frac{I_{a2}^* R_{a2}}{U_{\text{зап } 1}}. \quad (4.47)$$

Как и в случае триодного мультивибратора или пентодного мультивибратора, работающего в первом режиме, конденсаторы связи восстанавливают свой заряд через некоторое время после запирания соответствующей лампы. Это приводит к тому, что ток зарядки конденсатора, протекающий через анодное сопротивление закрывшейся лампы, понижает напряжение на ее аноде. Последнее достигает величины, равной E_a , через время порядка $5\tau_c$ [см. выражение (4.38)]. Ток зарядки емкости связи протекает также через сопротивление r_c открывшейся лампы. Это приводит к повышению потенциала сетки этой лампы и соответствующему понижению на сравнительно короткое время напряжения на ее аноде до значения, меньшего $u_a^{(1)}$.

Как уже отмечалось выше, под потенциалом запирания лампы следует понимать такой потенциал ее сетки, при котором крутизна отпирающейся лампы достигает значения, необходимого для развития регенеративного процесса в схеме [выражение (4.40)]. Приближенно можно считать, что $|U_{\text{зап}}| = \frac{I_a^*}{S}$, что соответствует аппроксимации

сеточной характеристики анодного тока лампы прямой линией вплоть до значения $i_a = 0$. Погрешности, вносимые при этом в определение периода и величины γ , такого же порядка, как при замене $|U_{зап}|$ триода величиной $\frac{E_a}{\mu}$.

Написанные соотношения позволяют рассчитать пентодный мультивибратор. Для мультивибратора, построенного на однотипных пентодах с выбором рабочих точек на горизонтальных участках их характеристик, справедливы соотношения:

$$U_m = I_a^* R_a; \quad (4.48)$$

$$T = \tau_{c1} \ln \frac{I_a^* R_{a2}}{U_{зап}} + \tau_{c2} \ln \frac{I_a^* R_{a1}}{U_{зап}} \approx \tau_{c1} \ln SR_{a2} + \tau_{c2} \ln SR_{a1}; \quad (4.49)$$

$$\gamma = \frac{\tau_{c1}}{T} \ln \frac{I_a^* R_{a2}}{U_{зап}} \approx \frac{\tau_{c1} \ln SR_{a2}}{\tau_{c1} \ln SR_{a2} + \tau_{c2} \ln SR_{a1}}. \quad (4.50)$$

Не представляет труда убедиться, что эти выражения совпадают с полученными выше для триодной схемы, если в них заменить $I_a^* R_a$ на $E_a(1 - p)$ и SR_a на $\mu \frac{R_a}{R_a + R_i}$.

Условия, необходимые для самовозбуждения пентодного мультивибратора, которые должны быть обеспечены выбором параметров схемы, совпадают с (4.41).

Для иллюстрации применения полученных соотношений определим, каковы должны быть параметры мультивибратора, построенного на лампах 6Ж4, который должен возбуждать импульсы с амплитудой $U_m = 70$ в и частотой чередования $f = 50$ кГц при коэффициенте заполнения $\gamma = 0,5$. Напряжение источника питания возьмем равным 300 в.

Воспользовавшись соотношением (4.48) и определив по характеристикам лампы, что $I_a^* = 35$ ма, найдем сопротивления анодных нагрузок каждой лампы $R_a = \frac{U_m}{I_a^*} = 2$ ком. Далее, на основании (4.49)

получим, что постоянные времени переходных цепей должны быть порядка $3,5 \cdot 10^{-6}$ сек. (потенциал запираения определяем из приближенного соотношения $|U_{зап}| \approx \frac{I_a^*}{S} = 4$ в). Выбирая емкость переходного конденсатора равной 100 пф, получим $R_c = 35$ ком. При этих параметрах мультивибратора $S^2 R_a r_c = 160$ (полагаем $r_c = 1000$ ом). Для выполнения второго условия, необходимого для самовозбуждения схемы [выражения (4.41)], постоянная времени анодной цепи каждой лампы должна быть много меньше $3 \cdot 10^{-6}$ сек., что вполне осуществимо при выбранном малом значении сопротивления R_a .

3. Быстрые переходы в мультивибраторах. В большинстве случаев мультивибраторы применяются для возбуждения сигналов с крутыми перепадами напряжения. Поэтому первостепенное значение

имеет крутизна фронтов импульсов, или время перехода схемы из одного крайнего состояния в другое. Анализ переходных процессов в мультивибраторе значительно сложнее, чем исследование медленных процессов, протекающих после запираания одной из ламп. Приближенные выражения, описывающие изменения напряжений в разных точках схемы, могут быть получены при ряде упрощающих предположений — отсутствии сеточного тока [128], линейности характеристик лампы при изменении потенциала сетки вплоть до запираания лампы [129] и т. п.

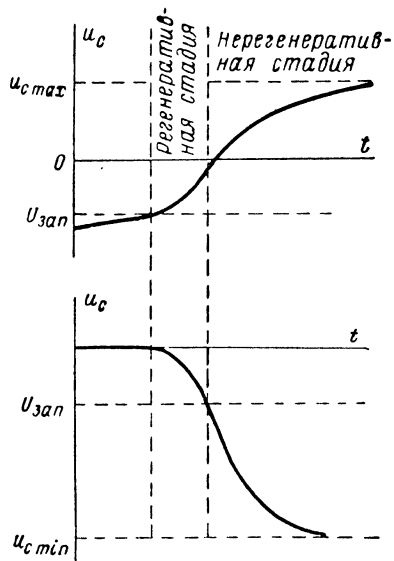


Рис. 4.37. Характер протекания быстрых процессов в схеме мультивибратора.

Так же как и в усилителях, быстрые процессы в мультивибраторе существенно определяются перезарядкой распределенных емкостей схемы и межэлектродных емкостей ламп. Но характер процессов значительно сложнее, чем переходных процессов в усилителях.

Анализ и экспериментальное исследование мультивибраторов показывают, что приблизительно весь быстрый процесс можно разделить на две стадии [130]. Одна из них соответствует прогеканию в схеме регенеративного процесса, когда обе лампы открыты, а вторая — продолжающейся перезарядке паразитных емкостей, после того, как одна из ламп заперлась. Это иллюстрирует рис. 4.37, на котором изображены графики, показывающие характер изменения с течением времени потенциалов сеток ламп при переходе схемы из одного состояния

в другое (на рисунках, приводившихся выше, эти изменения потенциалов изображались мгновенными скачками).

Изменения напряжения на сетках ламп в течение первой стадии процесса следуют приблизительно экспоненциальному закону с положительным показателем $u \sim U_0 e^{at}$, причем величина a сама приблизительно линейная функция времени. Затем, после того как одна из ламп заперлась, изменения потенциалов электродов следуют закону $u \sim U_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$, причем величина постоянной времени существенно определяется паразитными емкостями.

Наибольшей величины скорость изменения напряжения достигает в конце регенеративной стадии, где коэффициент a в показателе экспоненты имеет наибольшую величину. Последняя пропорциональна

отношению $\frac{S}{C_2}$. Поэтому для постройки мультивибратора желательно выбирать лампы с большой крутизной, малыми межэлектродными емкостями и ставить их в режим, при котором крутизна характеристики максимальна, т. е. работать при большом анодном токе. Последнее желательно и по другой причине: чем больше анодный ток лампы при $u_c \approx 0$, тем меньшее сопротивление надо включить в ее анодную цепь для того, чтобы получить заданную амплитуду импульсов, а это, в свою очередь, выгодно, так как уменьшает постоянную времени анодной цепи лампы.

Далее, анализ быстрых процессов в схемах мультивибраторов приводит к заключению, что начальная и максимальная скорости падения напряжения на анодах ламп превышают соответствующие скорости нарастания этих напряжений. Поэтому, если для работы того или иного устройства необходимы быстрые перепады напряжения, и для их получения применяется мультивибратор, выгоднее использовать задние, а не передние фронты импульсов, снимаемых с анодов ламп мультивибратора.

Сложность протекающих в схеме быстрых процессов не позволяет указать простые выражения для времени переходов схемы из одного крайнего состояния во второе. Иногда, полагая, что регенеративный процесс занимает малую долю времени перехода и что последнее в основном определяется перезарядкой паразитных емкостей, считают, что [127]

$$t_{\phi} \approx 2 R_0 C_2, \quad (4.51)$$

где R_0 — сопротивление, эквивалентное параллельному соединению сопротивлений R_a , R_i и R_c , а C_2 — емкость анодной цепи лампы с учетом входной емкости второй лампы. Это выражение весьма приближенное и дает лишь порядок величины t_{ϕ} . Так как амплитуда импульсов на аноде равна $E_a(1-p)$, то, пользуясь выражением (4.51), можно написать приближенное соотношение для крутизны заднего фронта импульса:

$$S_{\phi} = \frac{U_m}{t_{\phi}} \approx \frac{E_a}{2C_2 R_0}. \quad (4.52)$$

Практически, при тщательном монтаже мультивибратора и применении ламп, отвечающих отмеченным выше требованиям (триодов 6Н7, 6Н8, 6Н15, пентодов 6Ж4, 6П9, 6Ж1П, мощного тетрода ГУ-29 и т. д.), удастся строить мультивибраторы с временем фронта порядка нескольких десятых или сотых долей микросекунды и крутизной заднего фронта импульсов, снимаемых с анодов ламп, порядка 500—1000 в/мксек.

4. Некоторые схемы мультивибраторов. Кроме мультивибраторов, представляющих собой двухкаскадный усилитель на сопротивлениях со стопроцентной положительной обратной связью, пользуются

мультивибраторами, схемы которых в той или иной мере отличаются от рассмотренных выше. К их числу в первую очередь следует отнести мультивибраторы, в которых форма возбуждаемых сигналов приближается к прямоугольной.

Как уже говорилось выше, анодное напряжение запирающей лампы не сразу достигает величины E_a из-за протекания тока зарядки разделительной емкости, связывающей анод этой лампы с сеткой второй (открытой) лампы. Так как обычно $r_c \ll R_a$, то почти всё напряжение, обусловленное протеканием этого тока, падает на сопротивлении R_a . Для того чтобы уменьшить это напряжение, в цепи, связывающие конденсаторы C_c с сетками ламп, включают дополнительные сопротивления (R_1 на рис. 4.38), зашунтированные

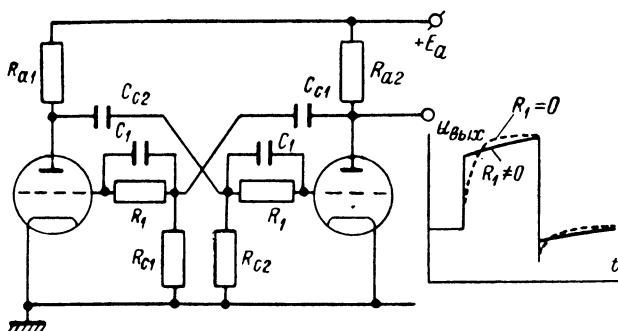


Рис. 4.38. Схема мультивибратора с включением дополнительных сопротивлений в цепи связи для улучшения формы возбуждаемых импульсов.

конденсаторами небольшой емкости. В результате этого снижается абсолютная величина тока зарядки разделительных конденсаторов и одновременно возрастает время, необходимое для того, чтобы напряжение u_a стало бы равным E_a . Поэтому с ростом величины R_1 увеличивается быстрый начальный скачок анодного напряжения, но вместе с тем дальнейшее нарастание анодного напряжения замедляется. Поэтому исправление вида переднего фронта импульса сопровождается искажением его плоской вершины.

Можно значительно приблизить импульсы к прямоугольным, если собрать мультивибратор на триодах, образованных катодами, управляющими и экранными сетками пентодов, а напряжение снимать с анода лампы (рис. 4.39 а). Форма колебаний в схеме собранного таким образом мультивибратора с использованием экранных сеток ламп как анодов, аналогична форме колебаний в обычном триодном мультивибраторе. Так как анод каждого пентода не связан с электродами другой лампы, то напряжение на аноде — функция только анодного тока. Поэтому, если потенциал сетки падает ниже потенциала запирающего, анодное напряжение резко возрастает до значения,

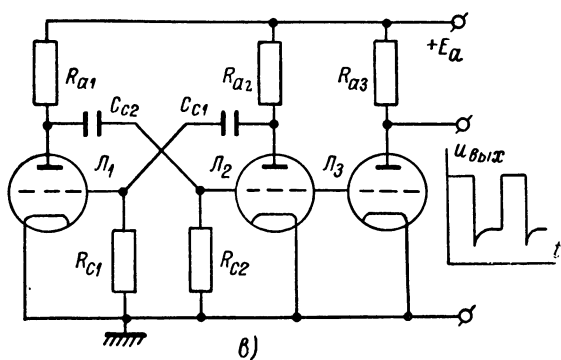
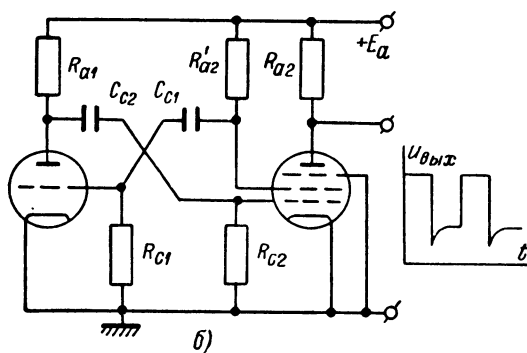
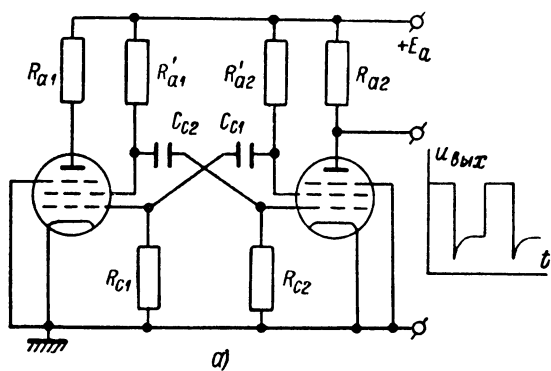


Рис. 4.39. Построение схем мультивибраторов для получения импульсов, близких к прямоугольным.

равного E_a . Один из пентодов в такой схеме может быть заменен триодом (рис. 4.39 б).

Хорошие результаты дает введение в схему мультивибратора дополнительной лампы. Сетка этой лампы соединяется с сеткой одной из ламп мультивибратора, а в анодную цепь включается нагрузочное сопротивление (рис. 4.39 в). Изменение потенциала сетки второй лампы мультивибратора приводит к изменению анодного тока как L_3 , так и вспомогательной лампы. Но по анодному сопротивлению лампы L_3 не протекает ток зарядки емкости C_{c1} . Поэтому при одновременном запираии ламп L_2 и L_3 напряжение на аноде вспомогательной лампы сразу достигает величины E_a .

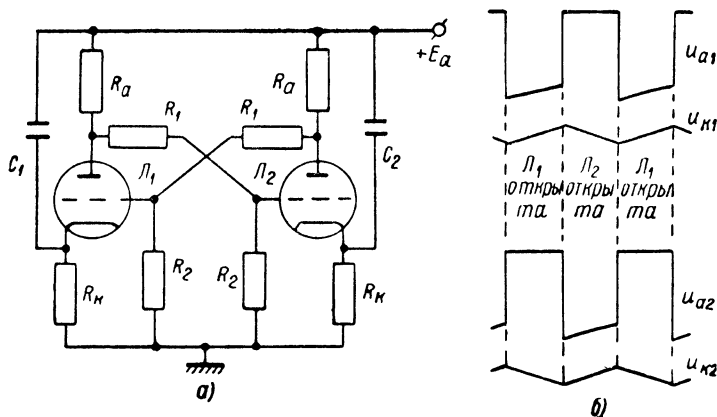


Рис. 4.40. Вариант схемы мультивибратора.

На рис. 4.40 а приведена схема мультивибратора, существенно отличная от рассмотренных выше. Эта схема представляет собой двухкаскадный усилитель постоянного тока с потенциометрической связью, выход которого соединен со входом (см. § 4 гл. III). Кроме того, в схеме имеются два конденсатора C_1 и C_2 , включенных между источником питания анодных цепей и катодом каждой лампы. Их наличие в схеме и приводит к колебательному режиму при условии, что постоянные времени изменения напряжения на них много больше постоянных времени анодных цепей ламп.

Для того чтобы выяснить, как работает схема, положим, во-первых, что она совершенно симметрична, и в исходном состоянии анодные токи обеих ламп одинаковы. Следовательно, одинаковы и потенциалы анодов и катодов ламп. Положим, далее, что по какой-либо причине анодный ток первой лампы увеличился. В результате этого потенциал сетки второй лампы понизится, напряжение на ее аноде возрастет, и дополнительно увеличится потенциал сетки второй лампы и ее анодный ток. Этот процесс будет идти до тех пор,

пока вторая лампа не запрется. При этом предполагается, что потенциалы катодов ламп, благодаря включению в схему конденсаторов C_1 и C_2 , остаются неизменными, пока одна из ламп запирается.

Это состояние схемы неустойчиво, так как в дальнейшем конденсаторы C_1 и C_2 изменяют свой заряд. Конденсатор C_1 разряжается с постоянной времени $\tau' \approx C_1 (R_a + R_p)$, причем напряжение на нем стремится к величине $u_s = E_a \frac{R_a + R_p}{R_a + R_p + R_k}$. Это приводит

к тому, что напряжение на катоде лампы L_1 и напряжение на ее аноде (а следовательно, и на сетке второй лампы) — возрастают. Одновременно конденсатор C_2 заряжается с постоянной времени $\tau'' = C_2 R_k$, причем напряжение на нем стремится к большой величине, равной E_a (поэтому начальная скорость изменения напряжения на конденсаторе C_2 может быть приблизительно такой же, как на конденсаторе C_1). В результате этого напряжение на катоде лампы L_2 падает. Увеличение потенциала сетки L_2 и одновременное понижение потенциала ее катода приводят к тому, что в некоторый момент лампа L_2 открывается. При этом напряжение на ее аноде понижается, а следовательно, понижается и потенциал сетки первой лампы. Это вызывает повышение потенциала ее анода и дополнительное увеличение потенциала сетки второй лампы. Процесс продолжается до тех пор, пока вторая лампа не оказывается открытой, а первая запертой. Затем следует увеличение напряжения на конденсаторе C_1 и уменьшение напряжения на конденсаторе C_2 . В результате этого разность потенциалов между сеткой и катодом первой лампы достигает величины $U_{зап.}$ и схема опять переходит в первое крайнее положение. Характер изменения напряжения в различных точках схемы иллюстрируют графики, приведенные на рис. 4.40б.

Для того чтобы в схеме мог протекать описанный колебательный процесс, постоянные времени τ' и τ'' должны быть значительно больше, чем постоянные времени анодных цепей ламп. Поэтому конденсаторы C_1 и C_2 должны быть достаточно большими (например, порядка нескольких сотых или десятых микрофарады). Сопротивления, включенные в катоды ламп, берутся порядка нескольких сотен килоом. Анодные сопротивления и сопротивления R_1 и R_2 , образующие делитель напряжения, должны быть такими, чтобы произведение коэффициентов усиления обоих каскадов (с учетом того, что сопротивление сетка — катод открытой лампы мало) было бы значительно больше единицы. При использовании лампы 6Н8 схема хорошо работает, если R_a составляет несколько десятков килоом, а R_1 и R_2 — порядка нескольких сотен килоом или нескольких мегом. Частотой колебаний в схеме можно управлять изменением как емкости конденсаторов C_1 и C_2 , так и сопротивлений R_a , R_k , R_1 или R_2 .

Видоизменение описанной схемы приводит к схеме мультивибратора, изображенной на рис. 4.41а. Указанные в схемах параметры приведены только для иллюстрации возможных значений

соответствующих сопротивлений и емкостей. Как и в схеме рис. 4.40а, период колебаний определяется постоянными времени изменения напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 , потенциалом запирания ламп, а также потенциалами их электродов в крайних состояниях схемы. При относительно малых емкостях конденсаторов C_1 и C_2 (порядка несколь-

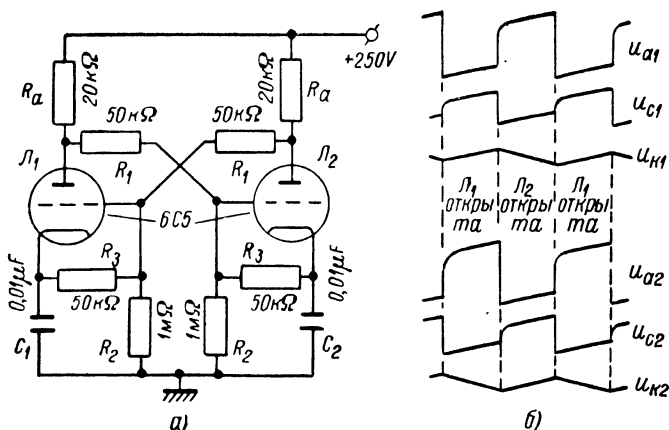


Рис. 4.41. Видоизменение схемы мультивибратора, приведенной на рис. 4.40.

ких тысяч пикофарад при указанных на рис. 4.41а значениях сопротивлений) релаксационные колебания в схеме превращаются в колебания, близкие к гармоническим.

Приведенные здесь схемы не исчерпывают всех схем мультивибраторов, применяемых в специальной радиотехнической аппаратуре. Краткие сведения о них можно найти в литературе [131, 132]. Приближенный анализ процессов в различных схемах мультивибраторов может быть сделан таким же путем, как в основной схеме.

§ 4. Некоторые генераторы сигналов специальной формы

1. Генераторы прямоугольных периодических импульсов.

Во многих работах, посвященных исследованию кинетики физических процессов, применяются генераторы прямоугольных импульсов [133, 134, 135]. Такие генераторы широко используются для налаживания усилителей [136, 137] (см. § 1 гл. III), питания мостиковых схем [138] и т. д. При этом к генераторам прямоугольных сигналов, применяемых для количественных исследований, предъявляются жесткие требования в отношении крутизны фронтов импульсов, постоянства напряжения в импульсах, отсутствия выбросов или завалов, искажающих форму сигналов, и т. д.

Многочисленные описанные схемы генераторов прямоугольных импульсов могут быть разделены на несколько типов. Прямоугольные импульсы, во-первых, могут быть получены путем улучшения формы сигналов, возбуждаемых в мультивибраторах. Во-вторых, они могут быть получены путем превращения гармонических колебаний в колебания прямоугольные при пропускании их через специальные ограничительные каскады, отрезающие те части гармонического сигнала, которые соответствуют значениям напряжения, превосходящим некоторое критическое. Наконец, имеются схемы, в которых возбуждаются импульсы, настолько близкие к прямоугольным, что они не нуждаются в дополнительном формировании. Многие из описанных генераторов прямоугольных импульсов позволяют легко изменять частоту их чередования, коэффициент заполнения и амплитуду без существенного изменения формы.

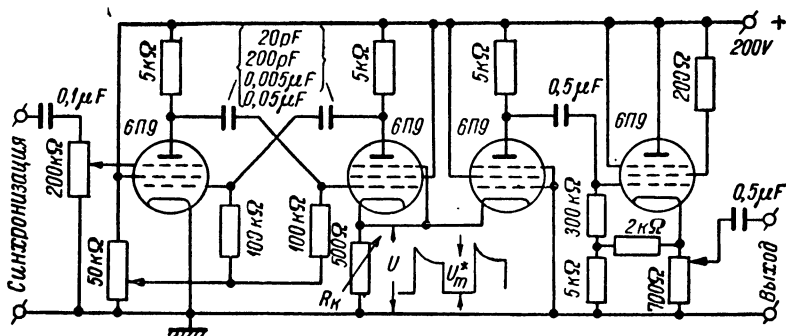


Рис. 4.42. Схема генератора прямоугольных импульсов.

Схема, в которой источником импульсов, подвергающихся дальнейшему формированию, служит мультивибратор, приведена на рис. 4.42. Мультивибратор построен на лампах 6П9, позволяющих получить большую крутизну фронтов импульсов.

Переключением конденсаторов связи и изменением величины сеточного смещения можно в широких пределах варьировать частоту чередования импульсов. Так как мультивибратор симметричный, то коэффициент заполнения возбуждаемых импульсов $\gamma = 0,5$. Его величину можно варьировать, если сопротивление утечки сетки одной из ламп сделать переменным.

Выходом мультивибратора служит сопротивление в катодной цепи второй лампы (сопротивление R_k на рис. 4.42). Так как через это сопротивление не протекает ток заряда разделительной емкости, то при запираии лампы напряжение быстро достигает своего конечного значения ($u = 0$). Кроме того, благодаря тому, что следующий каскад присоединяется к низкоомному сопротивлению, наличие входной емкости этого каскада не приводит к заметному уменьшению крутизны фронтов возбуждаемых мультивибратором импульсов.

Форма импульсов, получаемых на катодном сопротивлении мультивибратора, отличается от прямоугольной пиками, сопровождающими нарастание напряжения. Для отсечения этих пиков и превращения импульсов в прямоугольные служит каскад, собранный на третьей лампе. Катод этой лампы соединен с катодом второй лампы, а сетка — с нулевым проводом схемы. Изменяя величину переменного сопротивления R_k , можно установить такое смещение на сетке третьей лампы, при котором потенциал ее запирается несколько меньше, чем стационарное напряжение в импульсе, возбуждаемом мультивибратором (напряжение U_m^* на рис. 4.42). При этом условии импульсы, получающиеся на анодном сопротивлении третьей лампы, весьма близки по форме к идеально прямоугольным.

Нужное смещение на сетке третьей лампы схемы генератора легко устанавливается при его налаживании перед работой. Для этого к выходу генератора присоединяется катодный осциллограф и подбирается такая величина сопротивления R_k (рукоятка движка этого сопротивления выводится на панель генератора), при которой у импульсов пропадают „хвосты“.

Сформированные импульсы, снимаемые с сопротивления в анодной цепи третьей лампы, подаются на вход каскада с катодной нагрузкой. Последний введен в схему для того, чтобы предотвратить искажения формы импульсов при передаче их от генератора к тому или иному устройству, в котором они используются. Потенциометр на выходе генератора позволяет регулировать амплитуду получаемых импульсов.

В схеме генератора предусмотрена возможность синхронизации его частоты от внешнего источника. Для этого напряжение той частоты, которой желательно синхронизировать генератор, подается на пентодную сетку одной из ламп мультивибратора. При достаточной амплитуде этого напряжения частота генерируемых импульсов остается постоянной при изменении в известных пределах параметров схемы мультивибратора (например вследствие нагревания деталей во время работы), изменении напряжения питания и т. п. Если никаких мер для стабилизации величины питающего напряжения не принято, то даже после длительного прогрева схемы частота генерируемых импульсов может не оставаться постоянной в процессе работы. Крутизна фронтов импульсов в приведенной схеме при тщательном монтаже может быть доведена до нескольких десятых долей микросекунды. Известным недостатком схемы является то, что она потребляет от источника питания анодных цепей сравнительно большой ток (порядка 100 *ма*), причем его величина существенно изменяется при переходе мультивибратора от одного крайнего положения ко второму. Поэтому для питания схемы необходим мощный источник с малым выходным сопротивлением. В противном случае возбуждаемые импульсы могут сильно отличаться от прямоугольных.

Другая схема генератора прямоугольных импульсов с формированием сигналов, возбуждаемых мультивибратором, приведена на

рис. 4.43. Мультивибратор дополнен лампой Π_3 , на аноде которой получают импульсы, отличающиеся от прямоугольных выбросами, сопровождающими их задние фронты (см. схему на рис. 4.39 в). Анод лампы Π_3 без переходного конденсатора связан с сеткой одной

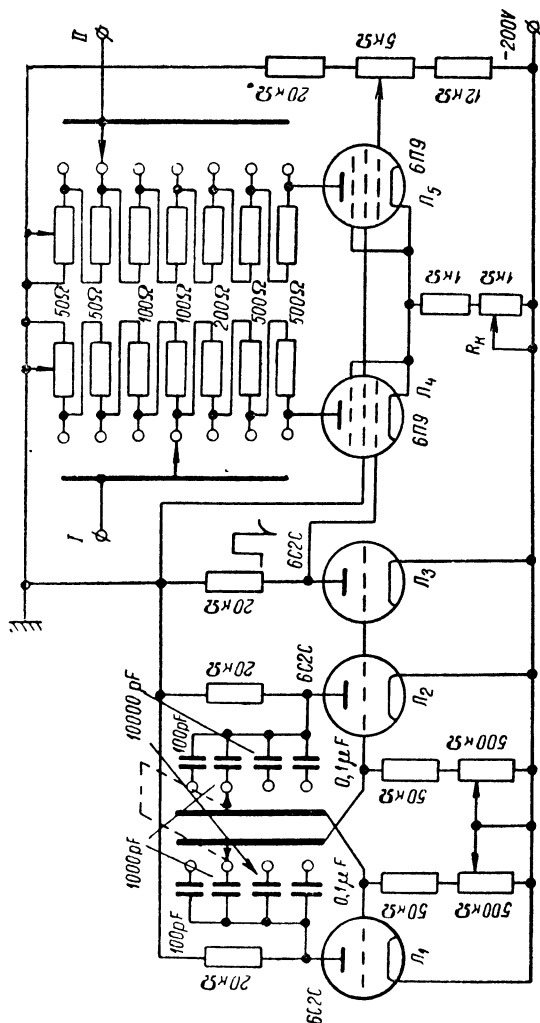


Рис. 4.43. Вариант схемы генератора прямоугольных импульсов с улучшением формы сигналов, даваемых мультивибратором.

из ламп фазоинверсного каскада с катодной связью (см. § 3 гл. II). Выбирая соответствующую величину сопротивления R_k , можно поставить эту лампу в такой режим, при котором нежелательный выброс напряжения будет понижать потенциал сетки лампы до величины более низкой, чем потенциал ее запирания. При этом у импульсов,

снимаемых с анодной нагрузки лампы L_4 , выбросов не будет. Схема имеет два выхода, связанных с анодами обеих ламп фазоинверсного каскада, что позволяет получать импульсы как положительной, так и отрицательной полярности относительно нулевого провода схемы. Последний совпадает с положительным проводом анодного питания, т. е. для питания схемы необходим источник с заземленным плюсом. Правильное смещение на сетке второй лампы фазоинверсного каскада устанавливается с помощью потенциометра в 5 *ком*, с которым связана сетка этой лампы. Частоту импульсов можно менять, варьируя постоянные времени цепей связи ламп мультивибратора. Максимальная амплитуда импульсов — порядка нескольких десятков вольт. Выходное сопротивление изменяется в зависимости от снимаемого напряжения. Длительность фронтов меньше 1 *мксек*. Как и первая схема генератора прямоугольных импульсов, этот генератор нуждается в питании от стабилизированного источника. Потребляемая генератором мощность меньше, чем первой схемы, и поэтому постройка такого источника облегчается.

Максимальная частота чередования импульсов в обеих приведенных схемах — несколько десятков килогерц. Дальнейшее повышение частоты приводит к существенным искажениям формы возбуждаемых сигналов. Для того чтобы построить мультивибраторную схему генератора прямоугольных импульсов с амплитудой в несколько десятков вольт, частотой чередования порядка 100 *кГц* или больше и временем фронта порядка десятой микросекунды или меньше, необходимо перейти к более мощным лампам. В этой области частот практически проще воспользоваться формированием прямоугольных импульсов из гармонического напряжения. Пример схемы генератора такого типа приведен на рис. 4.44.

Сетка второй лампы схемы индуктивно связана с катушкой контура задающего генератора гармонических колебаний, собранного на первой лампе (6Ж8). Режим ламп L_2 и L_3 выбран таким образом, что каждая лампа запирается прежде чем напряжение на ее сетке в отрицательный полупериод достигнет амплитудного значения. В результате этого форма напряжения на аноде лампы L_3 оказывается близкой к прямоугольной. После усиления в каскаде, построенном на двух лампах 6П9, включенных параллельно, сформированное напряжение поступает на выход схемы. При указанных на рис. 4.44 параметрах схемы и настройке контура генератора на частоту 100 *кГц* амплитуда выходных импульсов — около 30 *в*, а длительность фронта меньше 0,1 *мксек*. Для изменения частоты чередования импульсов необходимо перестраивать собственную частоту контура задающего генератора. Коэффициент заполнения импульсов $\gamma = 0,5$. Генератор желательно питать от стабилизированного источника (схема потребляет около 150 *ма*, из которых 100 *ма* приходится на две последние лампы). Описываемый генератор удобен при налаживании широкополосных усилителей.

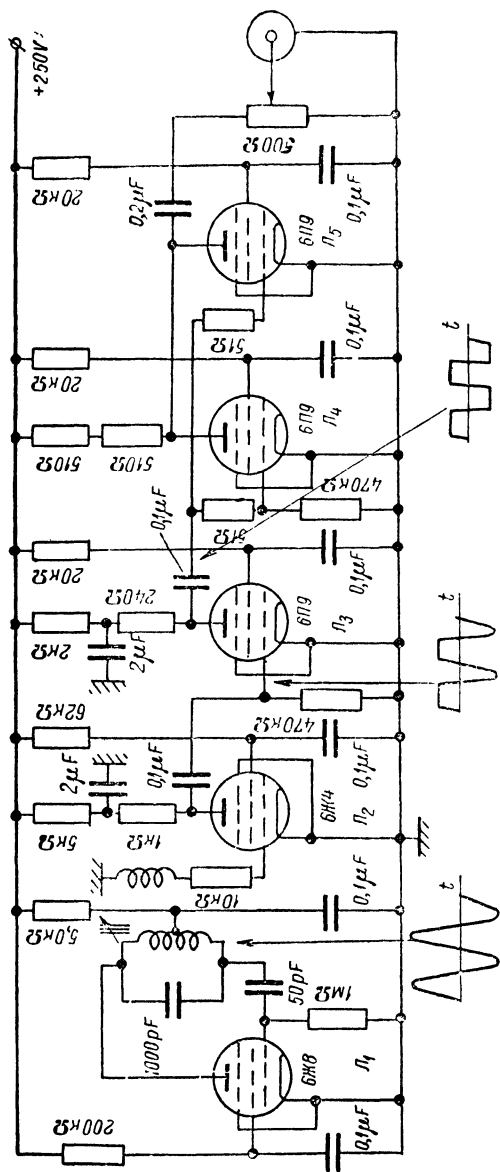


Рис. 4.44. Схема генератора прямоугольных импульсов, формируемых из гармонического напряжения.

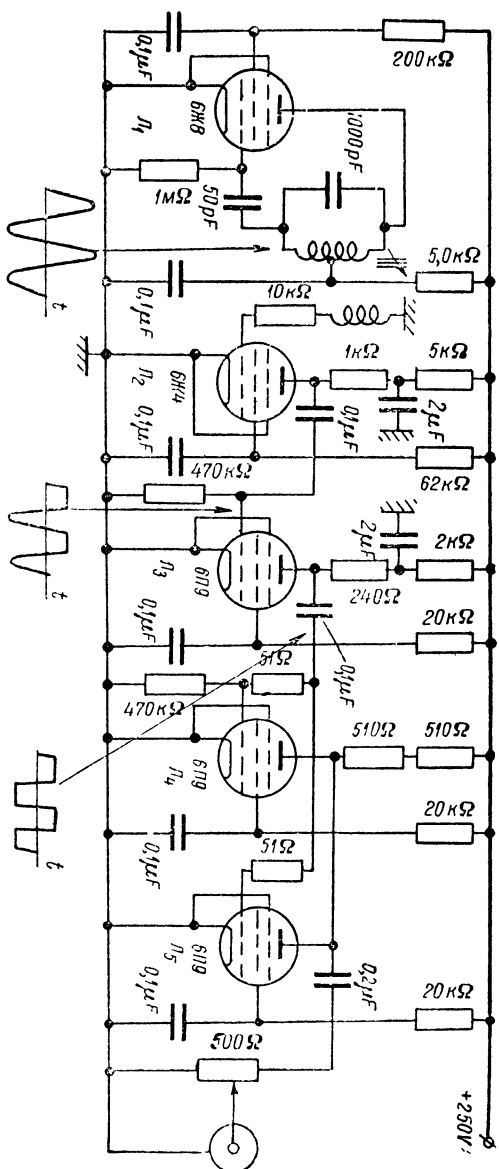


Рис. 4.44. Схема генератора прямоугольных импульсов, формируемых из гармонического напряжения.

в мультивибраторе импульсов можно управлять изменением постоянных времени цепей связи (переключатели конденсаторов в схеме не показаны) и потенциометром, к которому присоединены сопротивления утечек сеток ламп. Импульсы, снимаемые с анодов ламп мультивибратора, проходят через цепи с малой постоянной времени, где преобразуются в последовательность кратковременных сигналов (см. § 1, гл. I), и через двойной диод, отсекающий положительные сигналы (лампа L_2), подаются на сетки ламп релаксационного реле. Прямоугольные импульсы напряжения снимаются с анода левого триода лампы L_3 и подаются на выходной каскад, представляющий собой двойной катодный повторитель. Максимальная амплитуда импульсов на выходе схемы составляет несколько десятков вольт. Время фронта импульсов при тщательном монтаже схемы — порядка нескольких десятых микросекунды. Выходное сопротивление генератора — несколько сотен ом, независимо от амплитуды снимаемых импульсов. Оно может быть уменьшено при постройке выходного каскада на более мощной лампе с большой крутизной.

Приведенные здесь четыре схемы генераторов прямоугольных импульсов не исчерпывают всего многообразия подобного рода схем. Следует подчеркнуть, что в литературе часто встречается описание схем генераторов „прямоугольных“ импульсов, лишь весьма отдаленно напоминающих идеально прямоугольные.

2. Генераторы пилообразного напряжения.

Генераторы пилообразного напряжения, широко применяемые в электронных осциллографах и многих специальных измерительных устройствах, подробно рассмотрены в монографиях [140, 141, 142]. Кроме того, много оригинальных схем приведено в периодической литературе.

Здесь мы ограничимся только описанием нескольких простых схем, которые могут быть полезны в экспериментальной работе.

При оценке генератора пилообразного напряжения обычно принимают во внимание линейность изменения напряжения, время, в течение которого напряжение возвращается к исходной величине (время „обратного“ хода), амплитуду получаемого напряжения и диапазон генерируемых частот. Для получения приблизительно линейно изменяющегося с течением времени напряжения обычно используется заряд или разряд конденсатора. В простейшем случае конденсатор заряжается от источника с постоянным напряжением E

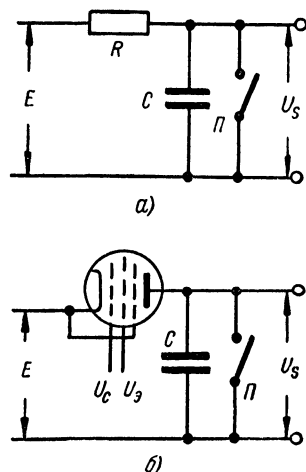


Рис. 4.45. Схемы, иллюстрирующие использование процесса зарядки конденсатора для получения пилообразного напряжения.

через сопротивление (рис. 4.46 а). При периодическом замыкании на короткое время рубильника Π на выходе схемы появляется периодическая последовательность импульсов напряжения с экспоненциальным нарастанием с постоянной времени $\tau = RC$ и быстрым спаданием. Очевидно, что если амплитуда этих импульсов мала по сравнению с напряжением питания схемы E , то нарастание напряжения близко к линейному. Отклонение от линейности можно оценивать изменением скорости нарастания напряжения при переходе от значения $u_S = 0$ к $u_S = U_m$, где U_m — амплитуда выходного напряжения.

Так как $u_S = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$, то скорость нарастания напряжения $\frac{du_S}{dt} = \frac{E}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} = \sigma$. При $u_S = 0$, т. е. при $t = 0$, $\left(\frac{du_S}{dt}\right)_{u_S=0} = \frac{E}{\tau} = \sigma_0$.

Далее, напряжение на конденсаторе нарастает до значения $u_S = U_m$ за время t' , удовлетворяющее соотношению $e^{-\frac{t'}{\tau}} = 1 - \frac{U_m}{E}$, и поэтому: $\sigma = \frac{E}{\tau} e^{-\frac{t'}{\tau}} = \sigma_0 \left(1 - \frac{U_m}{E}\right)$. Следовательно, относительное уменьшение скорости, т. е. нелинейность нарастания напряжения

$$\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0} = \frac{U_m}{E} \quad (4.53)$$

— однозначная функция отношения амплитуды выходного напряжения к напряжению питания схемы.

Очевидно, что схемы с зарядкой емкости через сопротивление можно применять только в том случае, если напряжение источника питания может быть сделано значительно большим U_m или если допускается большое отклонение от линейности изменения напряжения. Идеально линейное изменение напряжения на конденсаторе возможно только в том случае, если он будет заряжаться или разряжаться постоянным по величине током. Можно получить приблизительно постоянный ток зарядки, если сопротивление R в схеме на рис. 4.46 а заменить пентодом, поставив последний в такой режим, при котором рабочая точка в течение всего времени зарядки конденсатора остается в пределах приблизительно горизонтального участка его анодной характеристики. Так как на самом деле и в этом случае анодный ток пентода не остается строго постоянным, напряжение на конденсаторе будет нарастать не совсем линейно. С достаточно хорошей степенью точности можно считать, что анодный ток пентода по мере зарядки емкости изменяется линейно, следуя зависимости $i_a = I_a^* - \frac{u_S}{R_i}$, где I_a^* — анодный ток лампы в момент размыкания рубильника Π (т. е. при $u_S = 0$). Замечая, что $u_S = \frac{1}{C} \int i_a dt$, получаем $\sigma = \frac{I_a^*}{C} - \frac{u_S}{CR_i}$, где $\sigma = \frac{du_S}{dt}$. При $u_S = 0$

$\sigma = \sigma_0 = \frac{I_a^*}{C}$. При $u_s = U_m$ получаем $\sigma = \sigma_0 - \frac{U_m}{CR_i}$ и, следовательно, скорость изменения напряжения при возрастании его до величины U_m уменьшается на $\Delta\sigma = |\sigma - \sigma_0| = \frac{U_m}{CR_i}$. Поэтому

$$\frac{\Delta\sigma}{\sigma_0} = \frac{U_m}{I_a^* R_i}. \quad (4.54)$$

Если, например, $I_a^* = 10$ ма, а $R_i = 1$ мом, то при амплитуде выходного напряжения 100 в отклонение его изменения от линейного закона около 1%. При этом напряжение источника питания

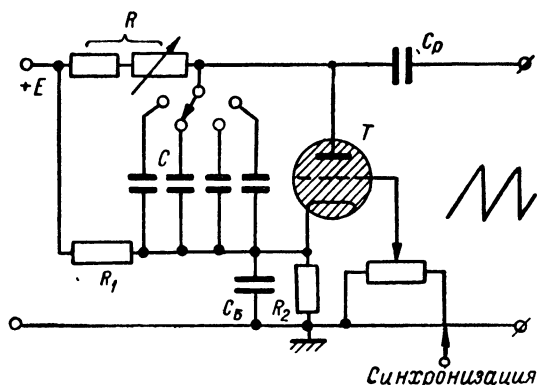


Рис. 4.47. Простая схема генератора пилообразного напряжения с зарядкой емкости через сопротивление.

может не превышать 200—250 в, так как пологий участок характеристик пентода начинается с анодного напряжения порядка 100 в. Для получения такой же степени линейности в схеме с зарядкой емкости через сопротивление пришлось бы взять источник питания с напряжением 10 кв.

На рис. 4.47 приведена простая схема генератора пилообразного напряжения с зарядкой емкости через сопротивление. Роль рубильника Π играет тиратрон, который вспыхивает, когда напряжение на конденсаторе C достигает определенной величины. После этого конденсатор быстро разряжается через тиратрон, напряжение на лампе падает, тиратрон теряет проводимость, и конденсатор вновь заряжается через сопротивление R от источника питания E . Изменением емкости конденсатора и величины сопротивления R можно управлять частотой возбуждаемого напряжения, а изменением соотношения между сопротивлениями R_1 и R_2 — управлять напряжением смещения на сетке лампы, а следовательно, потенциалом зажигания тиратрона

При включении питания, напряжение на аноде правого триода лампы медленно нарастает, так как этот анод связан через емкость C с нулевым проводом схемы, а в цепь зарядки емкости включено большое сопротивление. Напряжение же на аноде левой лампы быстро достигает относительно большой величины. Поэтому левый триод проводит, а анодный ток правого равен нулю. Когда емкость C зарядится до некоторого определенного напряжения, появляется анодный ток правой лампы, и падение напряжения на сопротивлении R_k

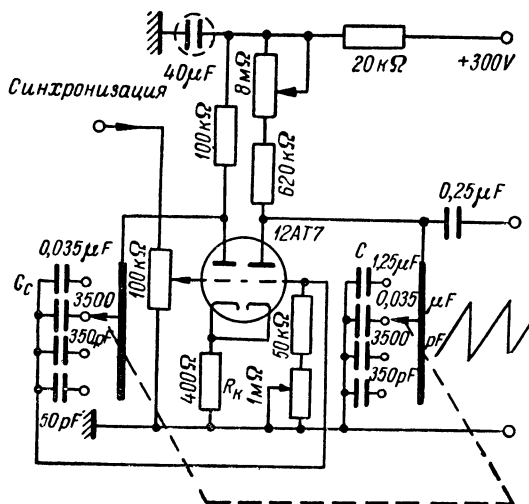


Рис. 4.49. Схема генератора пилообразного напряжения, в которой тиратрон заменен релаксационным реле на вакуумных лампах.

возрастает. Это приводит к увеличению смещения на сетке левого триода, уменьшению его анодного тока и возрастанию напряжения на аноде. Так как анод левого триода связан с сеткой правого *RC*-цепью, потенциал этой сетки возрастает. Развитие этого регенеративного процесса приводит к тому, что правый триод начинает сильно проводить, и конденсатор *C* быстро разряжается через него. При этом анодный ток лампы падает, текущий через нее ток уменьшается, возрастает анодный ток левого триода, падает напряжение на аноде и на сетке правой лампы. В результате этого левая лампа оказывается вновь открытой, а потенциал сетки правой лампы — ниже потенциала запирания. Далее восстанавливается напряжение на емкости *C*, и возрастает потенциал сетки второй лампы. Когда он достигает потенциала запирания, вторая лампа вновь начинает проводить, и весь цикл повторяется снова.

Таким образом, в этой схеме конденсатор периодически заряжается через сопротивление от источника питания и разряжается

через автоматически отпирающийся триод. Благодаря тому, что в схеме протекает регенеративный процесс, разряд конденсатора занимает мало времени, а после

запираания второго триода вся цепь разрядки конденсатора оказывается совершенно отключенной от него. При указанных на рис. 4.49 параметрах можно изменять частоту колебаний в пределах от 10 гц до 100 кгц. Благодаря тому, что постоянная времени цепи связи анода левого триода с сеткой правого при всех положениях переключателей много меньше постоянной времени зарядки конденсатора, $U_m \ll E_a$, и напряжение на емкости C изменяется приблизительно линейно.

Поскольку в схеме используется зарядка конденсатора через сопротивление, отклонение от линейности изменения u_s , разумеется, значительно больше, чем в схеме с зарядным пентодом. В литературе можно найти описание схем генераторов пилообразного напряжения, в которых используется лампа мультивибратора для разрядки конденсатора, а зарядка последнего осуществляется через токоограничительное устройство [140]. Большинство этих схем сложно, и часто предпочитают строить более простые генераторы пилообразного напряжения на электрон-

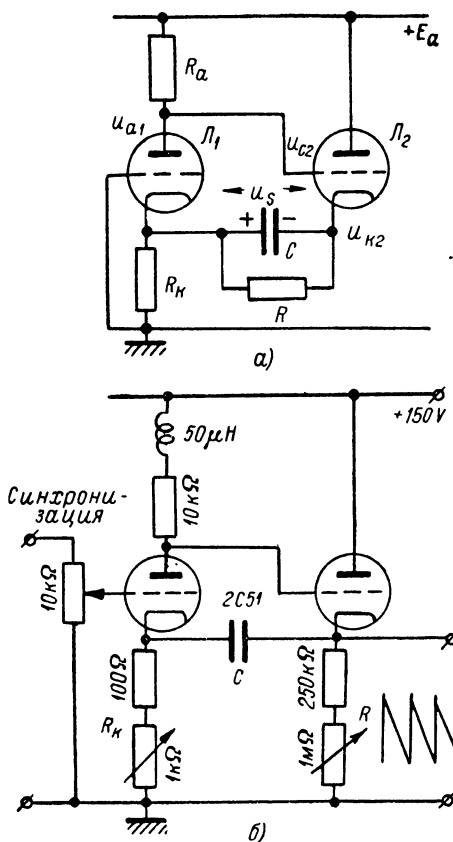


Рис. 4.50. Схема генератора пилообразного напряжения с большой степенью линейности его изменения, построенная на вакуумных лампах: (а) — принципиальная схема и (б) — практическая схема.

ных лампах, в которых через лампы мультивибратора осуществляется либо зарядка, либо разрядка емкости.

Примером одной из удачных схем с зарядкой емкости через лампу мультивибратора может служить схема, приведенная на рис. 4.50 [143]. Положим, что сначала конденсатор C , связывающий катоды ламп в схеме 4.50 а, заряжен до такого напряжения, что лампа Λ_2 заперта, а Λ_1 проводит ($u_{k2} > u_{c2} = u_{a1}$). Конденсатор C постепенно разряжается через сопротивление R , и потенциал катода Λ_2 умень-

шается. При некотором значении напряжения u_c лампа L_2 начинает проводить, ее анодный ток возрастает, увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_k , анодный ток лампы L_1 падает и увеличивается напряжение на ее аноде. Это вызывает возрастание потенциала сетки второй лампы и дальнейшее увеличение ее анодного тока. В результате этого регенеративного процесса нарастание анодного тока лампы L_2 приводит к появлению столь большого напряжения на R_k , что первая лампа запирается. Анодный ток лампы L_2 , протекающий через цепь, состоящую из небольшого сопротивления R_r , и емкости C , быстро заряжает последнюю. Когда емкость C зарядится до сравнительно высокого напряжения, анодный ток лампы L_2 уменьшается настолько, что падения напряжения на сопротивлении R_k оказывается недостаточно для поддержания лампы L_1 в запертом состоянии. Эта лампа открывается, а L_2 запирается, и весь процесс протекает сначала.

Практическая схема генератора пилообразного напряжения приведена на рис. 4.50 б. В ней сопротивление R присоединено одним концом к нулевому проводу, и конденсатор разряжается через цепь, содержащую последовательно включенные сопротивления R_k и R . Частотой колебаний можно управлять переключением емкостей (переключатель на схеме не показан) и регулировкой величины сопротивления R . При указанных на схеме параметрах и изменении емкости C от 0,5 мкф до 50 нф частоту можно варьировать в пределах от 15 гц до 500 кгц. Амплитуда возбуждаемых импульсов — около 20 в и, что существенно, она не зависит от частоты колебаний.

При частоте колебаний вплоть до многих десятков килогерц переход от быстрой зарядки конденсатора к его приблизительно линейному разряду сопровождается небольшими выбросами напряжения. В области же частот порядка сотен килогерц, наоборот, переходы от зарядки к разрядке конденсатора заметно сглаживаются. Включенная в анодную цепь первой лампы корректирующая индуктивность несколько уменьшает время обратного хода.

При построении схемы, рассчитанной на возбуждение высокочастотных пилообразных колебаний, необходимо принимать меры для уменьшения распределенной емкости монтажа, подобно тому, как это делается в широкополосных усилителях.

Ряд полезных, но более сложных схем, чем приведенные здесь, можно найти в специальных монографиях [140, 141, 142, 144]. Некоторые схемы, дающие линейно изменяющееся с течением времени напряжение, описаны в § 5 настоящей главы и в § 1 и § 4 гл. V.

3. Генераторы кратковременных импульсов. Кратковременные импульсы, необходимые для испытания специальной измерительной аппаратуры, запуска релейных схем, управления работой электронных переключателей и т. п., можно получить в результате электрического дифференцирования импульсов напряжения с крутыми перепадами, возбуждаемых мультивибратором. Простая схема такого типа

импульсы с крутыми фронтами проходят через RC -цепь, связывающую анод правого триода мультивибратора с сеткой следующей лампы. Постоянная времени этой цепи может изменяться от 2 до 0,1 мксек.

Прошедшие через RC -цепь сигналы представляют собой периодическую последовательность импульсов положительной и отрицательной полярности малой продолжительности. Длительность импульсов уменьшается по мере уменьшения постоянной времени этой цепи, но чем короче импульсы, тем меньше их амплитуда. Полученные таким образом кратковременные импульсы усиливаются левым триодом лампы L_2 и поступают на сетку второго триода этой лампы. Этот триод, с большим сопротивлением в катode, хорошо пропускает только импульсы положительной полярности, действующие на его сетке. Поэтому на аноде лампы появляются импульсы отрицательной полярности. Эти импульсы вновь усиливаются с помощью следующей лампы, дополнительно ограничиваются и поступают на выходной фазоинверсный каскад. Введение этого каскада в схему позволяет получить на выходе импульсы как положительной, так и отрицательной полярности. Амплитуда их может регулироваться перемещением движка на потенциометре, с которого снимается напряжение на сетку лампы выходного каскада.

Описанная схема позволяет получать импульсы переменной продолжительности, причем наименьшая длительность — около 0,2 мксек. Время нарастания напряжения от 0,1 до 0,9 максимальной величины — около 0,1 мксек, а время спада — порядка 0,2 мксек. Максимальная амплитуда выходных импульсов — порядка нескольких десятков вольт. При построении генератора должны быть приняты меры для уменьшения распределенных емкостей схемы, подобно тому, как это делается при построении широкополосных усилителей (см. § 1 гл. III).

На рис. 4.52 приведена другая схема, позволяющая получать кратковременные импульсы амплитуды порядка нескольких сотен вольт. В этой схеме конденсатор C заряжается от источника с напряжением 1000 в через сопротивление R . Параллельно конденсатору включен тиратрон, на сетку которого подано отрицательное смещение и гармоническое напряжение от вспомогательного генератора (или от сети, если частота чередования импульсов должна быть 50 гц). В момент t_1 (рис. 4.52) потенциал сетки тиратрона достигает величины, достаточной для вспышки в лампе разряда, и конденсатор разряжается через тиратрон. После этого ток через тиратрон прекращается, тиратрон гаснет, и конденсатор вновь начинает заряжаться. Второй импульс разрядного тока протекает, когда потенциал сетки тиратрона вновь достигает определенного значения. Кратковременные импульсы напряжения снимаются с сопротивления, включенного последовательно с тиратроном.

Для нормальной работы схемы в тиратроне должен полностью заканчиваться процесс деионизации, прежде чем напряжение на его аноде вновь возрастет после прохождения импульса тока. Поэтому

постоянная времени зарядки емкостей C должна быть достаточно большой. При этом относительно велик и интервал времени, необходимый для зарядки емкости до достаточно высокого напряжения. Это ограничивает частоту управляющего напряжения (а следовательно, и частоту возбуждаемых импульсов) величиной порядка 100 $\mu\text{с}$. Несколько бóльшую частоту можно получить, если подавать на сетку лампы не гармоническое напряжение, а управляющее напряжение в виде периодической последовательности импульсов положительной полярности.

Время переднего фронта импульсов, возбуждаемых в тиратронной схеме, существенно определяется паразитными параметрами, шунти-

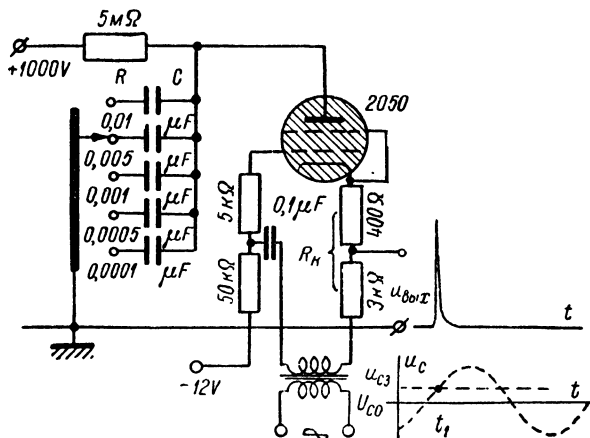


Рис. 4.52. Генератор кратковременных импульсов, построенный на тиратроне.

рующими цепь разрядки емкости C , а время заднего фронта — постоянной времени $\tau_p = CR_k$. Кроме того, у импульсов имеется пологая часть спада напряжения, длительность которой зависит от скорости рассасывания объемного заряда, создаваемого положительными ионами в тиратроне. Выше (в § 4 гл. I) отмечалось, что время деионизации тем меньше, чем выше положительный потенциал сетки тиратрона после прекращения в нем разряда при снижении анодного напряжения. В описываемой схеме после прекращения в тиратроне разряда на его сетке действует сравнительно большое положительное напряжение, создаваемое управляющим генератором. Поэтому пологая часть спада выходного напряжения сокращается. Длительность импульсов в схеме регулируется изменением емкости конденсатора C . Форма возбуждаемых импульсов далека от прямоугольной.

Импульсы длительностью до нескольких десятых микросекунды с временем фронта в несколько сотых микросекунды позволяет получить блокинг-генератор. Он представляет собой однокаскадный

генератор с очень большой индуктивной обратной связью (рис. 4.53). Цепью обратной связи служит трансформатор (обычно — с железом), первичная обмотка которого включена в анодную, а вторичная — в сеточную цепь лампы. Благодаря простоте, устойчивости работы, возможности получать весьма кратковременные импульсы большой амплитуды с крутыми фронтами, блокинг-генератор широко применяется как в телевизионной и радиолокационной аппаратуре, так и в специальных измерительных схемах, используемых в технике физического эксперимента.

Детальное рассмотрение процессов в схеме блокинг-генератора весьма сложно^[148, 146], а расчет амплитуды, длительности и крутизны фронтов импульсов трудоемок и мало точен. Поэтому здесь мы ограничимся описанием характера процессов, протекающих в схеме, и приведем некоторые результаты анализа схемы.

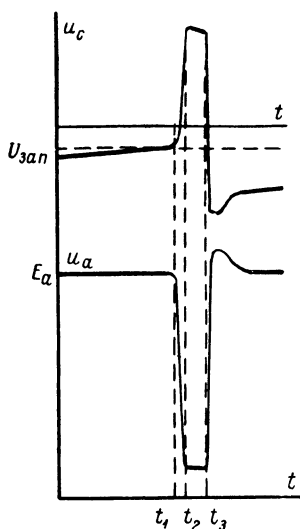


Рис. 4.54. Форма напряжения на сетке и на аноде лампы блокинг-генератора.

данное на сетку лампы напряжение через цепь связи, и процесс носит лавинообразный характер.

Окончание этого процесса связано с тем, что с увеличением скорости нарастания анодного тока возрастает падение напряжения на

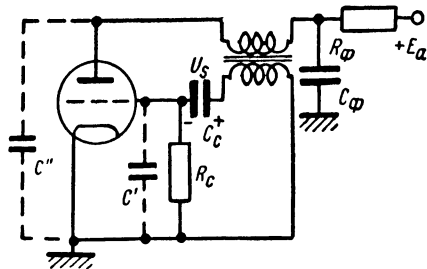


Рис. 4.53. Схема блокинг-генератора

Положим, что сначала конденсатор C_c заряжен до такого напряжения U_s , что лампа заперта. С течением времени конденсатор разряжается, причем если постоянная времени $\tau_c = C_c R_c$ велика, то действием индуктивности вторичной обмотки трансформатора можно пренебречь и считать, что разряд происходит по экспоненциальному закону. В некоторый момент (t_1 на рис. 4.54) потенциал сетки лампы достигает потенциала запирающего, и в анодной цепи лампы появляется ток. Нарастание этого тока вызывает появление э.д.с. в первичной и вторичной обмотках трансформатора. При правильно выбранном направлении витков напряжение, возникающее на вторичной обмотке, имеет такую полярность, что потенциал сетки лампы дополнительно повышается. Это вызывает дополнительный рост анодного тока лампы. Если скорость увеличения анодного тока при этом возрастает, то растет и пере-

первичной обмотке трансформатора, в результате чего понижается анодное напряжение лампы и падает крутизна ее анодной характеристики. Кроме того, уменьшение анодного напряжения и параллельное возрастание потенциала сетки лампы сопровождаются перераспределением ее катодного тока, значительная часть которого начинает течь на сетку. Этот ток заряжает конденсатор C_c , и возрастание напряжения u_s понижает скорость увеличения сеточного потенциала лампы. В результате этого, начиная с момента $t=t_2$ (рис. 4.54), скорость нарастания анодного тока перестает увеличиваться, а потенциал сетки начинает убывать за счет зарядки C_c сеточным током. Уменьшение потенциала сетки поддерживает в течение известного времени возрастание анодного тока за счет обратного перераспределения электронов между сеткой и анодом (сеточный ток постепенно убывает). Однако, начиная с некоторого момента (t_3 на рис. 4.54), понижение потенциала сетки не в состоянии поддерживать прежнюю скорость нарастания анодного тока, величина последней падает; это вызывает уменьшение напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора и, следовательно, дополнительное уменьшение потенциала сетки лампы и увеличение ее анодного напряжения. Развитие этого процесса приводит к замедлению роста анодного тока, прекращению его возрастания и, наконец, к его уменьшению. Процесс носит развивающийся характер и заканчивается полным запиранием лампы, причем потенциал сетки падает до напряжения, меньшего потенциала запираения (вследствие того, что конденсатор C_c оказывается заряженным до относительно большого напряжения), а анодное напряжение возвращается в исходное состояние, соответствующее $i_a = 0$ и $\frac{di_a}{dt} = 0$.

Из приведенного качественного описания процессов, протекающих в схеме блокинг-генератора, видно, что существенную роль в его работе играет перераспределение тока эмиссии между анодом и сеткой лампы. Анодное напряжение лампы может падать до величины в несколько десятков вольт, а потенциал ее сетки повышаться до напряжения, значительно превосходящего минимальное анодное напряжение. При этом мгновенные значения анодного и сеточного токов лампы во много раз превосходят токи, протекающие в этих цепях при работе лампы в обычном режиме. Это иллюстрируют приведенные на рис. 4.55 графики $i_a = f(u_a)_{u_c = \text{const}}$ и $i_c = f(u_a)_{u_c = \text{const}}$ для лампы 6Н8, полученные при действии кратковременных импульсов на ее управляющей сетке (так называемые импульсные характеристики лампы). Не располагая импульсными характеристиками лампы, невозможно рассчитать схему блокинг-генератора. Но и при наличии этих характеристик расчет встречает большие трудности и обычно бывает мало точным.

В первом приближении длительность импульсов, возбуждаемых блокинг-генератором, определяемая процессами зарядки емкости C_c

сеточным током, может быть найдена на основании соотношения^[147]

$$t \approx 2 \frac{U_{c \max}}{I_{c \max}} C_c, \quad (4.55)$$

где $U_{c \max}$ и $I_{c \max}$ — максимальные величины потенциала сетки и сеточного тока лампы.

Время фронта определяется длительностью регенеративного процесса, приводящего к возрастанию анодного тока лампы. Оно существенно зависит от паразитных емкостей схемы (в которые входят межвитковые емкости трансформатора и межэлектродные емкости лампы) и может быть найдено на основании приближенного соотношения^[147]:

$$t_{\phi} \approx 2 \frac{U_{c \max}}{I_{c \max}} \left(C' + \frac{C''}{n^2} \right), \quad (4.56)$$

где n — коэффициент трансформации трансформатора обратной связи (смысл емкостей C' и C'' ясен из рис. 4.53).

Наконец, период колебаний в схеме блокинг-генератора, в основном определяемый временем разрядки конденсатора C_c до такого напряжения, при котором лампа отпирается, может быть найден на основании приближенного выражения:

$$T \approx R_c C_c \ln \frac{U_{c \max}}{U_{c \text{ зап}}}, \quad (4.57)$$

где $U_{c \text{ зап}}$ — потенциал запираия (отпираия) лампы (см. выше).

Воспользоваться приведенными соотношениями для расчета схемы блокинг-генератора трудно, если неизвестны значения $U_{c \max}$ и $I_{c \max}$.

На основании экспериментальных исследований некоторые авторы считают, что $U_{a \min} \approx (0,1 - 0,2) E_a$ ^[148]. Тогда, задавая величину коэффициента трансформации n и зная E_a , легко найти значение $U_{c \max} = n(E_a - U_{a \min}) \approx n(0,8 - 0,9) E_a$, а также и $I_{c \max}$, если воспользоваться импульсными характеристиками лампы, выбранной для постройки схемы.

Рассмотрение написанных приближенных соотношений позволяет судить о том, какими параметрами схемы определяется форма импульсов и период их чередования. В частности, из них видно, что время фронта тем меньше, чем меньше паразитные емкости схемы.

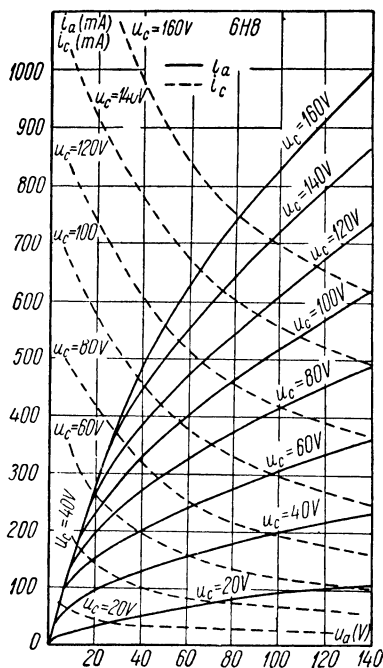


Рис. 4.55. Импульсные характеристики лампы 6Н8.

Поэтому для постройки блокинг-генератора желательно применять специальные трансформаторы с малыми межвитковыми емкостями и большой величиной коэффициента связи (малой индуктивностью рассеяния). Подробное описание конструкций импульсных трансформаторов можно найти в литературе [147, 149]. При постройке блокинг-генераторов в физических лабораториях часто используют обычные трансформаторы малого габарита с небольшим числом витков (порядка нескольких десятков или сотен), с низким коэффициентом трансформации (часто применяются понижающие трансформаторы, имеющие $n \approx 0,25 - 0,75$) и малым количеством железа [150]. Особое значение имеет хорошая межвитковая изоляция, которая должна быть рассчитана на сравнительно высокое пробивное напряжение. Трансформатор может быть снабжен третьей обмоткой, с которой снимаются возбуждаемые в генераторе кратковременные импульсы.

Блокинг-генераторы часто строятся как на маломощных лампах (например, триодах 6Н8, 6Н9 и т. д.), так и на мощных лампах, позволяющих получать импульсы напряжения порядка многих киловольт (например, на лампе ГУ-29). Маломощные лампы в схемах блокинг-генераторов могут работать в сильно форсированном режиме в течение коротких периодов времени, соответствующих генерации кратковременных импульсов. Поэтому напряжение источника питания анодной цепи может быть выбрано в несколько раз более высоким, чем в нормальном режиме.

При прочих равных условиях для постройки блокинг-генератора желательно выбирать лампы с большей крутизной. При этом облегчаются условия самовозбуждения схемы и ускоряются переходные процессы в ней (в приближенных формулах, приведенных выше, это не учитывается).

Как это следует из выражения (4.55), управлять длительностью возбуждаемых импульсов можно изменением величины емкости C_c . При этом изменяется и период чередования сигналов, который независимо может быть установлен с помощью выбора соответствующего сопротивления R_c . Для сокращения длительности фронта необходимо, помимо уменьшения емкостей C' и C'' , также выбирать лампы с минимальной величиной отношения $\frac{U_{c \max}}{I_{c \max}}$. Из рассмотрения импульсных характеристик лампы 6Н8, приведенных на рис. 4.55, видно, что для нее величина $\frac{U_{c \max}}{I_{c \max}}$ колеблется в пределах 600—200 ом при изменении U_c от 160 до 80 в и U_a от 20 до 80 в, причем с уменьшением U_a и увеличением U_c величина $\frac{U_{c \max}}{I_{c \max}}$ падает. Поэтому для возбуждения импульсов с малым временем фронта желательно ставить схему в режим, при котором потенциал сетки достигает наибольшего значения.

Блокинг-генераторы дают возможность получать импульсы напряжения продолжительностью порядка нескольких десятых микросекунды с временем фронта порядка нескольких сотых микросекунды. Дальнейшее сокращение длительности импульсов и уменьшение времени фронта встречает большие трудности.

Для получения импульсов с временем фронта порядка миллимикросекунды или меньше в настоящее время применяются формирующие линии. Принцип построения таких генераторов иллюстрирует рис. 4.56. Отрезок разомкнутого кабеля с волновым сопротивлением ρ заряжается от источника с напряжением E через сопротивление

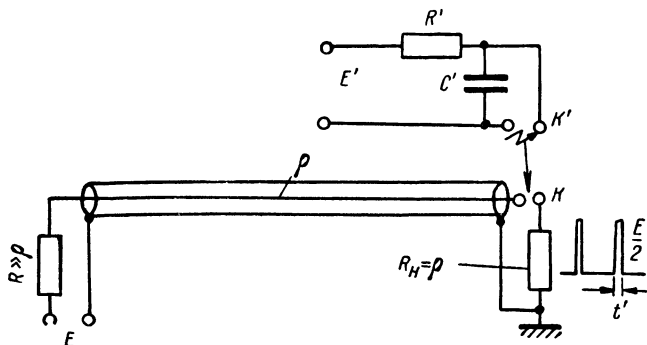


Рис. 4.56. Генератор кратковременных импульсов с формирующей линией и вспомогательным разрядником.

$R \gg \rho$. При замыкании контактов K к кабелю приключается сопротивление, равное его волновому сопротивлению. В результате этого напряжение на конце кабеля падает до величины $\frac{E}{2}$, и вдоль кабеля справа налево распространяется отрицательная волна напряжения $\frac{E}{2}$. Через время $t = t_d$ эта волна достигает левого конца кабеля, отражается от него, как от разомкнутого конца (поскольку $R \gg \rho$), и возвращается обратно. Поэтому через время $t = 2t_d$ напряжение вдоль всего кабеля и на сопротивлении нагрузки, приключенной к его концу, оказывается равным нулю. Таким образом, в результате замыкания контактов K на нагрузку появляется импульс напряжения с амплитудой $\frac{E}{2}$ продолжительностью $t' = 2t_d$. После размыкания контактов K линия вновь заряжается через сопротивление R и через время $\tau \approx (4 \div 5) RC_d$, где C_d — общая емкость линии, она оказывается вновь заряженной до напряжения E (см. § 3 гл. I).

Длительность фронтов получаемых таким образом импульсов определяется постоянной времени $\tau = R_H C$, где C — паразитная емкость, шунгирующая сопротивление R_H . При этом предполагается, что

процесс замыкания контактов K не приводит к замедлению фронтов импульсов. Разумеется, механические замыкатели в данном случае совершенно неприменимы. Хорошие результаты дает использование специальных конструкций ртутных прерывателей, представляющих собой стеклянный капсюль с двумя вводами и каплей ртути, свободное пространство над которой заполнено водородом под большим давлением. Легкое сотрясение капсюля при пропускании импульса тока через специальную катушку-соленоид приводит к замыканию на короткое время контакта между вводами. Время срабатывания такого замыкателя — порядка 10^{-9} сек. или меньше, и он работает устойчиво, если напряжение между вводами не превосходит нескольких десятков, а в некоторых конструкциях — нескольких сотен вольт^[181]. При использовании хорошего реле и уменьшении до предела емкости, шунтирующей сопротивление R_n , удается получать импульсы напряжения с амплитудой около 100 в и временем фронта порядка нескольких десятых долей миллимикросекунды^[181].

При возбуждении импульсов порядка нескольких киловольт в устройствах с линиями используется другой метод замыкания контактов. Именно, кроме рабочей пары контактов, выполненных в виде двух полированных шариков с небольшим зазором между ними, имеется вторая пара электродов, служащих разрядниками во вспомогательной цепи, состоящей из источника питания, емкости и сопротивления (рис. 4.56). Когда напряжение на конденсаторе C' достигает определенной величины, между электродами K' проскакивает разряд. Освещение ультрафиолетовым излучением зазора между шариками K приводит к возникновению разряда и между ними, и линия разряжается через сопротивление R_n , создавая на нем импульс напряжения продолжительностью $t' = 2t_d$. После этого линия заряжается через сопротивление R , а емкости C' — через сопротивление R' . Напряжение E , до которого заряжается линия, недостаточно для пробоя зазора K , и поэтому новый импульс на сопротивлении R_n появится только после того, как конденсатор C' зарядится до достаточно высокого напряжения и произойдет пробой зазора K' . Очевидно, что это время должно превосходить время, необходимое для зарядки линии от источника E . Изменяя постоянную времени $\tau = R'C'$, длину линии и величину напряжения E , легко управлять соответственно частотой импульсов, их продолжительностью и амплитудой. Фронты импульсов, получаемых в таком устройстве, имеют длительность порядка сотой микросекунды. Впрочем, величина t_{Φ} существенно зависит также от емкости, шунтирующей сопротивление нагрузки, и определяется постоянной времени последней, если она больше 10^{-8} сек. Устройства со вспомогательными разрядниками применяются, например, для управления работой ячеек Керра при исследовании быстро протекающих процессов, для получения кратковременных импульсов большой амплитуды, управляющих работой импульсных радиочастотных генераторов, и т. д.

В схемах генераторов на линиях в качестве управляющего разрядом или зарядом линии элемента может быть использован тиратрон или электронная лампа. При этом в тиратронной схеме крутизна переднего фронта импульсов определяется временем срабатывания тиратрона (порядка 10^{-8} сек.), а в схеме с разрядом линии через электронную лампу — крутизной управляющего импульса на ее сетке (если постоянная времени нагрузки генератора достаточно мала).

На рис. 4.57 приведена схема тиратронного генератора кратковременных импульсов с формирующей линией, включенной в анод-

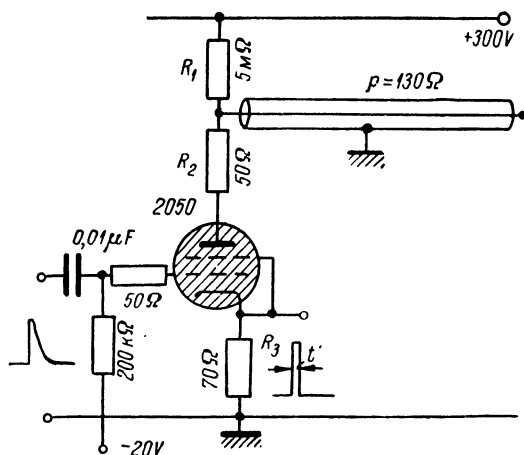


Рис. 4.57. Схема тиратронного генератора кратковременных импульсов с формирующей линией.

ную цепь лампы. Пока тиратрон не проводит, линия (отрезок кабеля или искусственная линия — см. § 3 гл. I) заряжается до напряжения 300 в. На управляющую сетку тиратрона подаются импульсы напряжения, амплитуда которых достаточна для вспышки в нем разряда. При этом линия разряжается через тиратрон (его сопротивление порядка 10 ом) и сопротивления R_2 и R_3 . В результате этого на выходе схемы появляется импульс напряжения продолжительностью $t' = 2t_d$. После разряда линии тиратрон гаснет, и линия вновь заряжается через сопротивление R_1 , величина которого должна быть достаточно велика для того, чтобы к моменту восстановления анодного напряжения тиратрона в нем закончилась бы деионизация. Это условие ограничивает максимальную величину частоты чередования импульсов. Для ее увеличения в схему иногда вводят дополнительные электронные лампы, позволяющие быстро восстановить заряд линии через время, достаточное для деионизации тиратрона [161].

Описание некоторых схем генераторов кратковременных импульсов с линиями, построенных на вакуумных лампах, дано в специальных монографиях [144].

§ 5. Релаксационные реле (триггерные схемы)

1. Релаксационные реле с одним устойчивым состоянием.

Схемы, скачкообразно изменяющие свое электрическое состояние при воздействии достаточно большого внешнего сигнала, носят название релаксационных реле или триггерных схем. Релаксационные реле различаются, в первую очередь, по числу устойчивых состояний. Схема, имеющая одно устойчивое состояние, сама возвращается к нему через некоторое время после того, как была выведена из этого состояния внешним сигналом. Реле, обладающее двумя устойчивыми состояниями, пребывает в одном из них до тех пор, пока достаточной величины внешний толчок не приведет к переходу ее во второе устойчивое состояние. Следующее воздействие возвращает схему к исходному режиму. Релаксационное реле, имеющее N устойчивых состояний, возвращается к исходному режиму в результате воздействия N внешних сигналов.

В релаксационное реле с одним устойчивым состоянием можно превратить любой релаксационный генератор, если нарушить условия самовозбуждения схемы, подав, например, на сетку лампы большое отрицательное смещение. Достаточно большой внешний сигнал, действующий на сетке лампы, будет восстанавливать условия самовозбуждения. Если продолжительность такого стартового сигнала не превышает периода колебаний генератора, в схеме будет совершаться один цикл колебательного процесса, после чего схема вновь окажется в исходном режиме. По существу именно так работают генераторы кратковременных импульсов, схемы которых приведены на рис. 4.52 и 4.57. В отличие от тиратронного генератора, построенного по схеме, изображенной на рис. 4.47, в котором колебания совершаются без внешнего воздействия, в этих схемах тиратрон заперт и начинает проводить лишь при действии внешнего сигнала. После возвращения схемы к исходному режиму она может находиться в нем неопределенно долгое время, пока воздействие следующего внешнего сигнала не приведет к повторению одного колебательного цикла.

Релаксационные реле с одним устойчивым состоянием используются для возбуждения импульсов, стандартизации сигналов, создания задержки одного сигнала относительно другого, работают как амплитудные дискриминаторы, применяются для управления работой электромагнитных реле и т. д. При рассмотрении различных схем таких релаксационных реле принимается во внимание амплитуда, полярность и длительность необходимых стартовых сигналов, время восстано-

ния схемы после действия одного стартового сигнала и, наконец, форма, амплитуда, продолжительность и полярность сигналов, которые могут быть получены на выходе релаксационного реле.

Типичным примером релаксационного реле с одним устойчивым состоянием, построенного на вакуумных лампах, может служить запертый мультивибратор (рис. 4.58).

Поданным на управляющую сетку лампы Λ_1 отрицательным смещением схема удерживается в состоянии, соответствующем запертой левой и открытой правой лампам. Если параметры схемы выбраны таким образом, что $\frac{S^2 R_a r_c}{1 + \frac{R_a}{R_i}} \gg 1$, то в результате действия

кратковременного стартового сигнала, отпирающего левую лампу, в схеме совершается один цикл колебаний, после чего она вновь возвращается в исходное состояние.

Процессы в схеме запертого мультивибратора могут быть исследованы такими же методами, как процессы в схеме мультивибратора, работающего в колебательном режиме (см. § 3 настоящей главы). В устойчивом состоянии напряжения на анодах и сетках ламп, а также на переходных конденсаторах соответственно равны:

$$u_{a1}^{(0)} = E_a,$$

$$u_{c1}^{(0)} = -E_c,$$

$$u_{S1}^{(0)} = p_2 E_a + E_c,$$

$$u_{a2}^{(0)} = p_2 E_a,$$

$$u_{c2}^{(0)} = 0,$$

$$u_{S2}^{(0)} = E_a,$$

$$\text{где } p_2 = \frac{R_{p2}}{R_{a2} + R_{p2}}.$$

В результате действия стартового сигнала и протекающего в схеме быстрого регенеративного процесса первая лампа оказывается открытой, а вторая полностью запертой. Поскольку постоянные времени τ_{c1} и τ_{c2} значительно больше постоянных времени анодных цепей ламп, в момент, непосредственно следующий за переходом схемы во второе крайнее состояние, можно считать, что напряжения u_{S1} и u_{S2} сохраняются неизменными. Поэтому, напряжения на электродах ламп приобретают значения:

$$u_{a1}^{(1)} = p_1 E_a;$$

$$u_{c1}^{(1)} = [E_a(1 - p_2) - E_c](1 - q_2);$$

$$u_{a2}^{(1)} \approx E_a[1 - q_2(1 - p_2)] + q_2 E_c;$$

$$u_{c2}^{(1)} = -E_a(1 - p_1),$$

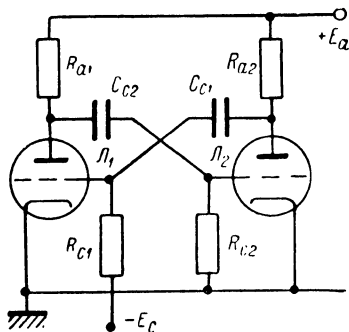


Рис. 4.58. Схема запертого мультивибратора, представляющего собой релаксационное реле с одним устойчивым состоянием.

где $p_1 = \frac{R_{p1}}{R_{a1} + R_{p1}}$ и $q_2 = \frac{R_{a2}}{R_{a2} + r_{c1}}$ (полагаем, что $r_{c1} \ll R_{c1}$). Следует подчеркнуть, что на самом деле потенциал анода первой лампы будет несколько меньше величины $p_1 E_a$ (так как $u_{c1}^{(1)} > 0$). Соответственно, будет несколько ниже и потенциал сетки второй лампы.

Дальнейшие процессы в схеме связаны с изменением зарядов переходных конденсаторов C_{c1} и C_{c2} . По мере зарядки емкости C_{c1} потенциал сетки первой лампы падает, и напряжение на аноде лампы возрастает. В результате этого растет и потенциал сетки второй лампы. Кроме того, возрастание потенциала сетки второй лампы связано с разрядкой емкости C_{c2} . В результате этого в некоторый момент вторая лампа отпирается, и в схеме протекает регенеративный процесс, приводящий к запираанию первой и полному отпираанию второй лампы. Для того чтобы найти время, в течение которого схема пребывает во втором крайнем состоянии, надо определить, через какой интервал времени после запираания второй лампы потенциал ее сетки достигает значения $U_{зап}$. Изменение потенциала сетки второй лампы описывается уравнением:

$$\frac{du_{c2}}{dt} + \frac{u_{c2}}{\tau_{c2}} = \frac{du_{a1}}{dt} \quad (\text{если } t=0, \text{ то } u_{c2} = u_{c2}^{(1)} = -E_a(1-p_1)).$$

Напряжение на сетке первой лампы в области $u_{c1} < 0$ следует зависимости $u_{c1} = -E_c(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{c1}}})$ (полагаем, что при $u_{c1} < 0$ сопротивление интервала сетка—катод лампы бесконечно велико, а быстрым начальным изменением u_{c1} при $u_{c1} > 0$ пренебрегаем). Поэтому напряжение на аноде первой лампы:

$$u_{a1} = p_1 E_a - \mu u_{c1} \frac{R_{a1}}{R_{a1} + R_{p1}} = p_1 E_a + \mu E_c (1 - p_1) (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{c1}}}).$$

Заменяя правую часть уравнения для мгновенных значений u_{c2} производной $\frac{du_{a1}}{dt}$, найденной из последнего выражения, и интегрируя полученное уравнение, получим:

$$u_{c2} = \mu E_c (1 - p_1) \frac{\tau_{c2}}{\tau_{c1} - \tau_{c2}} e^{-\frac{t}{\tau_{c1}}} - [\mu E_c (1 - p_1) \frac{\tau_{c2}}{\tau_{c1} - \tau_{c2}} + E_a (1 - p_1)] e^{-\frac{t}{\tau_{c2}}}.$$

Это выражение позволяет определить интервал времени, через который потенциал сетки второй лампы достигнет величины $U_{зап}$. В частном случае, если $\tau_{c1} \ll \tau_{c2}$, т. е. если напряжение на конденсаторе C_{c2} практически не успевает измениться, пока вторая лампа

открывается вследствие повышения напряжения на аноде первой лампы, то время пребывания схемы во втором крайнем состоянии:

$$t'_1 = \tau_{c1} \ln \frac{\mu E_c (1 - p_1)}{(\mu E_c - E_a) (1 - p_1) + U_{зап}}. \quad (4.58)$$

Напротив, если $\tau_{c2} \ll \tau_{c1}$, т. е. если анодное напряжение первой лампы практически не успевает измениться, пока вследствие разрядки емкости C_{c2} в анодной цепи второй лампы появится ток, то

$$t'_2 = \tau_{c2} \ln \frac{E_a (1 - p_1)}{U_{зап}}. \quad (4.59)$$

Следовательно, как в первом, так и во втором случаях, длительность пребывания схемы во втором крайнем состоянии определяется меньшей из постоянных времени переходных цепей.

Запертый мультивибратор может работать как в первом, так и во втором режимах, но работа при $\tau_{c2} \ll \tau_{c1}$ отличается меньшей стабильностью. Дело в том, что в этом случае скорость изменения потенциала сетки запертой второй лампы в области $u_{c2} \approx -U_{зап}$ сравнительно мала, поскольку u_{c2} стремится к нулю. В первом же режиме работы скорость изменения u_{c2} вблизи $U_{зап}$ значительно больше, поскольку потенциал сетки u_{c1} стремится к большому отрицательному напряжению, а в связи с этим u_{c2} — к высокому положительному напряжению. Поэтому малые изменения напряжения источников питания, вариации анодных токов ламп и т. п. в первом режиме оказывают значительно меньшее влияние на величину t' , чем во втором.

Для возвращения схемы к исходному режиму после запираания первой лампы напряжения u_{S1} и u_{S2} , изменившиеся за время, пока первая лампа была открыта, должны вновь приобрести значения $u_{S1}^{(0)}$ и $u_{S2}^{(0)}$. Для этого емкость C_{c1} должна несколько разрядиться, причем постоянная времени ее разряда $\tau_{c1} = C_{c1} (R_{c1} + R_{c2})$, а емкость C_{c2} несколько зарядиться, причем постоянная времени ее заряда $\tau'_{c2} = C_{c2} (R_{a1} + r_{c2})$. В зависимости от параметров схемы одна из этих постоянных времени может быть больше другой.

Очевидно, что большая из них определяет время восстановления схемы, которое может быть приближенно определено как

$$t'' \approx 5C_{c1} (R_{c1} + R_{a2}) \quad (4.60)$$

при $\tau_{c1} \gg \tau'_{c2}$ и как

$$t'' = 5C_{c2} (R_{a1} + r_{c2}), \quad (4.61)$$

если $\tau_{c1} \ll \tau'_{c2}$.

Характер изменения напряжения на электродах ламп запертого мультивибратора иллюстрируют графики, приведенные на рис. 4.59.

Амплитуда импульсов, которые могут быть сняты с анода второй лампы, очевидно, равна величине

$$U_m = E_a (1 - p_2). \quad (4.62)$$

В приведенном анализе подразумевалось, что длительность стартовых сигналов значительно меньше интервала времени t' . В противном случае при определении напряжений u_{c1} и u_{a1} следует учитывать дополнительное напряжение, обусловленное действием стартового сигнала.

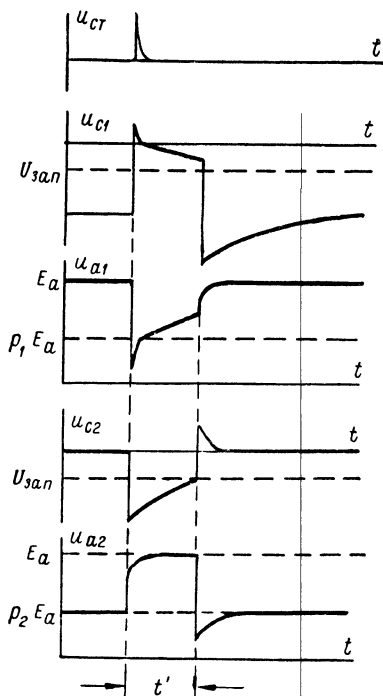


Рис. 4.59. Графики, иллюстрирующие характер изменения напряжения на электродах лампы запертого мультивибратора.

Для вывода запертого мультивибратора из устойчивого состояния можно подать либо импульс положительной полярности на сетку запертой лампы, либо импульс отрицательной полярности на сетку открытой лампы. В первом случае стартовый сигнал откроет запертую лампу непосредственно, а во втором случае — после усиления его открытой лампой. В том и в другом случае потенциал сетки запертой лампы на короткое время должен стать выше потенциала запирающего. Отсюда непосредственно следует, что амплитуды стартовых сигналов должны удовлетворять условиям:

$$\left. \begin{aligned} U_{ct}^{(+)} &\geq |E_c| - |U_{зап}| \\ U_{ct}^{(-)} &\geq \frac{|E_c| - |U_{зап}|}{\mu(1 - p_2)} \end{aligned} \right\} \quad (4.63)$$

Написанные соотношения позволяют рассчитать схему запертого мультивибратора. Положим, например, что требуется построить запертый мультивибратор, который должен срабатывать, если амплитуда стартовых сигналов, действующих на сетке его запертой лампы, превышает 10 в. При этом амплитуда импульсов, снимаемых с анода второй лампы, должна быть 100 в, а их длительность $5 \cdot 10^{-4}$ сек. Для постройки схемы выберем лампу 6Н8 ($\mu = 20$ и $R_p = 8$ ком), а напряжение источника питания — равным 300 в. На основании соотношения (4.62) найдем, что $p_2 = 2/3$ и $R_{a2} = 4$ ком. Имея в виду, что $|U_{зап}| \approx 15$ в, выберем E_c равным 25 в. Далее, с целью получе-

ния стабильной работы схемы остановимся на первом режиме ее работы, т. е. положим, что выбором параметров будет удовлетворено соотношение $\tau_{c1} \ll \tau_{c2}$. Тогда время t' определится соотношением (4.58). Подставляя численные значения входящих в него величин (берем $p_1 = p_2$), получим $\tau_{c1} = 7 \cdot 10^{-4}$ сек. Для того чтобы обеспечить такую постоянную времени, необходимую для получения $t' = 10^{-3}$ сек., возьмем $R_{c1} = 10^6$ ом и $C_{c1} = 700$ пф. Далее, для того, чтобы схема действительно работала в первом режиме, выберем $\tau_{c2} = 10\tau_{c1}$. Для этого возьмем $R_{c2} = 10^6$ ом, а $C_{c2} = 7000$ пф. Найдем, каково будет при этом время восстановления схемы. Очевидно, что $\tau'_{c2} \ll \tau_{c1}$ и поэтому на основании (4.60) получим $t'' = 3,5 \cdot 10^{-3}$ сек. Следовательно, интервал времени между двумя стартовыми сигналами не должен быть меньше, чем $t' + t'' = 4,5 \cdot 10^{-3}$ сек. В противном случае импульсы, снимаемые с анода второй лампы, не будут идентичными.

Относительно большое время восстановления схемы является существенным недостатком запертого мультивибратора. Сравнительно малое время восстановления, меньшее чем длительность пребывания схемы в квазиустойчивом состоянии, имеет релаксационное реле с несимметричными цепями связи (рис. 4.60). В отличие от схемы запертого мультивибратора, в этой схеме один из разделительных конденсаторов заменен сопротивлением (о назначении емкости C_1 сказано ниже). Напряжение E_c и величины сопротивлений R_1 и R_2 выбраны такими, что потенциал сетки первой лампы меньше потенциала запирающего. При этом единственное устойчивое состояние схемы отвечает запертой первой и открытой второй лампам. Ему соответствуют следующие значения потенциалов электродов ламп:

$$\begin{aligned} u_{c1}^{(0)} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} (p_2 E_a + E_c) - E_c, & u_{c2}^{(0)} &= 0; \\ u_{a1}^{(0)} &= E_a, & u_{a2}^{(0)} &= p_2 E_a \end{aligned}$$

(выбором напряжения E_c и сопротивлений R_1 и R_2 должно быть обеспечено выполнение условия $u_{c1}^{(0)} < U_{зан}$).

Из устойчивого состояния схема выводится импульсом напряжения, достаточным для отпирания первой лампы. Амплитуды стартового импульса положительной полярности, подаваемого на сетку запертой лампы, или отрицательной полярности, подаваемого на сетку

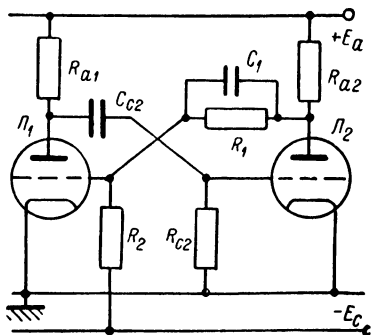


Рис. 4.60. Схема релаксационного реле с несимметричными цепями связи.

открытой лампы, определяются из таких же соображений, как и в случае запертого мультивибратора, и соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{ст}}^{(+)} &\geq U_{\text{зап}} - \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} (p_2 E_a + E_c) - E_c \right], \\ U_{\text{ст}}^{(-)} &\geq \frac{U_{\text{ст}}^{(+)}}{\mu(1-p_2)} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.64)$$

В первый момент после перехода схемы во второе крайнее положение потенциалы электродов ламп:

$$\begin{aligned} u_{\text{c1}}^{(1)} &\approx E_a \frac{r_{\text{c1}}}{R_1 + R_{a2} + r_{\text{c1}}}, & u_{\text{c2}}^{(1)} &= E_a(1 - p_1); \\ u_{a1}^{(1)} &= p_1 E_a, & u_{a2}^{(1)} &= E_a \end{aligned}$$

(как и в запертом мультивибраторе, на самом деле потенциалы анода первой лампы и сетки второй несколько ниже, чем это следует из написанных выражений).

Время, в течение которого схема находится во втором крайнем состоянии, определяется процессом восстановления потенциала сетки второй лампы до значения $U_{\text{зап}}$ в связи с разрядом емкости C_{c2} и равно величине:

$$t' = \tau_{c2} \ln \frac{E_a(1 - p_1)}{|U_{\text{зап}}|} \quad (4.65)$$

$[\tau_{c2} = (R_{c2} + R_{a1}) C_{c2}]$.

После того как напряжение на сетке второй лампы достигает значения $u_{c2} = -U_{\text{зап}}$, схема возвращается в исходное состояние, причем напряжение на конденсаторе C_{c2} восстанавливает свою величину $u_S^{(0)} = E_a$ за время

$$t'' \approx 5\tau_{c2}' = 5C_{c2}(R_{a1} + r_{c2}). \quad (4.66)$$

На рис. 4.61 приведены графики, иллюстрирующие изменения напряжений на электродах ламп релаксационного реле с несимметричными цепями связи.

Так как восстановление начального состояния схемы определяется процессом зарядки емкости C_{c2} , связанной с сеткой открытой лампы, то $t'' < t'$. Стабильность рассматриваемой схемы такова же, как и стабильность запертого мультивибратора, работающего во втором режиме.

Емкость C_1 , которую иногда называют „ускоряющей“, обычно выбирается порядка нескольких десятков пикофард. Если она не включена, то вследствие сравнительно большой входной емкости лампы L_1 , шунтирующей сопротивление R_2 , быстрые изменения напряжения на аноде второй лампы мало изменяют потенциал сетки L_1 , так как основная доля переменной составляющей напряжения будет падать на сопротивлении R_1 . Благодаря же включению конденсато-

ра C_1 , коэффициент передачи быстрых изменений напряжения с анода Λ_2 на сетку Λ_1 увеличивается, и протекание регенеративного процесса в схеме облегчается.

Часто применяется схема релаксационного реле с одним устойчивым состоянием, приведенная на рис. 4.62 а (реле с катодной

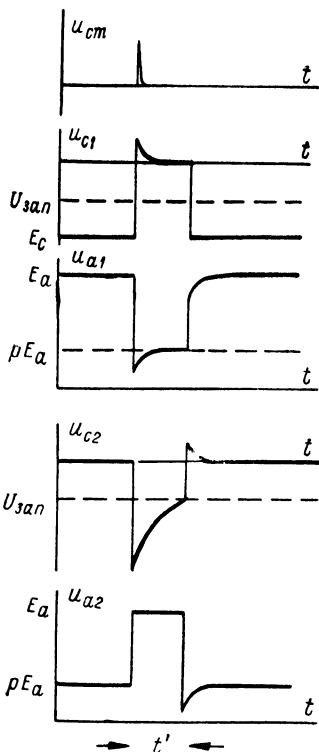


Рис. 4.61. Графики, иллюстрирующие характер изменения напряжения на электродах ламп релаксационного реле с несимметричными цепями связи.

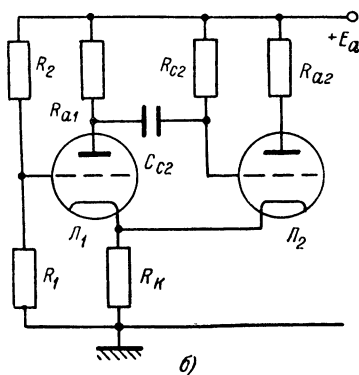
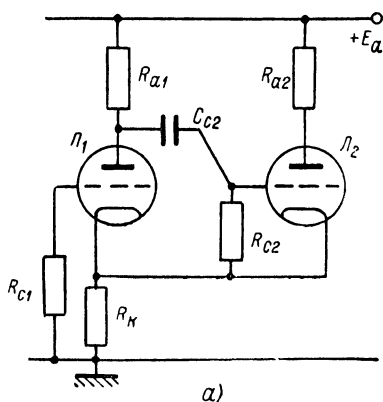


Рис. 4.62. Две схемы релаксационных реле с одним устойчивым состоянием с катодной связью.

связью). Связь между анодной цепью второй лампы и сеткой первой имеет место за счет протекания анодного тока второй лампы по сопротивлению, включенному в общую катодную цепь обеих ламп. Изменение анодного тока второй лампы сопровождается изменением падения напряжения на сопротивлении R_K , а следовательно, и разности потенциалов между сеткой и катодом первой лампы.

При выполнении неравенства $R_K I_{a02} > |U_{зап1}|$ единственное устойчивое состояние схемы соответствует запертой первой и открытой

второй лампам. В этом состоянии потенциалы электродов ламп (отсчитанные от их катодов) имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} u_{c1}^{(0)} &= -E_a \frac{b_2}{1+a_2+b_2}, & u_{c2}^{(0)} &= 0; \\ u_{a1}^{(0)} &= E_a \frac{1+a_2}{1+a_2+b_2}, & u_{a2}^{(0)} &= \frac{E_a}{1+a_2+b_2}, \end{aligned}$$

а на сопротивлении R_k падает напряжение

$$u_R^{(0)} = E_a \frac{b_2}{1+a_2+b_2}.$$

(Здесь $a_2 = \frac{R_{a2}}{R_{p2}}$ и $b_2 = \frac{R_k}{R_{p2}}$).

Амплитуда стартового сигнала положительной полярности, действующего на сетке первой лампы, должна превосходить значение $|u_{c1}^{(0)}| - |U_{зап}|$, т. е.

$$U_{ст}^{(+)} \geq E_a \frac{b_2}{1+a_2+b_2} - |U_{зап}|. \quad (4.67)$$

Для того чтобы после отпирания первой лампы в схеме протекал бы регенеративный процесс, произведение коэффициентов прямой и обратной передачи напряжения должно быть больше единицы. Это соответствует выполнению неравенства

$$\frac{\mu_1 R_k (1 + \mu_2) R_{a2}}{(\mu_2 + 1) (R_{a1} + R_{i1}) R_k + (\mu_1 + 1) (R_{a2} + R_{i2}) R_k + (R_{a1} + R_{i1}) (R_{a2} + R_{i2})} > 1 \quad (4.68)$$

(попрежнему полагаем, что $\tau_a \ll \tau_{c2}$).

В результате регенеративного процесса вторая лампа оказывается запертой, а в анодной цепи первой протекает ток. В этом состоянии потенциалы электродов ламп равны:

$$\begin{aligned} u_{c1}^{(1)} &\approx 0, & u_{c2}^{(1)} &= E_a \left[\frac{1}{1+a_1+b_1} - \frac{1+a_2}{1+a_2+b_2} \right]; \\ u_{a1}^{(1)} &= E_a \frac{1}{1+a_1+b_1}, & u_{a2}^{(1)} &= E_a \frac{1+a_1}{1+a_1+b_1}, \end{aligned}$$

а на сопротивлении R_k падает напряжение

$$u_R^{(1)} = E_a \frac{b_1}{1+a_1+b_1}$$

($a_1 = \frac{R_{a1}}{R_{p1}}$ и $b_1 = \frac{R_k}{R_{p1}}$).

Далее, через время

$$t' = \tau_{c2} \ln \frac{E_a}{U_{зап}} \left(\frac{1+a_2}{1+a_2+b_2} - \frac{1}{1+a_1+b_1} \right) \quad (4.69)$$

емкость C_{c2} разряжается настолько, что потенциал сетки второй лампы достигает значения $U_{зап}$. В результате этого схема вновь

возвращается в первое состояние, причем все напряжения приобретают начальные значения через время

$$t'' \approx 5C_{c2}(R_{a1} + r_{c2} + R_k), \quad (4.70)$$

необходимое для восстановления начального заряда конденсатора C_{c2} .

Очевидно, что если интервал времени между двумя последовательными стартовыми сигналами превышает величину $t' + t''$, то действие каждого из них сопровождается появлением на аноде второй лампы положительного, а на аноде первой лампы — отрицательного импульса, амплитуды которых соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{m1} &= E_a \left[\frac{1 + a_2}{1 + a_2 + b_2} - \frac{1}{1 + a_1 + b_1} \right] \\ U_{m2} &= E_a \left[\frac{1 + a_1}{1 + a_1 + b_1} - \frac{1}{1 + a_2 + b_2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4.71)$$

Одновременно на сопротивлении R_k появляется импульс напряжения:

$$U_{mk} = E_a \left(\frac{b_1}{1 + a_1 + b_1} - \frac{b_2}{1 + a_2 + b_2} \right). \quad (4.72)$$

На рис. 4.63 приведены графики, изображающие характер изменения напряжений на электродах ламп после действия одного стартового сигнала.

Для иллюстрации приведенных соотношений найдем параметры релаксационного реле с катодной связью при условии, что амплитуда стартовых импульсов не меньше 10 в, длительность пребывания схемы во втором состоянии t' должна быть 50 мксек, амплитуда импульсов, снимаемых с анодов ламп, 50 в и время восстановления схемы $t'' \leq 10$ мксек. Для постройки схемы выбран двойной триод 6Н8 ($R_p = 8$ ком, $\mu = 20$ и $r_c = 1$ ком), а $E_a = 250$ в. С целью упрощения расчета будем считать, что лампы идентичны и что $R_{a1} = R_{a2}$. Тогда $a_1 = a_2$ и $b_1 = b_2$. Далее заметим, что если величина $u_{c1}^{(0)}$ не превосходит во много раз значения потенциала запираения лампы (что, очевидно, имеет место в данном случае), то выполняется неравенство $(1 + a) \gg b$. При этих условиях из соотношения (4.71) находим:

$$a = \frac{U_m}{E_a} \frac{1}{1 - \frac{U_m}{E_a}}.$$

Следовательно, для получения заданной амплитуды импульсов надо выбрать $a = 0,25$, т. е. $R_a = 2$ ком.

Далее, решая (4.67) относительно величины b , получим:

$$b = \frac{1 + a}{E_a} (U_{ст}^{(+)} + |U_{зап}|).$$

Полагая, что с достаточной степенью приближения можно считать $|U_{\text{зап}}| = \frac{E_a}{\mu} = 12,5$ в, найдем $b = 0,12$ и $R_k = 1$ ком. (Легко видеть, что сделанное выше предположение, что $(1+a) \gg b$, на самом деле оправдывается). Для того чтобы время восстановления схемы не превышало 10 мксек, емкость C_{c2} должна удовлетворять неравенству:

$$C_{c2} \leq \frac{t''}{5(R_{a1} + r_{c2} + R_k)}$$

[см. выражение (4.70)].

Подставляя в него значения соответствующих величин, получим $C_{c2} \leq 500$ пф. Выберем $C_{c2} = 400$ пф. Для того чтобы при этом значении C_{c2} интервал времени t' имел бы необходимую величину, сопротивление R_{c2} следует определить из условия

$$R_{c2} = \frac{t'}{C_{c2} \ln \mu \frac{a}{1+a}} \quad [\text{выражение (4.69)}].$$

При выбранных величинах C_{c2} и a , получим $R_{c2} = 100$ ком. Наконец, воспользовавшись соотношением (4.68), убеждаемся, что при выбранных параметрах схемы в ней возможен регенеративный процесс.

Снижая величину емкости C_{c2} и соответственно увеличивая значение сопротивления R_{c2} , можно еще уменьшить отношение $\frac{t''}{t'}$, сохраняя постоянной величину времени t' . При этом следует иметь в виду, что возможному уменьшению величины t'' кладет предел время перехода схемы от одного крайнего состояния к другому.

Рис. 4.63. Графики, иллюстрирующие характер изменения напряжения на электродах ламп релаксационного реле, собранного по схеме, приведенной на рис. 4.62а.

к величине t'' кладет предел время перехода схемы от одного крайнего состояния к другому.

На рис. 4.62б приведена другая схема релаксационного реле с катодной связью, отличающаяся тем, что в ней сетка второй лампы связана через сопротивление уечки с положительным полюсом источника питания, а сетка первой лампы присоединена к потенциометру, состоящему из сопротивлений R_1 и R_2 .

Если выбором параметров схемы удовлетворено неравенство:

$$u_{c1}^{(0)} = -E_a \left(\frac{b_2}{1+a_2+b_2} - \frac{R_1}{R_1+R_2} \right) < U_{\text{зап}}, \quad (4.73)$$

то схема имеет одно устойчивое состояние, при котором лампа L_1 заперта, а L_2 — открыта. Действие на сетке лампы стартового сигнала $U_{ст}^{(+)} \gg |u_{c1}^{(0)}| - |U_{зап}|$ приводит к отпиранию первой лампы, и при выполнении условия (4.68) в схеме протекает регенеративный процесс, приводящий к полному запираанию второй лампы и сохранению проводимости первой после окончания действия стартового сигнала. Имеющие при этом место изменения анодных напряжений ламп совпадают со значениями U_{m1} и U_{m2} , даваемыми выражениями (4.71).

Интервал времени, в течение которого схема остается во втором крайнем состоянии, как и в описанных выше релаксационных реле, определяется процессом разрядки емкости C_{c2} . Но в отличие от предыдущей схемы, потенциал сетки второй лампы в своем изменении стремится не к потенциалу катода, а к напряжению источника анодного питания. Вследствие этого скорость изменения вблизи потенциала запираания лампы больше, чем в схеме рис. 4.62а, и величина времени t' меньше зависит от небольших колебаний $U_{зап}$ при непостоянстве напряжения источников питания, изменении характеристик ламп с течением времени и т. д. Значение времени t' определяется приближенным соотношением:

$$t' \approx \tau_{c2} \ln \frac{E_a + u_{a1}^{(0)} - u_{r1}^{(1)} - u_R^{(1)}}{E_a + |U_{зап}| - u_R^{(1)}}. \quad (4.74)$$

Это выражение написано в предположении, что потенциал сетки лампы L_1 в тот период, когда она открыта, близок к нулю. На самом деле, потенциал $u_{c1}^{(1)}$ можно несколько менять, варьируя соотношение между сопротивлениями R_1 и R_2 . С возрастанием $u_{c1}^{(1)}$ увеличивается анодный ток лампы L_1 , уменьшается напряжение на ее аноде $u_{a1}^{(1)}$ и, следовательно, потенциал сетки второй лампы оказывается более низким, чем при $u_{c1}^{(1)} = 0$. Для восстановления проводимости лампы L_2 в этом случае потребуется больше времени, чем это следует из (4.74). Совершенно так же, если потенциал сетки лампы L_1 после ее отпирания меньше нуля, интервал времени t' меньше, чем это следует из (4.74). Поэтому по мере снижения величины $m = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ длительность импульсов, снимаемых с анодов

ламп, уменьшается, а с возрастанием m — увеличивается. Область, в пределах которой можно варьировать потенциал сетки первой лампы, ограничена. При слишком низком значении u_{c1} крутизна характеристики лампы оказывается малой, и быстрые переходы из одного состояния в другое делаются невозможными. При слишком высоком потенциале сетки L_1 схема переходит в колебательный режим и превращается в релаксационный генератор.

Обратим внимание на то, что при регулировке величины t' изменением величины параметра m одновременно изменяется и минимальная амплитуда стартовых сигналов, необходимых для срабатывания

схемы. Наоборот, если с помощью изменения величины m регулируется пороговое напряжение срабатывания схемы, то одновременно с этим изменяется и длительность пребывания ее во втором крайнем состоянии.

Время восстановления напряжений в схеме после того, как первая лампа вновь запирается, совпадает со значением t'' , даваемым выражением (4.70).

Релаксационные реле могут строиться не только на триодах, но и на пентодах. В этом случае приближенные расчетные выражения могут быть получены таким же образом, как это было сделано выше (см. § 3 настоящей главы) для мультивибратора на пентодах, если аппроксимировать характеристики пентодов отрезками прямых. Так, например, для релаксационного реле с несимметричными цепями связи (рис. 4.60), построенного на пентодах, в случае расположения рабочей точки открытой лампы в пределах пологого участка соответствующей анодной характеристики лампы найдем:

$$U_m = I_a^* R_{a2}, \quad (4.75)$$

$$U_{ст}^{(+)} = U_{зан} - \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} (E_c - I_a^* R_{a2} + E_a) - E_c \right], \quad (4.76)$$

$$t' = \tau_{c2} \ln \frac{I_a^* R_{a1}}{|U_{зан}|}, \quad (4.77)$$

$$t'' = 5C_{c2} (R_{a1} + r_{c2}). \quad (4.78)$$

Эти выражения могут быть непосредственно получены из соответствующих соотношений для триодной схемы путем замены $(1-p) E_a$ на $I_a^* R_a$ (см. § 3 настоящей главы).

Все приведенные выражения для расчета разных релаксационных реле получены в результате весьма приближенного рассмотрения процессов в схемах и аппроксимации характеристик ламп прямыми. Поэтому найденные на основании этих выражений параметры схемы должны быть уточнены в процессе регулировки реле.

2. Релаксационное реле на одной многосеточной лампе (фантастрон). Кроме релаксационных реле, построенных на двух лампах, широкое применение в специальных измерительных устройствах находят реле с одним устойчивым состоянием, построенные на одной многосеточной лампе. Работа таких схем, получивших в иностранной литературе названия фантастронов, санатронов, санафантов и т. д., весьма сходна с работой реле с катодной связью, рассмотренного выше. Принципиальная схема релаксационного реле, построенного на пентагриде, приведена на рис. 4.64. В этой лампе, кроме экранной и пентодной сеток, имеются две управляющие сетки. Изменение потенциала первой сетки управляет величиной катодного тока, т. е. величиной суммарного тока, текущего на анод и экранную сетку. Вторая управляющая сетка, отделенная от катода экранной сеткой,

не влияет заметным образом на величину катодного тока, но от ее потенциала существенно зависит распределение тока между экранной и анодной цепями лампы. По мере понижения потенциала второй управляющей сетки относительно потенциала катода, все большая часть электронов, эмиттированных катодом, идет на экранную сетку и все меньшая их доля достигает анода. При достаточно большом отрицательном потенциале этой сетки анодный ток лампы может прекратиться вовсе. Наоборот, если потенциал второй управляющей сетки близок к нулю или положителен относительно потенциала катода, основная доля электронов попадает на анод лампы.

В схеме, изображенной на рис. 4.64, анод, вторая управляющая сетка и катод лампы выполняют функции лампы L_1 в релаксационном реле с катодной связью. Экранная сетка, управляющая сетка и катод играют роль лампы L_2 . В нормальном состоянии анодная цепь заперта, а в экранной цепи протекает сравнительно большой ток. В этом состоянии потенциал первой сетки, присоединенной через сопротивление R_c к положительному полюсу источника анодного питания, близок к потенциалу катода лампы (поскольку $r_c \ll R_c$). При этом в лампе протекает большой катодный ток, и на сопротивлении R_k падает большое напряжение. (Для того чтобы анодная цепь лампы была бы заперта, сопротивления R_1 и R_2 должны быть выбраны из соображений, аналогичных тем, по которым выбираются соответствующие сопротивления в схеме релаксационного реле с катодной связью).

Стартовый сигнал достаточной амплитуды повышает на короткое время потенциал второй управляющей сетки настолько, что в анодной цепи появляется ток. Это приводит к понижению анодного напряжения и, вследствие наличия цепи связи CR_c — к понижению потенциала управляющей сетки. В результате этого падает катодный ток лампы, и разность потенциалов между второй управляющей сеткой и катодом дополнительно увеличивается. Этот процесс аналогичен процессу отпирания первой и запираания второй лампы в реле с катодной связью, но в фантастроне он не может привести к запираанию экранной цепи лампы. Для того чтобы это произошло, необходимо полное прекращение катодного тока, что привело бы к прекращению тока не только в экранной, но также и в анодной цепи лампы. Последнее невозможно, так как при отсутствии анодного тока напряжение на аноде равно E_a и смещение на управляющей

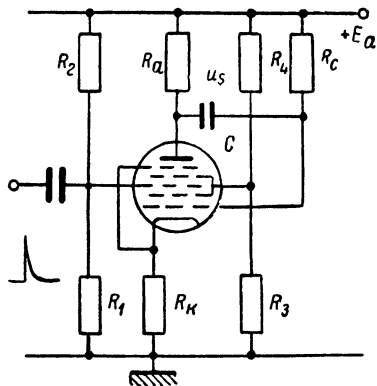


Рис. 4.64. Схема фантастрона, построенного на пентагриде.

сетке (равное $u_a - u_s$) не может быть отрицательным. Поэтому процесс перехода схемы во второе крайнее состояние заканчивается при конечной величине экранного тока. Окончание процесса перехода связано с тем, что уменьшение общего катодного тока, несмотря на одновременное возрастание доли тока, текущего на анод, приводит к тому, что напряжение на аноде перестает уменьшаться. Соответственно перестает уменьшаться и потенциал первой управляющей сетки.

Дальнейший процесс, протекающий в схеме, связан с разрядкой емкости C , но в то время, как в релаксационном реле на двух лампах разряд конденсатора связи приводит к повышению потенциала сетки запертой лампы, а напряжение на аноде открытой лампы остается в это время практически неизменным, в схеме фанатрона уменьшение напряжения u_s сопровождается значительным понижением напряжения на аноде. Действительно, напряжение на первой управляющей сетке связано с потенциалом анода лампы и напряжением на конденсаторе C очевидным соотношением $u_c = u_a - u_s$. С другой стороны, изменение напряжения на сетке лампы вызывает изменение напряжения на ее аноде на величину $du_a = -K du_c$, где K — коэффициент усиления по анодной цепи лампы. Поэтому изменение напряжения на конденсаторе на величину du_s вызывает изменение напряжения на сетке лампы на $du_c = -\frac{1}{K+1} du_s$ и одновременное изменение напряжения на аноде на $du_a = \frac{K}{K+1} du_s$. Отсюда

видно, что напряжение на конденсаторе и на аноде лампы падает на значительно большую величину, чем возрастает напряжение на сетке.

Процесс понижения анодного напряжения и соответственного повышения анодного тока продолжается, пока возрастание u_{c1} сопровождается ростом i_a . При некотором сеточном потенциале рост анодного тока прекращается (величина K становится равной нулю) из-за того, что значительная часть тока эмиссии опять начинает течь на экранную сетку. Дальнейшее увеличение потенциала сетки сопровождается быстрым возрастанием доли тока, текущего на экранную сетку, и уменьшением анодного тока лампы. При этом анодное напряжение возрастает, а это возрастание, переданное через цепь связи на сетку лампы, дополнительно повышает потенциал последней. Иначе говоря, процесс опять носит регенеративный характер, но теперь он направлен в сторону запираания анодной цепи лампы. Он заканчивается тем, что анодный ток прекращается вовсе, а весь ток эмиссии течет на экранную сетку, подобно тому, как это было до воздействия стартового сигнала на схему.

После возвращения схемы в устойчивое состояние ее режим полностью восстанавливается через время $t'' \approx 5C(R_a + R_k + r_c)$, необходимое для зарядки частично разрядившегося конденсатора связи.

На рис. 4.65 приведены графики, иллюстрирующие изменение с течением времени напряжений на управляющей сетке и аноде лампы фантастрона. Пока конденсатор связи разряжается, изменение напряжения на аноде и на сетке лампы происходит по экспоненциальному закону с очень большой постоянной времени, и в интервале времени, ограниченном быстрыми переходами схемы (t' на рис. 4.65), мало отличается от линейного. Действительно, имея в виду, что изменения потенциалов в схеме связаны соотношениями:

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{du_a}{dt} - \frac{du_s}{dt} \quad \text{и} \quad \frac{du_a}{dt} = -K \frac{du_c}{dt},$$

а также, что $\frac{du_s}{dt} = \frac{u_c}{R_c C}$, получим:

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{1}{(K+1)R_c C} u_c = 0.$$

Следовательно, $u_c = u_c^{(1)} e^{-\frac{t}{(K+1)R_c C}}$, где $u_c^{(1)}$ — значение u_c после быстрого перехода, связанного с действием стартового сигнала (рис. 4.65). Отсюда видно, что относительное уменьшение скорости изменения потенциала сетки (см. § 4, п. 2 настоящей главы) $\frac{\Delta \sigma}{\sigma_0} = \frac{t'}{(K+1)R_c C}$. Если коэффициент усиления большой, то величина $\frac{\Delta \sigma}{\sigma_0}$ мала и изменение напряжения u_c (а также и u_a , поскольку они связаны линейным соотношением пока $K = \text{const}$) весьма близко к линейному. Это позволяет использовать фантастрон (или другие схемы, работающие по такому же принципу) как высококачественный генератор пилообразного напряжения.

Частота возбуждаемого напряжения определяется частотой стартовых сигналов. Возможность ее повышения существенно ограничивается временем восстановления напряжений в схеме. Значение t'' может быть велико, если для повышения коэффициента усиления K выбрано большое сопротивление R_a (в схемах фантастронов оно может иметь значение порядка 1 мегом).

Для уменьшения времени восстановления фантастрона в схему вводят вспомогательную лампу, через которую происходит заряд

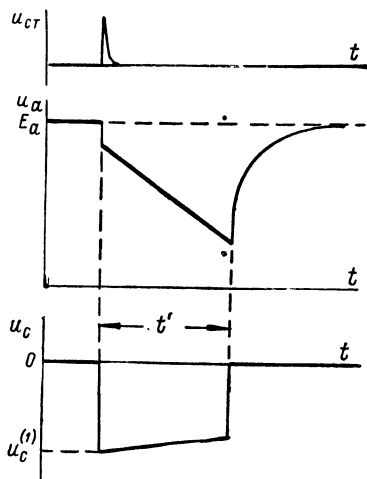


Рис. 4.65. Характер изменения напряжения на управляющей сетке и на аноде лампы фантастрона.

конденсатора C . Пример построенной таким образом схемы приведен на рис. 4.66. Здесь анод лампы фантастрона связан с конденсатором C через катодный повторитель (собранный на одном триоде лампы 6Н8). Это не изменяет процессов, следующих за переходом схемы во второе крайнее состояние, но по возвращении ее в устойчивое состояние конденсатор C заряжается не через большое сопротивление R_a , а через сравнительно малое сопротивление интервала анод — катод лампы катодного повторителя.

Второй триод лампы 6Н8, включенный диодом, служит для связи схемы с источниками стартовых сигналов (см. ниже) и вместе с тем используется для ограничения напряжения на аноде лампы фанта-

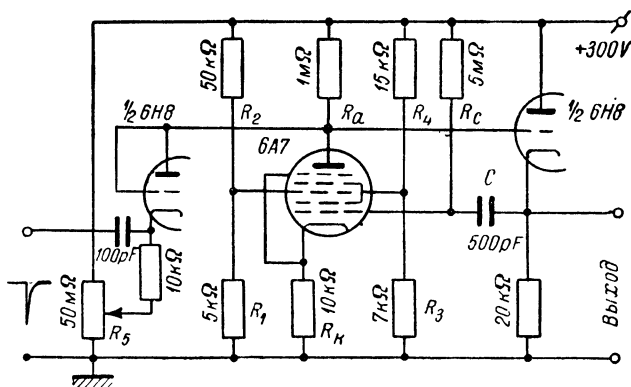


Рис. 4.66. Схема фантастрона с малым временем восстановления.

строна в устойчивом состоянии. Изменяя величину этого напряжения путем перемещения движка потенциометра R_5 , можно легко управлять длительностью возбуждаемых фантастроном импульсов. Действительно, напряжение, которое устанавливается на аноде пентрида (а следовательно, и на емкости C), приблизительно равно напряжению на катоде диода. Напряжение же, до которого разряжается конденсатор C после действия стартового импульса, от положения движка R_5 не зависит. Поэтому с изменением положения движка потенциометра R_5 изменяется величина напряжения, теряемого конденсатором C во втором крайнем состоянии схемы. Соответственно изменяется и длительность возбуждаемого импульса, причем если напряжение на конденсаторе меняется по линейному закону, то величина t' линейно зависит от напряжения, снимаемого с потенциометра R_5 .

Это свойство может быть использовано для получения легко регулируемой величины задержки заднего фронта импульса, возбуждаемого в схеме, относительно стартового сигнала. Это оказывается

полезным для построения ряда измерительных импульсных схем. Форма импульса, снимаемого с выхода катодного повторителя, приблизительно соответствует форме напряжения на аноде лампы фантастрона.

Расчет схемы фантастрона (хотя бы столь же приближенный, как приведенный выше расчет релаксационных реле) затруднителен, так как для него необходимо располагать динамическими характеристиками анодного и экранного токов в зависимости от потенциалов управляющей и экранной сеток и иметь возможность аппроксимировать их простыми выражениями. Указанные на рис. 4.66 цифры иллюстрируют, каковы могут быть значения входящих в схему сопротивлений. О критичности параметров фантастрона можно судить на основании того, что при изменении значений сопротивлений R_1 от 5 до 6 *ком*, R_k от 7 до 13 *ком*, R_3 от 5 до 10 *ком* и R_c от 5 до 20 *мегом* нормальная работа схемы не нарушается, хотя форма напряжения на аноде и на сетке лампы изменяется довольно значительно.

3. Релаксационные реле с двумя устойчивыми состояниями.

В отличие от релаксационных реле с одним устойчивым состоянием, схема с двумя устойчивыми состояниями возвращается к исходному режиму после действия двух стартовых сигналов. Схема с одним устойчивым положением покидает второе крайнее состояние вследствие процессов, протекающих в самой схеме. Последние определяют длительность пребывания реле в крайнем состоянии, которое устанавливается при воздействии стартового сигнала. В реле же с двумя устойчивыми состояниями каждое из них, установившись в результате действия стартового сигнала, сохраняется до воздействия следующего внешнего сигнала. Поэтому понятие времени пребывания схемы в крайнем состоянии (t') для таких реле не имеет смысла.

Примером релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями, построенного на тиратронах, может служить приведенная на рис. 4.67а схема. Работа ее весьма проста. Положим, что до прихода стартового импульса на вход тиратрон T_2 проводит ток, а тиратрон T_1 — не проводит (этого легко добиться, разомкнув, а затем вновь замкнув рубильник Π после того, как включено питание схемы). Так как сопротивление проводящего тиратрона очень мало, то напряжение на аноде T_2 составляет всего 10—20 *в*. Напряжение на аноде тиратрона T_1 равно напряжению источника питания схемы E_a и, следовательно, конденсатор C заряжен до напряжения, близкого к величине E_a .

Если теперь на входе схемы действует отрицательный импульс, то режим схемы никак не изменяется. Действительно, ток, текущий через горящий тиратрон, в широких пределах изменения величины потенциала сетки не зависит от последнего, а второй тиратрон лишь еще больше запирается. С другой стороны, положительный импульс, имеющий достаточно большую амплитуду, зажигает тиратрон T_1 , не

горевший до его прихода. Вследствие этого потенциал на аноде вспыхнувшего тиратрона уменьшается до нескольких десятков вольт. Конденсатор C начинает разряжаться, причем основной ток разрядки течет через цепь, состоящую из тиратрона T_1 , батареи анодного питания и сопротивления R_a .

Это приводит к понижению потенциала анода тиратрона T_2 . В первый момент он уменьшается на величину, близкую к начальной

разности потенциалов на конденсаторе. Поэтому напряжение на аноде оказывается отрицательным. Оно постепенно восстанавливается, причем длительность этого восстановления определяется постоянной времени разрядки емкости C ($\tau \approx CR_a$). Если время восстановления анодного напряжения больше, чем время деионизации и длительности действия положительного импульса на сетке, то тиратрон гаснет. После этого его анодное напряжение устанавливается равным напряжению анодной батареи, а конденсатор C вновь заряжается, но полярность напряжения на нем оказывается обратной той, которая была в начале процесса.

Таким образом, в результате действия стартового импульса положительной полярности второй тиратрон оказался запертым, а первый проводит ток. Это положение схемы сохраняется до прихода следующего стартового импульса достаточной амплитуды. При этом схема возвращается в первое состояние.

Параметры схемы выбирают из простых соображений. Величины емкости C и сопротивлений R_a выбирают такими, чтобы значение постоянной времени $\tau = CR_a$ в несколько раз превосходило время деионизации в тиратронах. Последнее имеет величину порядка 10^{-4} сек. (у водородных тиратронов значительно меньше). Поэтому обычно значение τ выбирают равным 10^{-3} сек., а иногда и несколько

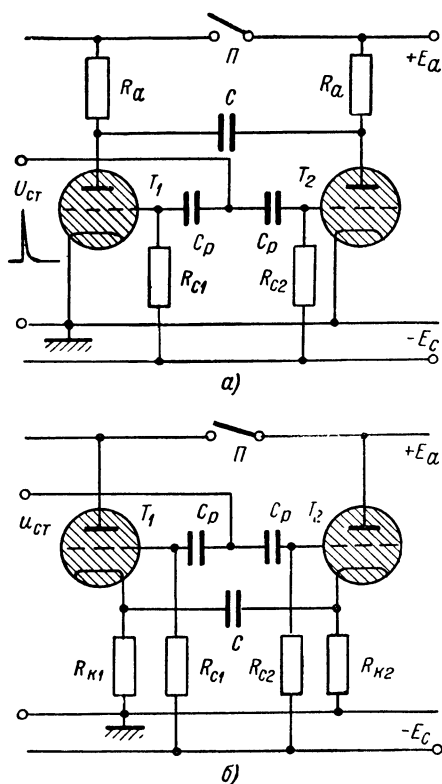


Рис. 4.67. Схемы релаксационных реле с двумя устойчивыми состояниями, построенные на тиратронах.

большим. Сопротивления R_a берут порядка нескольких сот килоом. Напряжение батареи смещения E_c выбирают из условия.

$$|E_c| = |U_{\text{зж}}| + |U_{\text{ст}}|,$$

где $U_{\text{зж}}$ — потенциал зажигания тиратронов, а $U_{\text{ст}}$ — амплитуда стартовых импульсов. Величины сопротивлений R_{c1} и R_{c2} в схеме обычно имеют порядок нескольких сотен килоом.

Аналогичным образом работает тиратронное реле с двумя устойчивыми состояниями, схема которого изображена на рис. 4.67б. Как и в первой схеме, гашение разряда в тиратроне, через который протекал ток до прихода стартового сигнала, осуществляется вследствие перезарядки конденсатора C .

Тиратроны в приведенных схемах релаксационных реле могут быть заменены неоновыми лампочками с двумя анодами. Соответствующие схемы изображены на рис. 4.68 [152]. Благодаря отсутствию накаливаемых катодов, неоновые лампочки позволяют строить схемы, потребляющие мало энергии от источников питания.

Схема релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями, построенная на неоновых лампочках и работающая несколько другим образом, изображена на рис. 4.69 [153]. Положим, что до прихода стартового сигнала лампочка \mathcal{L}_2 проводит, а \mathcal{L}_1 нет. При этом через сопротивления R'_2 и R''_2 протекает ток $I_{a0} \approx \frac{E_a - U_{\text{гор}}}{R_a + R'_2 + R''_2}$, и конденсатор C_2 заряжен до напряжения $u_{S2}^{(0)} = I_{a0}(R'_2 + R''_2)$. Напряжение между катодом и анодом первой неоновой лампочки, равное $E_a - I_{a0}R_a$, должно быть недостаточным для того, чтобы без воздействия стартового сигнала на второй (поджигающий) анод в ней мог бы возникнуть разряд. При этом напряжение на конденсаторе C_1

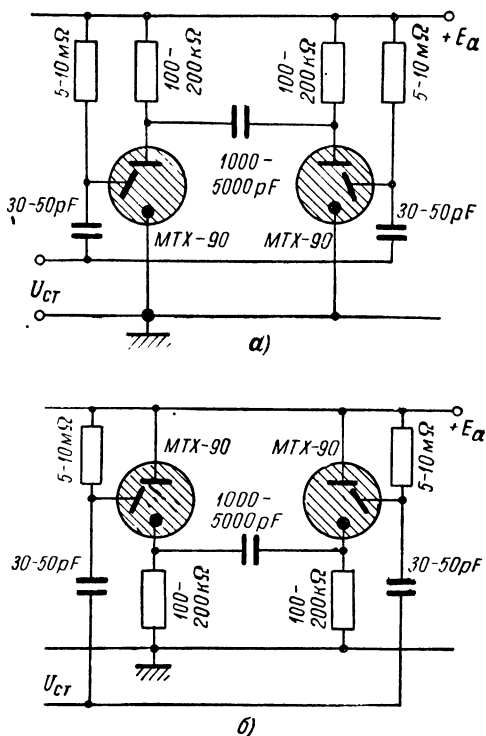


Рис. 4.68. Схемы релаксационных реле с двумя устойчивыми состояниями, построенные на неоновых лампочках.

равно нулю, а на поджигающий анод Λ_1 подано положительное напряжение, равное $I_{a0}R_a''$. Действие стартового сигнала положительной полярности, имеющего достаточно большую амплитуду, приводит к вспышке разряда в первой неоновой лампочке и возрастанию тока, протекающего через сопротивление R_a , общее для обеих лампочек. Поэтому потенциалы анодов Λ_1 и Λ_2 падают до величины $E_a - 2I_{a0}R_a$. Но в то время как потенциал катода первой лампочки остается близким к нулю, пока не зарядится конденсатор C_1 , напряжение на катоде второй лампочки поддерживается сравнительно высоким, пока

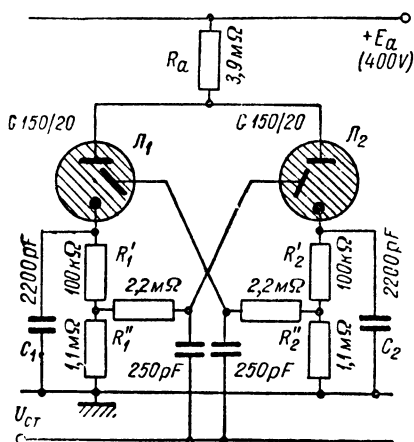


Рис. 4.69. Вариант схемы релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями, построенной на неоновых лампочках.

не разрядится конденсатор C_2 . Поэтому при соответствующим образом выбранных сопротивлениях схемы и достаточно больших постоянных времени разряда и заряда конденсаторов C_1 и C_2 разряд во второй лампочке гаснет, и схема переходит в состояние, соответствующее открытой первой и непроводящей второй лампочкам. Действие следующего стартового сигнала приводит к обратному переходу схемы в первое устойчивое состояние.

Общий недостаток всех релейных схем, построенных на газоразрядных лампах, заключается в их малой разрешающей способности — интервал времени между двумя стартовыми сигналами должен быть сравнительно большим. Возможность ускорения

процессов установления стационарного состояния схемы ограничивается необходимостью поддерживать низкое напряжение на электродах газоразрядного прибора в течение времени, достаточного для деионизации. Несколько большие возможности в этом отношении дают приборы с холодным катодом, у которых минимальное время между двумя стартовыми сигналами может быть доведено до нескольких десятых миллисекунды [153]. Известным преимуществом тиратронного реле является то, что в открытом состоянии лампа пропускает сравнительно большой ток. Поэтому тиратронное реле может быть использовано для приведения в действие относительно мощного прибора (электромагнитного реле, управляющего механизма и т. п.).

Наибольшее распространение в настоящее время имеют релаксационные реле с двумя устойчивыми состояниями, построенные на вакуумных лампах. Такая схема приведена на рис. 4.70. По существу, она представляет собой двухкаскадный усилитель постоянного

тока (с потенциометрической связью каскадов — см. гл. III, § 4, п. 1), выход которого связан со входом с помощью потенциометра из активных сопротивлений R_1 и R_2 . Не представляет труда убедиться, что схема имеет два устойчивых состояния. Действительно, благодаря наличию положительной обратной связи изменение потенциала сетки любой лампы приводит к циклу прямой и обратной передачи напряжения, в результате которого потенциал сетки дополнительно изменяется в том же направлении. Если при этом выполняется условие

$$\mu \frac{R_a}{R_a + R_i} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} > 1 \quad (4.79)$$

(полагаем, что схема симметрична, а сеточные токи и емкости, шунтирующие R_1 и R_2 , не принимаем во внимание), то процесс носит развивающийся характер. Так же, как в мультивибраторе, он заканчивается полным запираем одной из ламп.

В отличие от схемы мультивибратора это состояние оказывается устойчивым, так как из-за отсутствия в цепях связи конденсаторов значения потенциалов сеток ламп без внешнего воздействия будут сохраняться неопределенно долгое время.

Для вывода схемы из устойчивого состояния необходимо внешнее воздействие, приводящее к отпираанию запертой лампы. В результате этого схема переходит во второе крайнее состояние — открытая и запертая лампы меняются местами.

Выбрать параметры схемы, необходимые для ее нормальной работы, можно в результате рассмотрения одного из устойчивых состояний. При этом так же, как и в случае анализа электрических процессов в схеме мультивибратора или релаксационного реле с одним устойчивым состоянием, запертая лампа по ее анодной и сеточной цепям может быть приближенно заменена разрывами. Открытый триод по его сеточной цепи заменяется сопротивлением r_c , а по анодной цепи — сопротивлением R_p (при $u_c = 0$). Если же схема построена на пентоде, то в зависимости от того, в какой области характеристик расположена рабочая точка, открытую лампу по ее анодной цепи можно заменить либо сопротивлением, либо элементом, пропускающим неизменный по величине ток I_a^* независимо от приложенной к нему разности потенциалов (см. § 3, п. 2 настоящей главы).

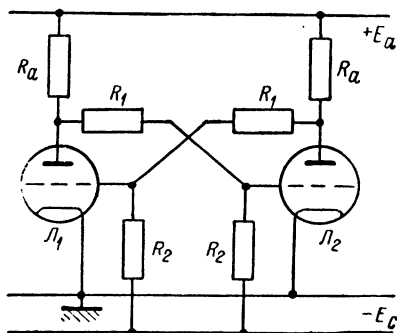


Рис. 4.70. Схема релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями.

Эквивалентная схема построенного на триодах релаксационного реле, находящегося в состоянии запертой первой и открытой второй лампы, приведена на рис. 4.71. Так как обычно $R_a \ll R_1 + R_2$, то напряжение на аноде запертой лампы $u_a^{(0)} \approx E_a$, а напряжение на аноде открытой лампы

$$u_a^{(1)} = \frac{R_p}{R_a + R_p} E_a = p E_a.$$

Поэтому при переходе схемы от одного устойчивого состояния ко второму напряжение на аноде отпирающей лампы падает, а на аноде запирающей лампы возрастает на величину:

$$U_m = \frac{R_a}{R_a + R_p} E_a = (1 - p) E_a \quad (4.80)$$

(полагаем, что, как это обычно и бывает, схема симметрична).

Далее, потенциал сетки запертой лампы:

$$u_c^{(0)} = (p E_a + E_c) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - E_c.$$

Для того чтобы лампа действительно была бы заперта, величина напряжения $u_c^{(0)}$ должна быть меньше потенциала

запирания лампы $(U_{\text{зап}} \approx -\frac{E_a}{\mu})$, т. е. для нормальной работы реле необходимо выполнение условия:

$$E_c > \frac{E_a}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{\mu} + \frac{R_p R_2}{R_p + R_a} \right). \quad (4.81)$$

Чем больше $|u_c^{(0)}|$, тем, очевидно, больше должна быть и амплитуда стартовых импульсов, необходимых для вывода схемы из крайнего состояния. Очевидно, для того, чтобы стартовый сигнал положительной полярности, действующий на сетке запертой лампы, мог бы поднять u_c выше потенциала запирания, его амплитуда должна иметь величину

$$U_{\text{ст}}^{(+)} \geq E_c \frac{R_1}{R_1 + R_2} - E_a \left[\frac{R_p R_2}{(R_p + R_a)(R_1 + R_2)} + \frac{1}{\mu} \right]. \quad (4.82)$$

Если стартовый сигнал отрицательной полярности подается на сетку открытой лампы, то его амплитуда должна быть в K раз меньшей $U_{\text{ст}}^{(+)}$, где K — коэффициент усиления сигнала в цепях открытой лампы. Следовательно,

$$U_{\text{ст}}^{(-)} = \frac{U_{\text{ст}}^{(+)}}{\mu R_a R_2} (R_a + R_p)(R_1 + R_2). \quad (4.83)$$

Написанные выражения остаются справедливыми и для реле, построенного на пентодах, если рабочая точка открытой лампы располагается в области крутых участков ее анодных характеристик. В этом случае величина сопротивления R_p определяется наклоном этих участков характеристик (например, для лампы 6Ж4 $R_p = 3,3 \text{ ком}$, для 6Ж3 сопротивление $R_p = 2,5 \text{ ком}$, для 6Ж3П сопротивление $R_p = 3 \text{ ком}$ и т. д.). Если же рабочая точка расположена в области пологих участков анодных характеристик пентода, то вместо выражений (4.80) — (4.83) соответственно получаем:

$$U_m = I_a^* R_a, \quad (4.84)$$

$$E_c > \frac{I_a^*}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{S} - R_a R_2 \right) + E_a \frac{R_2}{R_1}, \quad (4.85)$$

$$U_{ct}^{(+)} \geq E_c \frac{R_1}{R_1 + R_2} - (E_a - I_a^* R_a) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{I_a^*}{S}, \quad (4.86)$$

$$U_{ct}^{(-)} = \frac{U_{ct}^{(+)}}{S R_a R_2} (R_1 + R_2) \quad (4.87)$$

(как и прежде полагаем, что с достаточной степенью точности $U_{зап} = -\frac{I_a^*}{S}$). Значение тока I_a^* легко определяется из характеристики для $u_c = 0$.

Полученные соотношения позволяют произвести ориентировочный расчет схемы релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями.

В качестве примера определим параметры реле, построенного на лампе 6Н8 ($R_p = 8 \text{ ком}$, $\mu = 20$), которое должно управляться положительными импульсами с амплитудой 25 в и давать перепады напряжения, снимаемого с анода одной из ламп, в 100 в. Напряжение источника питания выберем равным 200 в.

Воспользовавшись соотношением (4.80), найдем, что для получения перепада напряжения $U_m = 100 \text{ в}$ сопротивление анодной нагрузки каждого триода лампы должно быть равным

$$R_a = \frac{U_m}{E_a - U_m} R_p = 18 \text{ ком}.$$

Условие (4.79), необходимое для протекания в схеме регенеративного процесса, выполняется при выбранном значении R_a , если $R_2 > \frac{R_1}{9}$. Величину сопротивления R_1 обычно выбирают порядка нескольких сотен килоом. Взяв $R_1 = 300 \text{ ком}$, выберем $R_2 = 100 \text{ ком}$ с тем, чтобы условие (4.79) было бы безусловно выполнено. (Напомним, что это соотношение было написано без учета сеточных токов лампы и емкостей, шунгирующих сопротивления R_1 и R_2 . На самом деле условие протекания в схеме регенеративного процесса несколько более жесткое, и поэтому практически может потребоваться выбрать отношение $\frac{R_2}{R_1}$ еще большим. Кроме того, параллельно сопротивлениям R_1 ,

обычно бывает необходимо включить конденсаторы емкостью в несколько десятков пикофарад).

Найдем напряжение источника смещения, воспользовавшись соотношением (4.82). Подставляя численные значения входящих в него величин, получаем $E_c = 70$ в.

Удобная схема релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями, построенного на лампе 6Н8, приведена на рис. 4.72. В этой схеме нет отдельного источника отрицательного смещения, а для получения нужного для запирающей одной из ламп напряжения на сетке в общую катодную цепь обоих триодов включено сравнительно большое сопротивление (R_k). Не представляет труда убедиться, что при переходе от одного устойчивого состояния к другому напряжение на аноде каждой лампы изменяется на величину

$$U_m = E_a \frac{R_a}{R_a + R_p + R_k}. \quad (4.88)$$

Далее, напряжение на сетке запертой лампы, отсчитанное от катода

$$u_c^{(0)} = \frac{E_a}{R_k + R_a + R_p} \left[(R_k + R_p) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - R_k \right], \quad (4.89)$$

для нормальной работы схемы должно быть отрицательным и по абсолютной величине превосходить потенциал запирающей, который определяется соотношением:

$$U_{\text{зап}} \approx - \frac{E_a}{\mu} \frac{R_a + R_p}{R_k + R_a + R_p}. \quad (4.90)$$

Амплитуда стартового сигнала положительной полярности, как и в схемах, описанных выше, должна превосходить величину $|u_c^{(0)} - U_{\text{зап}}|$. Амплитуда стартовых сигналов отрицательной полярности должна быть в K раз меньше, чем $U_{\text{ст}}^{(+)}$.

Воспользовавшись этими выражениями, найдем, что при указанных на рис. 4.72 параметрах схемы потенциал сетки запертой лампы ниже потенциала ее катода на 32 в. Потенциал запирающей лампы $U_{\text{зап}} \approx -11$ в. Следовательно, амплитуда стартовых сигналов положительной полярности, действующих на сетке запертой лампы, должна быть не меньше 21 в. Коэффициент усиления в цепях открытой лампы около 5. Поэтому $U_{\text{ст}}^{(-)} \geq 4$ в. Наконец, при переходе схемы от одного положения равновесия к другому напряжение на аноде каждой лампы изменяется приблизительно на 150 в.

4. Управление переходами в релейных схемах. При построении и использовании релаксационных реле существенное значение имеет выбор схемы связи реле с источником стартовых сигналов. От этого в значительной степени зависит надежность работы реле, быстрота переходов в схеме, отсутствие паразитных эффектов (пропускание некоторых стартовых сигналов или повторные запуски реле при

действию одного сигнала) и т. д. В приведенных выше схемах релаксационных реле, построенных на газоразрядных лампах, стартовый сигнал подается через разделительную емкость на сетку или поджигающий анод лампы (в схеме, изображенной на рис. 4.52, — через трансформатор). Эта простейшая схема в ряде случаев оказывается непригодной, так как через такую цепь связи одинаково хорошо проходят как стартовые сигналы, так и импульсы, возникающие в цепи сетки тиратрона при вспышке в нем разряда. Эти импульсы действуют на источник стартовых сигналов и могут нарушить его нормальную работу или воздействовать на другие релаксационные реле, если они имеются в установке. Такое обратное воздействие релаксационного тиратронного реле, связанное с протеканием большого импульса сеточного тока при вспышке в лампе разряда, особенно велико, если сопротивление в цепи тиратрона включено не со стороны его анода, а со стороны катода. В этом случае при вспышке тиратрона вместе с резким возрастанием потенциала его катода возрастает и потенциал сетки. Можно уменьшить обратное влияние, выбрав малую емкость разделительной цепи, но при этом уменьшается амплитуда (и длительность) импульсов, поступающих на сетку тиратрона. Это может привести к заметному увеличению запаздывания срабатывания реле, к появлению пропусков в срабатывании и, наконец, вообще к прекращению работы реле.

Включив в цепь связи диод (рис. 4.73а), можно избежать обратного влияния релаксационного реле на источник стартовых сигналов. При развитии в тиратроне разряда и возрастании потенциала его сетки повышается и потенциал катода диода. При этом диод перестает проводить, и тиратронная схема оказывается отключенной от источника стартовых импульсов (если не считать слабой связи через малую емкость анод — катод диода). Полное отключение дает также применение в цепи связи катодного повторителя (рис. 4.73б). Простейшие схемы с разделительными емкостями могут быть использованы и для запуска релаксационных реле на вакуумных лампах. При этом, если реле имеет одно устойчивое состояние, то можно подавать как импульсы положительной полярности на сетку запертой лампы (рис. 4.74а, импульс 1), так и импульс отрицательной полярности на сетку открытой лампы (импульс 2 на том же рисунке). В первом случае амплитуда импульса должна быть больше, чем во втором, но

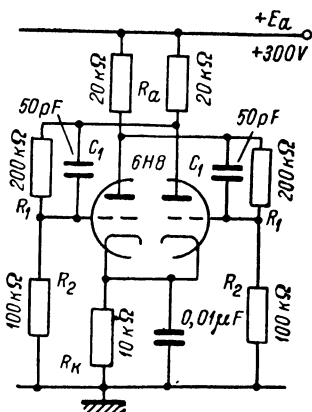


Рис. 4.72. Пример схемы релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями, построенной на двойном триоде и не требующей отдельного источника сеточного смещения.

входное сопротивление реле для стартовых сигналов отрицательной полярности меньше ($\approx r_c$, пока лампа не заперется). Как и в случае тиратронной схемы, емкость связи должна быть мала для того, чтобы избежать обратного влияния релаксационного реле на источник стартовых сигналов. При этом цепь связи имеет малую постоянную времени, и импульс, проходя через нее, сильно искажается. Это приводит к сильной зависимости работы схемы от формы стартовых сигналов и может вызвать паразитные явления. Стартовый сигнал с крутыми передним и задним фронтами преобразуется в цепях связи в два кратковременных импульса разной полярности, следующих через интервал времени, равный длительности первоначального сигнала

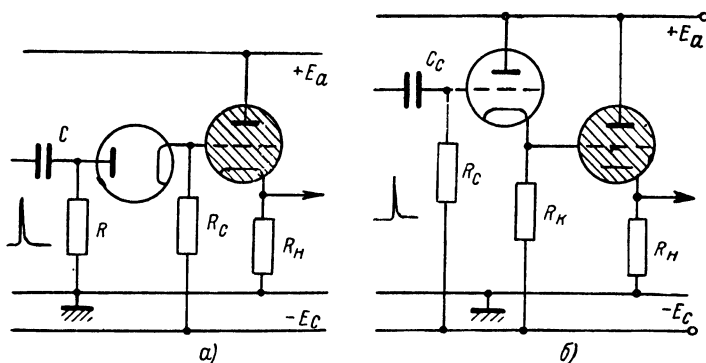


Рис. 4.73. Примеры схем подачи стартовых сигналов на сетку тиратрона в релаксационной схеме.

(см. гл. I, § 1, п. 4). Если это время меньше времени пребывания реле в крайнем квазиустойчивом состоянии, то второй импульс, получившийся в результате преобразования заднего фронта стартового сигнала, может вернуть его в исходное состояние. При этом длительность пребывания реле во втором крайнем состоянии будет определяться не протекающими в его схеме процессами, а продолжительностью стартовых сигналов.

В релаксационном реле с двумя устойчивыми состояниями подавать стартовые сигналы на сетку одной лампы неудобно, так как при этом необходимо чередовать их полярность. При подаче же стартовых сигналов через емкости связи на сетки обеих ламп (рис. 4.74б, импульс 1) процессы в схеме усложняются тем, что на сетке запертой лампы, которая должна быть открыта для протекания в схеме регенеративного процесса, одновременно действуют два импульса. Один из них приходит через цепь связи непосредственно от источника стартовых сигналов, а второй, обратной полярности, поступает с анода открытой лампы. Поэтому результат действия стартового сигнала зависит от ряда причин и, в том числе, от формы импульсов,

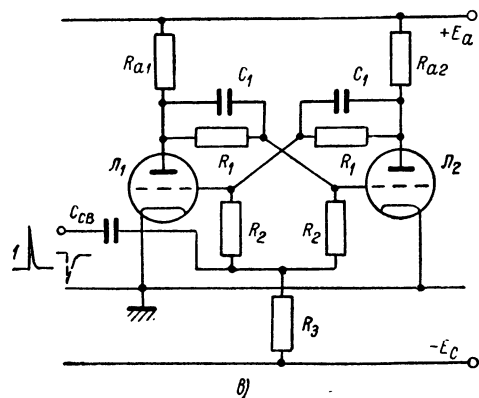
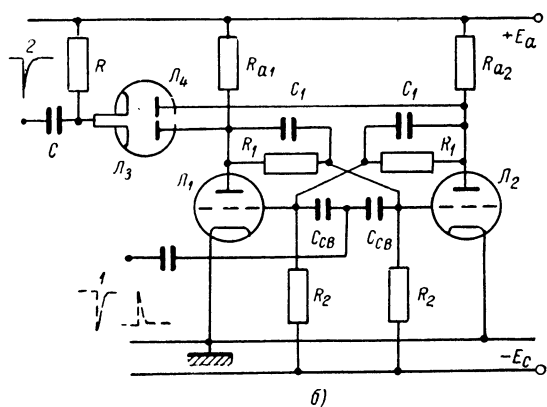
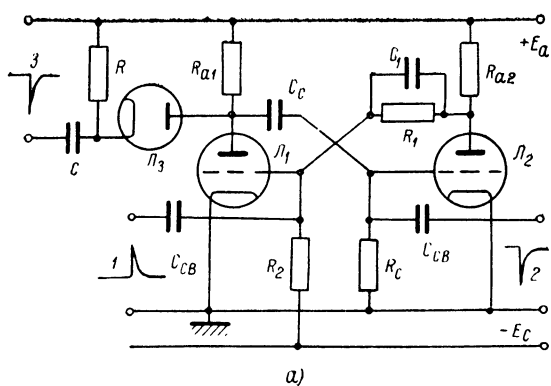


Рис. 4.74. Методы подачи стартовых сигналов на релаксационные реле, построенные на вакуумных лампах.

постоянных времен $R_2 C_{св}$ и $r_c C_{св}$, коэффициента усиления открытой лампы и т. д. Это усложняет регулировку схемы, часто делает ее чувствительной к импульсам обеих полярностей, приводит к двум переходам в схеме при действии одного стартового сигнала и т. п.

Несколько лучшие результаты дает схема связи, построенная таким образом, что сигнал, действующий на сетке открытой лампы, всегда много меньше сигнала, подаваемого на сетку запертой лампы. Это осуществляется в схеме, изображенной на рис. 4.74в. Здесь на сетку закрытой лампы снимается все напряжение, появляющееся на сопротивлении R_3 при действии стартового сигнала. На сетке же открытой лампы действует лишь малая доля этого напряжения, так как величина сопротивления r_c относительно мала. Соответственно небольшую величину имеет и импульс положительной полярности, поступающий на сетку L_1 с анода L_2 . Поэтому схема чувствительна к стартовым сигналам положительной полярности, а паразитные явления в ней значительно слабее.

Практически наилучшие результаты дает связь релаксационных реле с источником стартовых сигналов с помощью диодов (рис. 4.74а, вход 3 и рис. 4.74б, вход 2). Положим например, что до прихода стартового сигнала лампа L_1 в схеме на рис. 4.74б заперта, а L_2 — открыта. Тогда напряжение на аноде диода L_4 много ниже напряжения на его катоде, а на аноде L_3 — равно напряжению на катоде. При действии стартового сигнала отрицательной полярности последний пройдет только через диод L_3 и через цепь связи анода левой лампы с сеткой правой попадет на сетку открытой лампы. При достаточной амплитуде сигнала перейдет во второе крайнее состояние, и теперь окажутся запертыми лампы L_2 и L_3 . Поэтому следующий стартовый сигнал попадет не на сетку L_2 , а на сетку L_1 и вновь вызовет переход схемы. Таким образом, в этой схеме диод действует как автоматический переключатель, позволяющий подавать импульсы отрицательной полярности только на сетку открытой лампы.

В схеме управления работой реле с одним устойчивым состоянием (рис. 4.74а) диод отключает схему от источника стартовых сигналов на все время, пока лампа L_1 открыта, предохраняя этим самым схему от возможностей управления вторым фронтом стартового сигнала.

Приведенные здесь схемы не исчерпывают всех методов запуска релаксационных реле. Иногда стартовые сигналы подают на сопротивление, включенное в катодную цепь газоразрядной или вакуумной лампы. Если реле построено на пентодах, стартовый сигнал может действовать на экранную или пентодную сетку лампы. В некоторых случаях в цепь связи вводят дополнительную усиленную лампу, запертую большим смещением на сетке. Все эти методы имеют целью увеличить стабильность работы реле, уменьшить паразитные явления в схеме, облегчить регулировку и, если это

необходимо, уменьшить обратное влияние реле на источник стартовых сигналов.

Время, в течение которого релейная схема, построенная на вакуумных лампах, переходит от одного устойчивого состояния к другому, существенно определяется параметрами схемы. Так же как и быстрые переходы в мультивибраторах, быстрые процессы в этих схемах носят весьма сложный характер и в разных стадиях изменения напряжения на сетках и анодах ламп имеют существенно

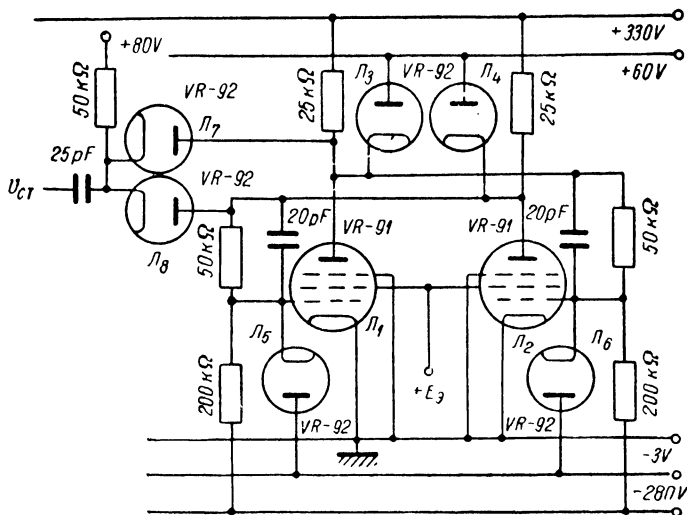


Рис. 4.75. Схема, иллюстрирующая применение диодов в схеме релаксационного реле для сокращения времени переходов от одного устойчивого состояния к другому.

различную скорость. Кроме того, эта скорость зависит также от амплитуды стартовых сигналов и времени их действия. Анализ и экспериментальное обследование релаксационных реле [134] показывают, что эти зависимости носят сложный характер. Приближенно можно считать, что чем больше амплитуда стартового сигнала, тем меньше время перехода схемы из одного устойчивого состояния в другое.

Для постройки быстрых релаксационных реле желательно выбирать лампы с большой крутизной анодной характеристики, большим анодным током, малыми межэлектродными емкостями и небольшим напряжением запирающего. Монтаж схемы следует вести таким образом, чтобы распределенные емкости были бы минимальными. К числу емкостей схемы, которые должны изменить свой заряд после перехода реле в одно из крайних состояний, относятся и емкости C_1 , содержащиеся в цепях связи реле с двумя устойчивыми состояниями

(рис. 4.72) и в реле с несимметричными цепями связи (рис. 4.60). Поэтому эти емкости следует брать возможно меньшими, подбирая их величину экспериментально после того, как реле построено. При соблюдении необходимых предосторожностей и выборе подходящих ламп минимальное время между двумя стартовыми сигналами (разрешающее время схемы) может быть доведено до нескольких десятых микросекунды.

Для значительного уменьшения разрешающего времени релаксационного реле ограничивают пределы, в которых изменяются напряжения на анодах и сетках ламп, одновременно увеличивая начальные скорости этих изменений. Схема, приведенная на рис. 4.75, иллюстрирует применение этого способа сокращения времени переходов в реле с двумя устойчивыми состояниями. Положим, что до прихода стартового сигнала лампа L_1 заперта, а L_2 — открыта. Напряжение на аноде закрытой лампы, благодаря включению диода L_7 , устанавливается около 80 в, так как катод диода присоединен (через сопротивление 50 ком) к источнику напряжения 80 в. Совершенно так же диод L_4 препятствует понижению напряжения на аноде L_2 более чем до 60 в. Потенциал сетки открытой лампы близок к нулю вследствие протекания сеточного тока лампы. Наконец, напряжение на сетке лампы L_1 имеет величину около —3 в благодаря включению диода L_5 , который препятствует дальнейшему понижению напряжения u_c (потенциал запирающей лампы L_1 при выбранном режиме около —2 в). При действии стартового сигнала лампа L_2 запирается и напряжение на ее аноде начинает возрастать. Начальная скорость этого возрастания большая, так как напряжение u_{a2} стремится к большой величине, равной $E_a = 330$ в. Но, достигнув 80 в, u_{a2} перестает изменяться, так как при этом начинает проводить диод L_3 . Таким образом, анодное напряжение запирающейся лампы изменяется всего на 20 в, причем время этого изменения мало. Совершенно так же напряжение на аноде L_1 падает, стремясь к величине, меньшей 60 в, но благодаря тому, что при этом напряжении начинает проводить диод L_3 , дальнейшее изменение u_{a1} прекращается. Такой же эффект создает диод L_6 , препятствуя потенциалу сетки второй лампы упасть ниже —3 в, хотя в своем изменении он стремится к значительно меньшей величине.

Время перехода в такой схеме от одного устойчивого состояния к другому около 0,1 мксек.

Метод ограничения изменений напряжений в различных точках схемы с помощью диодов в настоящее время широко применяется как в релаксационных реле, так и во многих измерительных устройствах.

ГЛАВА V

НЕКОТОРЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 1. Осциллографирование электрических процессов

1. Основные характеристики осциллографических трубок. Возможность наблюдать на экране осциллографической трубки как крайне быстрые процессы, протекающие за доли миллимикросекунды, так и практически сколь угодно медленные процессы делает ее незаменимой для многих исследований. Улучшение конструкции осциллографической трубки и усовершенствование схем усилителей и устройств, управляющих электронным лучом, позволили превратить катодный осциллограф в прибор, пригодный не только для качественных, но и для точных количественных исследований. Такому исследованию могут быть подвергнуты как электрические, так и неэлектрические процессы, которые могут быть преобразованы в тождественные им электрические. Превращение катодного осциллографа в точный измерительный прибор необычайно расширило область его применения и в настоящее время осциллограф стал одним из самых распространенных лабораторных приборов.

Обилие книг, посвященных рассмотрению катодных осциллографов в связи с разнообразными конкретными применениями прибора [142, 155, 156], позволяет ограничиться здесь описанием лишь в самых общих чертах основных особенностей его работы.

Пригодность осциллографической трубки для тех или иных исследований зависит от размеров и яркости следа электронного луча на флюоресцирующем экране, величины экрана, длительности и цвета свечения люминофора, чувствительности трубки и, наконец, от степени искажений, которые вносит трубка в форму исследуемых сигналов. Два наиболее распространенных типа электроннолучевых трубок — с управлением электронным лучом электрическим полем и магнитным полем — приведены на рис. 5.1. Трубки с магнитным управлением имеют ряд положительных свойств, но в настоящее время в лабораторной практике обычно применяются трубки первого типа. Основная причина этого заключается в том, что такие трубки вносят значительно меньшие искажения в форму исследуемых быстропеременных процессов со сложным спектральным составом.

Трубки с электростатическим отклонением луча имеют очень большое входное сопротивление, и для управления лучом в них нужна весьма малая мощность.

Размеры светящегося пятна на экране зависят от качества электроннооптической системы трубки, скорости и плотности электронов в пучке, достигающем экрана, и свойств последнего. Для управления яркостью пятна на экране в электронной пушке имеется модулирующий электрод. Обычно он представляет собой охватывающий катод

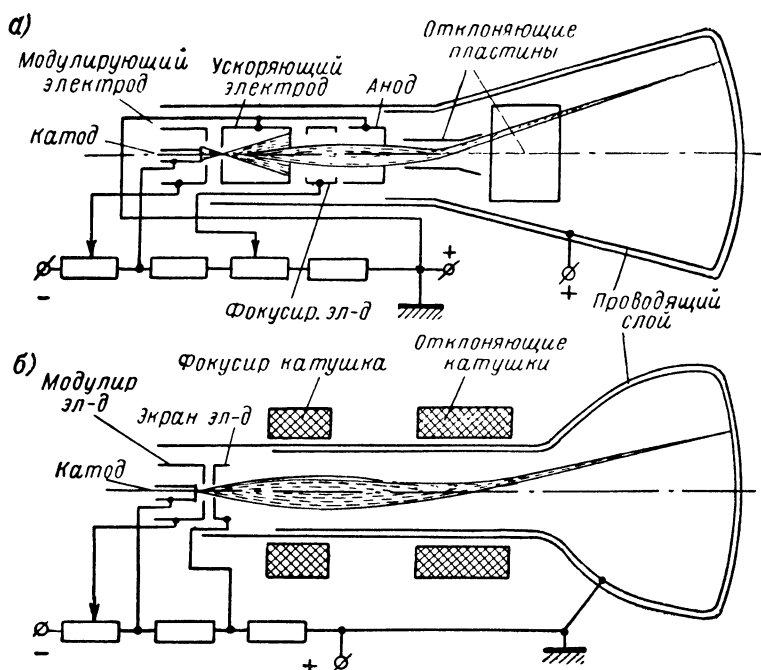


Рис. 5.1. Осциллографические трубки с управлением электронным лучом электрическим (а) и магнитным (б) полем.

цилиндр с закрытым торцом, в котором имеется отверстие, расположенное против поверхности катода. Изменяя напряжение на этом электроде, можно регулировать яркость светящегося пятна на экране вплоть до его полного исчезновения. За модулирующим электродом у большинства современных электронных пушек расположен ускоряющий электрод. Если его потенциал относительно катода поддерживается неизменным (равным нескольким сотням вольт или равным потенциалу анода), ток в луче слабо зависит от изменения потенциалов на последующих электродах электроннооптической системы. Вместе с тем, изменяя распределение потенциалов между ними,

можно управлять фокусным расстоянием электроннооптической системы и фокусировать, таким образом, электронный поток на экране трубки.

По выходе из пушки электронный пучок последовательно проходит сначала между первой, а затем между второй парами пластин, расположенных во взаимно перпендикулярных плоскостях. Электрическое поле между пластинами каждой пары вызывает отклонение электронного луча и перемещение светящегося пятна на экране трубки; два взаимно перпендикулярных смещения складываются векторно.

Понятие размера светящегося пятна условно, поскольку его яркость максимальна в центре и плавно убывает по мере приближения к краям. Чаще всего, говоря о диаметре пятна, имеют в виду минимальное расстояние между двумя его положениями или между двумя линиями, прочерченными лучом на экране, которые воспринимаются как раздельные. Вследствие конечной толщины люминесцирующего слоя экрана и рассеяния света в нем световое пятно оказывается несколько большим электронного. Так как поле между катодом, модулирующим электродом и первым ускоряющим электродом образует одну из электростатических линз электронной пушки, изменение распределения потенциалов между ними сопровождается изменением размеров светящегося пятна на экране. С увеличением тока в луче размеры пятна возрастают, а при уменьшении напряжения на первом ускоряющем электроде диаметр пятна уменьшается. Он уменьшается также при увеличении общего ускоряющего напряжения.

Размер светящегося пятна на экране существенно определяет разрешающую способность осциллографической трубки. Ее мерой может служить отношение диаметра трубки к диаметру светящегося пятна. Очевидно, что чем больше величина этого отношения, тем, при прочих равных условиях, можно наблюдать более мелкие детали формы сигналов. Абсолютное значение диаметра пятна, кроме того, зависит от длительности послесвечения экрана. Трубки без послесвечения (с малой интенсивностью длительного послесвечения) применяются при работе с периодическими сигналами, следующими через интервалы, меньшие времени послеедействия глаза (порядка $\frac{1}{20}$ сек.). При меньшей частоте чередования точность наблюдения резко падает и сильно возрастает утомляемость глаз. Для наблюдения однократных или повторяющихся через большие интервалы времени сигналов удобно применять трубки, у которых послесвечение экрана настолько длительно, что след луча сохраняется на время, достаточное для визуального наблюдения или измерений. Экраны с длительным послесвечением обычно состоят из двух слоев разных люминофоров. Один из них возбуждается электронами и имеет короткое синее свечение, а второй, расположенный под ним, имеет длительное послесвечение (зелено-желтого цвета) и возбуждается свечением первого. Примером трубки с экраном первого типа может служить трубка

13ЛО36, а с экраном второго типа — 13ЛО37. Размер светящегося пятна у трубок с коротким послесвечением обычно несколько десятых долей миллиметра (а в специальных конструкциях „микроосциллографов“ размер пятна $10^{-2} \div 10^{-3}$ мм [^{157, 158}]). У трубок с длительным послесвечением диаметр пятна в несколько раз больше и может быть порядка нескольких миллиметров.

Для наблюдения формы сигналов на экране трубки и, в особенности, для фотографирования экрана существенное значение имеет яркость пятна. Последняя приблизительно пропорциональна квадрату ускоряющего напряжения и поэтому путем увеличения последнего можно увеличить яркость пятна без увеличения его размеров. Однако с возрастанием скорости электронов в пучке падает чувствительность трубки (см. ниже). Для получения сравнительно большой чувствительности при большой яркости свечения экрана применяют ускорение электронов после отклонения их пластинами (трубки с послеускорением). Для того чтобы дополнительное ускоряющее поле не привело к искажению формы пятна, его эквипотенциальные поверхности должны быть перпендикулярны лучу при направлении последнего в любую точку экрана. Иначе говоря, эти поверхности должны представлять собой концентрические сферы с центром в области отклоняющих пластин. Для получения такого поля на внутреннюю поверхность колбы осциллографической трубки вблизи экрана наносят кольца из аквадага или другого проводящего вещества и подают на них постепенно возрастающее напряжение. Если, например, напряжение на втором аноде электронной пушки 1,5 кВ, то послеускорение электронов на 6 кВ приводит к увеличению яркости свечения в 25 раз, а чувствительность трубки при этом уменьшается примерно на 30% (тогда как при увеличении напряжения питания пушки до 7,5 кВ такое же увеличение яркости пятна сопровождается уменьшением чувствительности в пять раз).

Увеличение яркости пятна необходимо для увеличения скорости записи по мере перехода к регистрации все более и более быстропеременных процессов. Под скоростью записи понимают скорость движения по экрану трубки светящегося пятна, траектория которого при исследовании однократных явлений обычно фотографируется. Максимальная возможная скорость регистрации ограничивается тем, что с увеличением скорости движения пятна яркость свечения падает и, наконец, становится слишком малой для того, чтобы вызвать почернение фоточувствительного слоя. Наилучшие результаты в отношении фотографической регистрации процессов с большим разрешением деталей дают трубки с коротким синим свечением. Применяя светосильную оптику и чувствительные фотоматериалы с трубками без послеускорения и напряжением питания электронной пушки, равным 1—2 кВ, можно получить скорость записи порядка нескольких километров в секунду. У трубок с послеускорением электронов до 7—10 кВ максимальная скорость записи возрастает до многих десятков

или нескольких сотен километров в секунду. Наконец, специальные высоковольтные трубки, предназначенные для исследования сверхбыстрых процессов, позволяют довести скорость записи до многих десятков тысяч километров в секунду.

Говоря о чувствительности трубки, имеют в виду величину отношения перемещения светящегося пятна на экране к разности потенциалов между отклоняющими пластинами. Чувствительность большинства трубок с напряжением питания в несколько киловольт, используемых в широко применяемых лабораторных осциллографах, колеблется в пределах от 2 до 0,2 мм/в (чувствительность высоковольтных трубок значительно ниже). Поэтому для перемещения светящегося пятна в пределах всего экрана необходимо подавать на отклоняющие пластины напряжение порядка нескольких десятков или нескольких сотен вольт (в зависимости от типа трубки). Следует иметь в виду, что чувствительность некоторых трубок по одной паре пластин зависит от напряжения, приложенного ко второй паре пластин. Иначе говоря, чувствительность, например, по горизонтальной оси зависит от расположения луча на вертикальной оси, причем по мере удаления луча от центра экрана чувствительность трубки уменьшается. Поэтому, если на одну пару пластин подать переменное напряжение с постоянной амплитудой и постепенно перемещать луч по экрану, изменяя напряжение между второй парой пластин, то длина линий будет меняться, а сами они будут искривляться по мере удаления от диаметра трубки (рис. 5.2). Это явление обусловлено неравномерностью поля между отклоняющими пластинами, которая возрастает по мере приближения к их краям. Такие искажения, носящие название трапециодальных, могут привести к заметным погрешностям при использовании трубки для количественных измерений. Обнаружить трапециодальные искажения и судить об их величине можно, наблюдая на экране осциллографа картину, аналогичную приведенной на рис. 5.2.

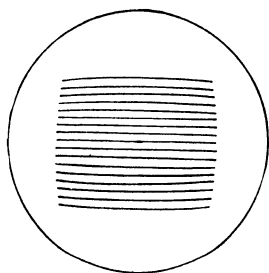


Рис. 5.2. Иллюстрация трапециодальных искажений.

Если к отклоняющим пластинам приложено переменное напряжение и его период соизмерим со временем пролета электронов между пластинами, то чувствительность оказывается меньшей, чем измеренная при низких частотах или при действии между пластинами постоянной разности потенциалов. У обычных широко распространенных трубок это явление наблюдается при частотах, превышающих 100 мГц, причем чувствительность по мере увеличения частоты падает, а затем становится „отрицательной“, т. е. отклонение пятна на экране происходит в противофазе с переменным напряжением на отклоняющих пластинах. Это явление может привести к сильному

равен 25 *мкА*, для получения напряжения, равного 100 *В*, нагрузочное сопротивление фотоэлемента должно быть 4 *МОм*. Снятое с этого сопротивления напряжение может быть непосредственно подано на отклоняющие пластины трубки. Но если суммарная емкость, шунтирующая нагрузочное сопротивление (входная емкость трубки, емкость фотоэлемента и подводящих проводов), составляет 50 *пФ*, то постоянная времени цепи 0,2 *мксек*, и уже при частоте оптических сигналов $f = 400$ *гц* будет наблюдаться десятипроцентный завал частотной характеристики измерительной цепи [см. выражение (2.17)].

Для повышения величины сигнала, подводимого к осциллографической трубке, в осциллограф вводят усилитель. Обычно усилители, предназначенные для работы с осциллографическими трубками, строятся по схеме с симметричным выходом. Это связано с тем, что отклонение пятна от центра экрана сопровождается увеличением его размеров, причем пятно приобретает эллиптическую форму. Дефокусировка пятна обусловлена тем, что электроны, покинувшие пушку, движутся не в эквипотенциальном пространстве, если потенциал пластин отличен от потенциала последнего электрода пушки.

Эта дефокусировка минимальна, если средний потенциал пластин остается неизменным при действии сигнала, что и имеет место при симметричном выходе усилителя.

Ряд схем усилителей, специально предназначенных для работы с осциллографическими трубками, был приведен в § 1, гл. III. Требования, которым должен удовлетворять усилитель для неискаженного воспроизведения формы сигналов (или, точнее, для того, чтобы искажения не превосходили допустимой величины), зависят от назначения осциллографа. Типовые осциллографы, широко используемые в лабораторной практике, имеют усилители оси *У* с полосой пропускания от нескольких герц до нескольких сотен килогерц [121]. Полоса пропускания усилителей осциллографов высокого класса охватывает область частот до значений порядка 10 *Мгц* [189, 160]. В осциллографах, предназначенных для работы с импульсами, имеющими длительность порядка сотых или тысячных долей микросекунды, применяются усилители с распределенными параметрами [161] (см. п. 3, § 2, гл. III). Наконец, в литературе описаны осциллографы для исследования низкочастотных процессов с усилителями постоянного напряжения [162] (см. § 4, гл. III). Коэффициент усиления большинства осциллографических усилителей лежит в пределах от нескольких сотен до нескольких тысяч. В усилителе предусматривается возможность регулировки коэффициента усиления, а на входе обычно включают аттенюатор. Благодаря этому при изменении амплитуды сигналов в широком диапазоне, можно выбрать наивыгоднейшие условия для наблюдения их на экране трубки. Усиление сигналов всегда сопровождается некоторым искажением их формы, и поэтому во всех случаях, когда исследуемое напряжение достаточно велико, желательно подавать его непосредственно на отклоняющие пластины трубки.

На вторую пару пластин трубки (обычно через усилитель) подают напряжение, обеспечивающее перемещение луча по известному закону в направлении, перпендикулярном оси явления (вход X на рис. 5.3). Движение пятна, описываемое явной функцией времени, называют временной разверткой. Для получения временной развертки в схему осциллографа вводят „генератор развертки“ (рис. 5.3). При исследовании периодических процессов используют периодическую развертку, выбирая ее частоту равной или кратной частоте чередования сигналов. В простейшем случае применяют линейную развертку, дающую возможность получить постоянный масштаб по оси времени. Для этого применяют генератор пилообразного напряжения, который вводят в схему осциллографа. Линейное нарастание напряжения служит для создания „рабочего“ хода луча трубки, а возвратный скачок — для „обратного“ хода луча. Отклонение развертки от линейной может вызвать искажение формы сигналов не менее существенное, чем искажения при усилении. Для того чтобы установить степень линейности развертки (и одновременно судить о масштабе по оси времени), достаточно проследить за разверткой гармонического напряжения, поданного на сигнальные пластины. Зная характер нелинейности развертки, можно ввести соответствующие коррективы в форму наблюдаемого явления. В некоторых случаях нелинейность развертки вводят умышленно для того, чтобы растянуть одну часть исследуемого процесса за счет сжатия другой. Если при этом закон перемещения луча по оси времени известен, не представляет труда привести наблюдаемый процесс к линейному масштабу по оси времени. Для того чтобы на экране наблюдать неподвижное изображение, генератор развертки обычно синхронизируется исследуемым напряжением. Для этого на него подается (часто через вспомогательный каскад, служащий усилителем и буфером) часть напряжения, снятого с выхода усилителя оси Y . До поступления на трубку напряжения, возбуждаемое генератором развертки, усиливается с помощью усилителя оси X . В осциллографах обычно предусматривается возможность отключения входа этого усилителя от генератора развертки и присоединение к специальной входной клемме осциллографа. Подавая на вход Y напряжение, отражающее одно явление, а на вход X — отражающее другое явление, можно изучать зависимость одного явления от другого. Точно так же, на вход X может быть подано напряжение, пропорциональное тому или иному физическому параметру (току, давлению, освещенности, частоте сигналов и т. д.), определяющему протекание исследуемого явления. Пример применения таких „безвременных“ осциллограмм будет приведен ниже.

Усилитель оси X обычно имеет характеристики несколько худшие, чем усилитель оси Y , и лишь в прецизионных лабораторных осциллографах оба усилителя делаются с возможно более идентичными характеристиками. Это может быть существенно для изучения связи двух процессов методом безвременных осциллограмм.

Третий вход осциллографа (рис. 5.3) предназначен для управления яркостью светящегося пятна на экране трубки (этот вход иногда называют „осью Z“). Изменение яркости пятна позволяет выделить определенные стадии процесса, отметить характерные моменты явления или связь одного изучаемого явления с другим и т. п. В некоторых схемах осциллографов модуляция яркости луча использована для нанесения отметок времени. Для этого в схему вводят генератор, подающий на модулирующий электрод кратковременные импульсы с хорошо известным периодом чередования. При этом на линию, прочерчиваемую лучом на экране, наносятся точки, отличающиеся своей яркостью. Известный недостаток этого метода заключается в том, что при изменении яркости изменяется также и фокусировка луча. Поэтому луч вблизи меток времени в большей или меньшей

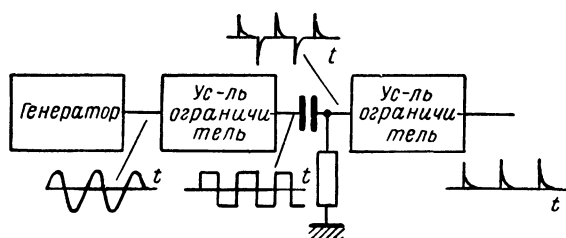


Рис. 5.4. Блок-схема для получения отметок времени на экране осциллографа.

степени расфокусирован. Другой метод заключается в нанесении меток времени на прочерчиваемую на экране линию в виде кратковременных пиков небольшой амплитуды.

Для получения импульсов отметок времени служит специальный генератор, указанный в блок-схеме на рис. 5.3. Обычно он состоит из генератора гармонических колебаний, работающего с достаточно большой стабильностью и синхронизированного с генератором развертки (что необходимо для получения неподвижных отметок времени на основном луче). Возбуждаемое им напряжение преобразуется в усилителе-ограничителе в последовательность прямоугольных импульсов (см. п. 1, § 4, гл. IV), которые, в свою очередь, проходя через RC -цепь с малой постоянной времени, превращаются в кратковременные импульсы положительной и отрицательной полярности (рис. 5.4). Эти импульсы вновь усиливаются, причем через усилитель проходят импульсы только одной полярности, и подаются на модулирующий электрод трубки или через последние каскады усилителя оси Y накладываются на прочерчиваемую лучом на экране линию.

Во многих современных осциллографах модулирующий электрод используется для включения луча только на время рабочего хода для того, чтобы обратный ход пятна не накладывался на наблюдаемую

состоянии левый триод лампы L_1 открыт, и на модулирующем электроде имеется сравнительно большой отрицательный потенциал относительно катода трубки. Действующее на входе пилообразное напряжение развертки проходит через две RC -цепи с малыми постоянными времени, входную цепь дополнительного усилительного каскада, построенного на лампе 6С2С, и цепь связи этого каскада с сеткой запертой лампы релаксационного реле. Начальный момент рабочего хода развертки отмечается появлением на этой сетке кратковременного положительного импульса напряжения, который запускает реле. В результате этого левая лампа реле закрывается, запирается также диод D_1 , величина отрицательного напряжения на модулирующем электроде трубки уменьшается, и на экране появляется светящееся пятно. Начало обратного хода сопровождается появлением отрицательного импульса на сетке правой лампы реле, которая запирается, и на модулирующий электрод вновь подается относительно большой отрицательный потенциал. Обратим внимание на то, что обычно катод осциллографической трубки (а также и модулирующий электрод) находится под высоким потенциалом относительно земли. Соответственно под высоким потенциалом будут находиться и цепи схемы рис. 5.5. Поэтому эта схема должна быть хорошо изолирована от земли и питаться от отдельного источника, в котором вторичная обмотка трансформатора и связанные с ней элементы также должны быть хорошо изолированы от земли. Это является некоторым недостатком схемы, но иногда с ними приходится мириться. Дело в том, что яркость и фокусировка луча существенно зависят от потенциала модулирующего электрода, который поэтому должен поддерживаться строго постоянным в течение всего рабочего хода луча. При медленных же развертках, когда этот ход длится в течение многих секунд, включение разделительного конденсатора с целью отделить модулирующий электрод от источника импульсов подсветки приводит к появлению скалывания импульсов и к изменению яркости и фокусировки луча при перемещении его по экрану.

Блок гашения луча трубки может быть либо включен в общую схему осциллографа, либо выполнен в виде отдельной приставки к типовому осциллографу, не имеющему соответствующих каскадов. Вход, предназначенный для подачи меток масштаба времени, указанный в приведенных схемах, можно использовать для дополнительного управления яркостью луча внешними сигналами.

Помимо равномерных разверток с постоянным или приблизительно постоянным масштабом по оси времени, широко применяют также и неравномерные развертки. Такая развертка особенно полезна, если разные стадии исследуемого процесса протекают с существенно различной скоростью. В этом случае рационально расширять масштаб в одной части экрана за счет сжатия его в другой части экрана. Этот прием позволяет увеличить точность осциллографических исследований. Еще большая точность получается, если удастся использовать

так называемую „функциональную“ развертку, т. е. выбрать закон изменения напряжения развертки тождественным (с точностью до постоянных величин) с законом исследуемого явления. Проиллю-

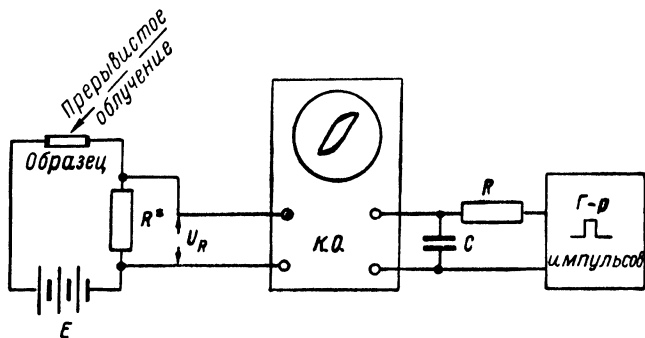


Рис. 5.6. Схема осциллографической установки для исследования кинетики фотопроводимости с использованием экспоненциальной развертки.

стрируем применение неравномерных и функциональных разверток на примере исследования релаксации фотопроводимости полупроводников. Исследуемый образец, к которому приложено постоянное

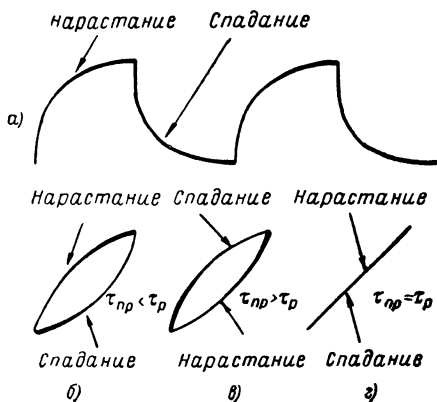


Рис. 5.7. Осциллограммы экспоненциального нарастания и спада величины фотопроводимости: (а) — в линейном масштабе времени, (б), (в) и (г) — в экспоненциальном масштабе времени.

напряжению, подвергается действию периодических импульсов света постоянной интенсивности (рис. 5.6). С сопротивления, включенного в цепь питания образца, снимается напряжение на вход Y осциллографа. Мгновенное значение этого напряжения пропорционально мгновенной величине протекающего через образец тока и при условии, что $U_R \ll E$, пропорционально его проводимости.

При линейной развертке на экране осциллографа в натуральном масштабе изображаются кривые, отражающие закон релаксации фотопроводимости образца (рис. 5.7а).

Обычно они обнаруживают монотонное и сравнительно быстрое уменьшение скорости изменения фотопроводимости после начала освещения образца и после прекращения облучения. Поэтому точность исследования начальных относительно быстрых стадий процесса

сравнительно мала. Ее можно повысить, применяя экспоненциальную развертку, т. е. используя для движения луча в прямом направлении по оси времени экспоненциально нарастающее напряжение

$u \sim U'(1 - e^{-\frac{t}{\tau_p}})$, а при движении в обратном направлении — экспоненциально убывающее напряжение $u \sim U''e^{-\frac{t}{\tau_p}}$. Получить экспоненциальную развертку не представляет труда. Как уже отмечалось выше, именно такую развертку дают генераторы с зарядкой емкости через сопротивление. В рассматриваемом случае экспоненциальную развертку удобнее всего получить, снимая напряжение с емкости RC -цепи, на вход которой поданы прямоугольные импульсы напряжения, синхронные со световыми импульсами, облучающими образец (рис. 5.6).

Постоянная времени такой развертки совпадает с постоянной времени цепи $\tau = RC$, а амплитуда определяется амплитудой импульсов напряжения, питающих RC -цепь, и соотношением между их периодом и величиной τ . Напряжение, снимаемое с конденсатора RC -цепи, которая выполняется таким образом, что ее постоянную времени легко можно изменять в определенных пределах, подается на вход X осциллографа. При этом осциллограмма процесса представляет собой петлю (рис. 5.7б и в), причем ее вид и раствор определяются постоянной времени развертки и законом изучаемого явления. В частности, если исследуемый процесс следует экспоненциальному закону, т. е. фотопроводимость после начала облучения образца нарастает по закону

$\sigma \sim \sigma'(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{np}}})$, а после прекращения облучения спадает по закону

$\sigma \sim \sigma''e^{-\frac{t}{\tau_{np}}}$, ветви петли представляют собой параболы. При равенстве постоянной времени τ_p и τ_{np} параболы вырождаются в прямые и сливаются на экране (рис. 5.7г). Превращение петли в прямую линию позволяет с большой точностью определить постоянную времени исследуемого экспоненциального процесса, проградуйровав предварительно RC -цепь развертки. Если ни при каких значениях τ_p петля не вырождается в прямую, это дает возможность однозначно утверждать, что процесс как нарастания, так и спадания фотопроводимости не следует экспоненциальному закону. В этом случае однократное измерение не дает возможности сразу указать закон изучаемого явления и определить входящие в его аналитическое выражение постоянные, но применение экспоненциальной развертки позволяет точнее исследовать характер закона благодаря расширению масштаба начальных стадий. Изменяя постоянную времени τ_p , легко в большей или меньшей степени растягивать разные участки процесса, что дает возможность исследовать их детальнее, чем в линейной развертке. Применение экспоненциальной развертки с переменной постоянной времени позволило значительно повысить точность осциллографического исследования релаксационных процессов не только

$u = U_0 e^{-\frac{t}{\tau_p}}$. При этом на экране трубки наблюдается зондовая характеристика, причем величина тока, текущего на зонд, откладывается в линейном, а напряжение — в экспоненциальном масштабе. При выполнении условия $\tau_p = \frac{k}{pe} T_0$, экспоненциальный участок зондовой характеристики в таких „полуэкспоненциальных“ координатах изображается прямой линией. Отсюда следует, что, зная величину p и подбирая такую величину постоянной времени развертки, при которой значительный участок наблюдаемой на экране трубки зондовой характеристики представляет собой прямую линию, без каких-либо дополнительных измерений или построений, легко найти температуру электронов в разряде. (Если ни при каком значении τ_p на зондовой характеристике не обнаруживается прямолинейного участка, то это означает, что распределение скоростей электронов в разряде отличается от максвелловского). Так как при этом температура электронов с точностью до постоянного коэффициента равна постоянной времени развертки (при заданном значении p), то развертывающее устройство может быть прямо проградуировано в градусах абсолютной шкалы температуры. Это позволяет непосредственно по шкале прибора отсчитывать температуру электронов в разряде после спрямления характеристики на экране трубки.

Увеличивая амплитуду переменного напряжения, питающего зонд, можно найти такое ее значение, начиная с которого на экране осциллографа будет наблюдаться отклонение зондовой характеристики от прямолинейной. Это соответствует переходу к замедленному (по сравнению с экспоненциальным) нарастанию тока, текущего на зонд, если его потенциал близок или превосходит потенциал пространства в той области разряда, в которую он помещен. Отмечая величину напряжения, при которой на зондовой характеристике появляется изгиб, легко непосредственно, без дополнительных построений, прямо по шкале прибора определить потенциал разрядного промежутка вблизи зонда ($U_{пр}$).

Зная величины T_0 и $U_{пр}$, можно определить концентрацию электронов в разряде.

Построение установки для исследования зондовых характеристик по описанному принципу иллюстрирует рис. 5.8. Установка содержит два синхронно работающих генератора: один пилообразного напряжения, питающего зонд, и второй — генератор прямоугольных импульсов, которые преобразуются в экспоненциальные с помощью RC -цепи с переменной постоянной времени τ_p . Характер изменения напряжения в разных точках схемы показан на рис. 5.9а.

На рис. 5.9б изображена осциллограмма, наблюдаемая при выполнении условия $\tau_p = \frac{k}{pe} T_0$. Прямолинейная ветвь петли соответствует движению луча в интервалы времени $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$ и т. д.,

а дугообразная часть петли — движению луча в интервалы времени $t_1—t_2$, $t_3—t_4$ и т. д. Изменение вида осциллограммы при увеличении амплитуды пилообразного напряжения с целью определения величины $U_{пр}$ иллюстрирует рис. 5.9а.

Для изображения на экране осциллографа зондовой характеристики, разумеется, вовсе не обязательно применять экспоненциальную развертку — можно на вход X осциллографа подать линейно изменяющееся напряжение, служащее для питания зонда. В этом случае на

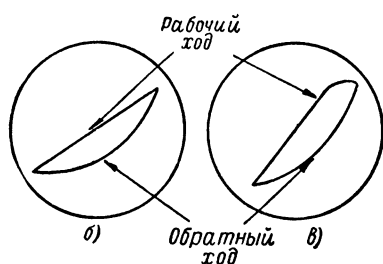
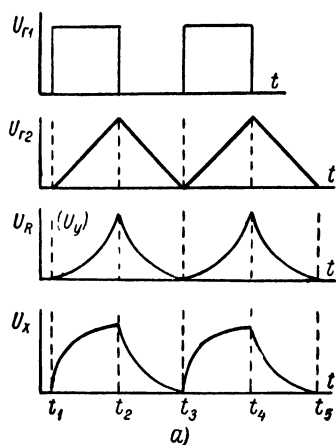


Рис. 5.9. а) — графики, иллюстрирующие изменение напряжения в разных точках схемы, изображенной на рис. 5.8; б и в) — осциллограммы, наблюдаемые на экране осциллографа.

экране будет наблюдаться зондовая характеристика, причем ток и напряжение изображаются в линейном масштабе. Однако при этом, так же как и в приведенном выше примере изучения релаксационных процессов в полупроводниках, точность исследования изображаемой кривой будет мала вследствие большой разницы в скоростях изменения зондового тока в разных областях значений напряжения на зонде. Описанный же осциллографический метод исследования зондовых характеристик с помощью безвременных „функциональных“ осциллограмм отличается большой точностью. Он позволяет быстро получать все сведения о параметрах разряда, которые дает обычный метод зондов в результате обработки снятой по точкам кривой. Быстрота метода позволяет применить его, в частности, для исследования импульсного газового разряда [164].

Приведенные примеры применения катодного осциллографа имеют целью только продемонстрировать рациональность использования функциональных (временных и безвремен-

ных) разверток. Ниже, в следующем параграфе настоящей главы, будут приведены схемы круговой и спиральной разверток в связи с применением осциллографов для измерения интервалов времени между электрическими сигналами. Работа катодного осциллографа в качестве измерительного прибора при решении многих задач экспериментальной электротехники, радиотехники, физики, механики, биологии и т. д. подробно описана в широко известных специальных книгах [142, 156].

3. Осциллографирование одиночных процессов. При исследовании непериодических процессов, например, при наблюдении одиночных импульсных сигналов, изучении однократных явлений и т. п., периодическая развертка неудобна. В этих случаях применяют так называемую ждущую развертку, которая позволяет подавать на пластины оси времени напряжение только при действии на входе схемы исследуемого сигнала. Для этого используется генератор пилообразного напряжения, превращенный в релаксационное реле с одним устойчивым состоянием (см. § 5 гл. IV). При поступлении на вход осциллографа исследуемого напряжения реле совершает один цикл колебаний, дает однократное перемещение луча по оси времени и возвращается в исходное состояние. Если изучаемое явление неуправляемое (например, наблюдаются импульсы, даваемые счетчиками частиц), то запуск генератора однократной развертки осуществляется самим исследуемым напряжением. Недостаток этого метода заключается в том, что запуск развертки происходит лишь после того, как явление достигнет определенной стадии (например, напряжение в импульсе возросло до критического значения). Поэтому начальные стадии процесса остаются вне наблюдения, так как они поступают на трубку до того, как начнется перемещение луча по оси времени. Для того чтобы избежать этого, вводят между входом осциллографа и сигнальными пластинами трубки линию задержки. При этом, разумеется, качество линии задержки должно быть достаточно высоким для того, чтобы она не внесла искажений (см. п. 4 § 3 гл. I). Если же начало исследуемого процесса фиксировано и определяется внешним воздействием (например, включением питания, открыванием фотозатвора, проскакиванием между электродами электрической искры и т. п.), то одновременно, независимо от развития изучаемого процесса, может быть запущена развертка. В этом случае на экране трубки наблюдаются и самые начальные стадии явления.

Генератор однократной развертки может быть построен по схемам, подобным схемам генераторов пилообразного напряжения, приведенным в § 4 гл. IV. Так, например, если тиратрон в схеме, изображенной на рис. 4.47, поставить в такой режим, что он будет заперт, пока на сетку не придет положительный импульс, то схема превратится в генератор ждущей развертки. Рабочий ход луча будет соответствовать уменьшению напряжения на конденсаторе при его разряде через тиратрон. Порог срабатывания такого генератора может быть установлен достаточно высоким для того, чтобы случайные сигналы, помехи или импульсы шума не привели к запуску развертки.

В современных схемах импульсных осциллографов, рассчитанных на быструю работу, в большинстве случаев предпочитают строить генератор развертки на вакуумных лампах, а для защиты от ложных срабатываний в схему часто вводят амплитудный дискриминатор

(см. § 3 настоящей главы). Пример схемы генератора однократной развертки, построенного на вакуумных лампах, приведен на рис. 5.10. Схема содержит усилительный каскад, построенный на лампе Π_1 , релаксационное реле с одним устойчивым состоянием (запертый мультивибратор) и, наконец, лампу, управляющую разрядкой и зарядкой конденсатора C (лампа Π_3). В исходном состоянии левый триод лампы Π_2 заперт, а лампа Π_3 открыта, и напряжение на ее аноде равно нескольким десяткам вольт. До этого напряжения заряден конденсатор C , включенный параллельно Π_3 . В результате действия на входе схемы импульса отрицательной полярности, соответствующего начальной стадии исследуемого с помощью осцилло-

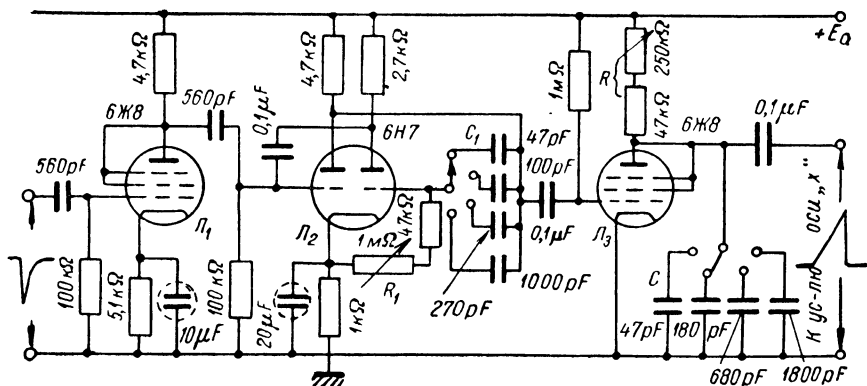


Рис. 5.10. Пример схемы однократной (ждушей) развертки.

графа процесса, реле переходит во второе крайнее состояние, и потенциал анода левого триода Π_2 резко падает. Это приводит к запирающему лампы Π_3 , и емкость C начинает заряжаться от источника питания через сопротивление R . Нарастание напряжения на конденсаторе и используется для движения пятна на экране трубки по оси времени. Длительность развертки и ее скорость определяются временем пребывания реле во втором состоянии и постоянной времени зарядки емкости C (последняя должна быть значительно больше длительности развертки, так как в противном случае развертка будет сильно нелинейной). То и другое регулируется в схеме изменением параметров одной из цепей связи реле (емкости C_1 и сопротивления R_1) и изменением величин сопротивления R и емкости C . При указанных на рис. 5.10 параметрах схема однократной развертки может служить для исследования процессов, протекающих в интервале времени от микросекунды до 300 мксек. Генератор может быть собран в виде отдельного блока — приставки к обычному типовому катодному осциллографу, не имеющему ждушей развертки.

Более сложная схема генератора однократной развертки, использованная в одном из специальных импульсных осциллографов [165] и отличающаяся большой стабильностью работы и линейностью возбуждаемого напряжения, приведена на рис. 5.11. В этой схеме на лампе L_2 и катоде, управляющей и экранной сетках лампы L_3 собрано релаксационное реле с двумя устойчивыми состояниями. До прихода сигнала на вход схемы лампа L_3 этого реле открыта, а лампа L_2 заперта. Сетка лампы L_3 соединена с сеткой следующей лампы L_4 , которая также в исходном состоянии открыта. При этом напряжение на ее аноде и на обкладках конденсатора C , включенного параллельно лампе, значительно ниже напряжения источника анодного питания (300 в). При действии на входе схемы положительного импульса на аноде лампы L_2 , а следовательно, и на сетке L_3 появляется импульс отрицательной полярности, и релаксационное реле переходит во второе устойчивое состояние. При этом потенциал как сетки L_3 , так и сетки L_4 оказывается много ниже потенциала запирающего. Запирание лампы L_4 приводит к тому, что емкость C начинает заряжаться от источника питания анодной цепи лампы. При этом напряжение на конденсаторе C нарастает по закону, весьма близкому к линейному. Действительно, изменение напряжения на конденсаторе C на величину Δu_s сопровождается изменением напряжения на катодной нагрузке лампы L_6 , на которой собран катодный повторитель, на $K \Delta u_s$, где K — коэффициент усиления каскада. Если за время развертки заряд емкости связи C' не успевает измениться, то на такую же величину ($K \Delta u_s$) изменится и потенциал точки соединения диода L_5 и сопротивления R . Поэтому величина тока, протекающего через это сопротивление (т. е. тока, заряжающего конденсатор C) изменится на величину $\Delta i = \frac{\Delta u_s}{R} (K - 1)$. Очевидно, что если коэффициент усиления катодного повторителя близок к единице, то $\Delta i \approx 0$ и, следовательно, конденсатор C заряжается приблизительно постоянным током. Иначе говоря, напряжение на нем нарастает по закону, весьма близкому к линейному. Процесс зарядки конденсатора ограничивается тем, что при некотором значении напряжения на катодном сопротивлении лампы L_6 анод диода L_5 становится более положительным, чем его катод. При этом диод начинает проводить, потенциал сетки лампы L_3 возрастает настолько, что релаксационное реле возвращается в первое устойчивое состояние, и лампа L_4 вновь оказывается открытой. При этом конденсатор C быстро разряжается, и схема вновь готова к действию следующего сигнала. Напряжение развертки снимается с катода L_6 на одну отклоняющую пластину и с анода дополнительной фазоинверсной лампы L_7 — на вторую отклоняющую пластину. Такая схема позволяет получить отклоняющее напряжение без изменения среднего потенциала соответствующей пары пластин, что, как уже говорилось, необходимо для уменьшения расфокусировки луча при его отклонении.

В практической схеме имеется двоянный переключатель на девять положений, который позволяет одновременно изменять значения сопротивления R и емкости C , регулируя таким образом скорость развертки. Изменяя величину емкости C от нескольких пикофард до $0,002 \text{ мф}$ и одновременно величину сопротивления R от 30 ком до $3,3 \text{ мом}$, можно варьировать масштаб развертки от $0,5$ до 400 мксек/см .

При исследовании однократных процессов иногда бывает целесообразно приводить схему развертки в состояние готовности не автоматически, а вручную. Для этого, например, в последней схеме достаточно отсоединить катод диода J_8 от сетки лампы J_3 и для восстановления схемы после однократной развертки подавать на сетку этой лампы кратковременный импульс положительной полярности (см. § 2 настоящей главы). Для ограничения при этом величины напряжения развертки на катод диода J_8 можно подать отрицательное напряжение фиксированной величины.

В настоящее время имеется огромное многообразие схем ждущей развертки, отличающихся диапазоном скоростей развертки, линейностью развертывающего напряжения, стабильностью работы, методом восстановления и т. д. Среди них имеются и схемы, позволяющие легко переходить от режима периодической к режиму однократной развертки [142, 166]. Такие схемы полезны для постройки универсальных лабораторных осциллографов, предназначенных для наблюдения как периодических, так и одиночных явлений.

При фотографической регистрации однократных процессов, исследуемых с помощью однократной развертки, обычно применяется подсветка луча. Большой частью затвор фотоаппарата открывается за довольно значительное время до начала изучаемого явления, а луч смещается к краю экрана или выводится за его пределы. Но даже и в последнем случае экран засвечивается рассеянными электронами, и может наблюдаться заметное почернение фотографического слоя. Избежать этого позволяет запирающее луча на все время, пока нет исследуемого процесса. Для этого можно ввести в схему осциллографа релаксационное реле, запускаемое исследуемым процессом и дающее импульс напряжения положительной полярности на модулирующий электрод [167]. При этом необходимо позаботиться о том, чтобы в течение процесса развертки напряжение на модулирующем электроде оставалось неизменным. В противном случае луч не будет одинаково хорошо сфокусирован на протяжении всей развертки.

Во многих осциллографах со ждущей разверткой генератор последней строится таким образом, что он дает не только пилообразное напряжение на соответствующую пару пластин, но также и положительные импульсы, необходимые для подсветки луча. Такие импульсы могут быть, например, сняты с анода правого триода лампы J_2 в схеме, изображенной на рис. 5.10, или с анода лампы J_3 в схеме развертки, приведенной на рис. 5.11. При этом, как уже говорилось

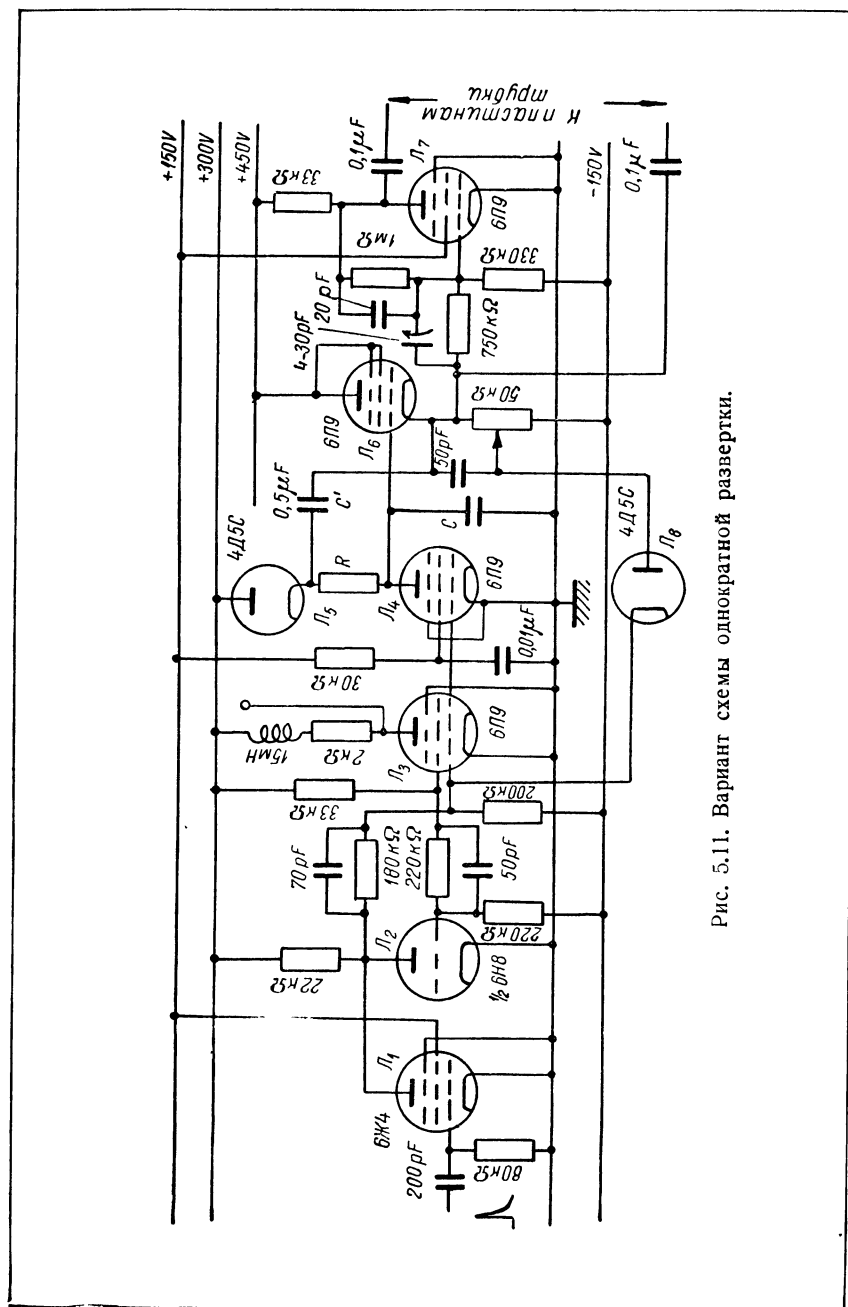


Рис. 5.11. Вариант схемы однократной развертки.

выше, должны быть приняты меры для того, чтобы напряжение на модулирующем электроде оставалось неизменным в течение всего времени развертки.

Многие современные совершенные осциллографы содержат генератор как периодической, так и ждущей развертки и с успехом могут применяться для изучения и периодических и однократных процессов [159]. Кроме того, описаны осциллографы, специально предназначенные для работы с импульсными сигналами [168]. Полные схемы таких осциллографов, ввиду их громоздкости, здесь не приводятся.

§ 2. Счет числа импульсов

1. Регистрация числа импульсов. Счет числа электрических импульсов широко применяется в физике, радиохимии, биологии, радиолокации, телефонии, телемеханике и т. д. Все практически используемые счетные схемы могут быть разделены на две группы — на схемы регистрации числа импульсов и схемы измерения среднего числа импульсов, поступающих на вход устройства в единицу времени. Схемы последнего типа часто называют измерителями скорости счета.

В схемах регистрации числа импульсов последние чаще всего отмечаются с помощью механических регистраторов. Большей частью они представляют собой электромагнит и счетный механизм в виде циферблата с указателями наподобие стрелок часов или в виде колец с нанесенными на них цифрами. При протекании через обмотку электромагнита импульса тока к сердечнику притягивается подвижный якорек, и показания счетного механизма увеличиваются на единицу. Амплитуда управляющих импульсов, необходимых для работы регистраторов разных систем, обычно составляет несколько десятков вольт, причем мощность в импульсе должна быть порядка нескольких ватт, а длительность импульсов — несколько единиц или десятков миллисекунд [168].

Существенной характеристикой регистратора является его разрешающее время — минимальное время между двумя импульсами, при котором подвижные части регистратора возвращаются в исходное состояние к приходу второго импульса. Это время ограничивает частоту повторения считаемых периодических импульсов и определяет ошибки в счете при регистрации статистически распределенных импульсов. Разрешающее время, например счетчика телефонных разговоров, около 0,1 сек. Специальные регистраторы, разработанные для применения в экспериментальной ядерной физике, имеют разрешающее время порядка 0,01—0,03 сек. В периодической литературе были опубликованы опытные конструкции более быстродействующих регистраторов, но пока нет простых и надежно работающих регистраторов с временем разрешения, существенно меньшим 0,01 сек.

Для управления работой механического регистратора с помощью относительно маломощных импульсов (например получаемых от счетчика частиц) может быть использован тиратрон или достаточно мощная вакуумная лампа (6ПЗ, 6П6, 6П9 и т. д.). Один из возможных вариантов схемы управления механическим регистратором с помощью тиратронного каскада изображен на рис. 5.12. До прихода на вход схемы положительного импульса тиратрон погашен, напряжение на его аноде равно E_a и до такого же напряжения заряжен конденсатор C . Положительный импульс зажигает тиратрон, и конденсатор разряжается через тиратрон и механический регистратор. Если в конденсаторе запасена энергия, достаточная для срабатывания регистратора, то показания последнего увеличиваются на единицу.

Величина сопротивления R должна быть выбрана достаточно большой для того, чтобы после разрядки конденсатора тиратрон погас. После погасания тиратрона конденсатор заряжается от источника питания через сопротивление R , и напряжение на аноде тиратрона восстанавливается.

Постоянная времени зарядки емкости должна быть больше времени деионизации в тиратроне. В противном случае возможна вторичная вспышка лампы и регистрация ложных импульсов.

На основании этих соображений легко выбрать параметры схемы.

При построении схем управления работой регистратора часто бывает необходимо расширение импульсов, так как импульсы, даваемые, например, ионизационными камерами, пропорциональными и сцинтилляционными счетчиками, недостаточно продолжительны для того, чтобы привести в действие регистратор. Расширение (или, как говорят, „затягивание“) импульсов может быть сделано в каскаде с большой постоянной времени анодной цепи лампы, для увеличения которой может быть включен специальный конденсатор (C^* на рис. 5.13). Положим, что в исходном режиме лампа заперта и конденсатор C^* заряжен до напряжения, равного E_a . При действии на сетке положительного импульса лампа отпирается и конденсатор начинает разряжаться. При этом, если каскад построен на триоде с малым внутренним сопротивлением или на пентоде со сравнительно большим анодным током, то скорость разрядки конденсатора велика и за время действия короткого импульса анодное напряжение лампы успевает заметно измениться. После прекращения действия импульса конденсатор вновь восстанавливает начальный заряд по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_a = C^* R_a$. Следовательно,

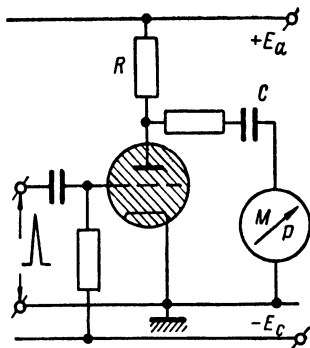


Рис. 5.12. Схема тиратронного каскада для управления механическим регистратором.

длительность полученного таким образом импульса определяется постоянной времени τ_a , а его амплитуда — продолжительностью исходного импульса и скоростью разрядки конденсатора C^* . Так, например, если каскад построен на лампе 6Ж4, причем $R_a = 2 \cdot 10^6 \text{ ом}$, а $C^* = 5 \cdot 10^{-9} \text{ ф}$ и при действии на сетке импульса анодный ток лампы равен 10 ма , то импульс длительностью $t' = 5 \text{ мксек}$

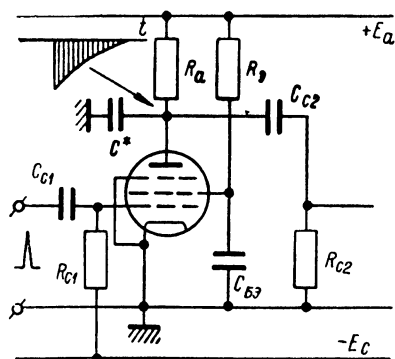


Рис. 5.13. Затягивание импульсов до подачи их на вход каскада, управляющего работой механического регистратора.

приведет к появлению на аноде лампы сигнала с амплитудой 10 в и экспоненциальным задним фронтом, имеющим постоянную времени 10^{-3} сек .

Затягивание импульсов может быть сделано за счет протекания сеточного тока лампы. При этом режим каскада выбирается таким, что при действии на входе импульса положительной полярности в лампе протекает сеточный ток. В результате этого разделительная емкость цепи связи входа каскада с выходом предыдущего заряжается за время действия импульса таким образом, что после окончания импульса сетка лампы

оказывается под отрицательным потенциалом, и лампа запирается.

Поэтому при действии на входе схемы положительного импульса на выходе появляется импульс напряжения, меняющий свою полярность. Продолжительность той его части, которая соответствует времени, пока лампа заперта (т. е. части положительной полярности), определяется постоянной времени переходной цепи $C_c R_c$ и может во много раз превосходить длительность импульса, действующего на входе схемы. Иногда применяют схемы затягивания, содержащие выпрямительный элемент, неоновую лампочку или апериодический RLC -контур. Выбор того или иного метода затягивания импульсов определяется требованиями, предъявляемыми к устройству, удобствами осуществления, степенью необходимого затягивания, допустимой потерей амплитуды и т. п.

Хорошие результаты для затягивания импульсов и управления работой механического регистратора дает применение релаксационных реле, построенных на вакуумных лампах. Для этой цели может быть использована, вообще говоря, любая схема реле с одним устойчивым состоянием (см. § 5 гл. IV). Выбирая соответствующим образом параметры схемы, можно обеспечить нужную чувствительность такого управляющего каскада и получить импульс тока достаточной длительности для надежного срабатывания механического регистратора. В качестве примера на рис. 5.14 приведена схема запертого мультиви-

братора, используемого для этой цели. Регистратор включен прямо в анодную цепь лампы, которая остается запертой до прихода импульса. Экранная сетка этой лампы использована в качестве анода второй лампы запертого мультивибратора.

Как уже упоминалось, возможность регистрации большого числа импульсов в единицу времени с помощью механического регистратора ограничивается его разрешающим временем. Если периодические импульсы следуют через интервалы, меньшие разрешающего времени регистратора, он перегружается и перестает считать их число. В случае управления регистратора тиратронным каскадом или релаксационным реле, имеющим определенное время нечувствительности, превышающее время восстановления регистратора, максимальная скорость счета, независимо от частоты действующих на входе схемы импульсов, определяется величиной мертвого времени (временем нечувствительности) самого управляющего каскада. При статистическом распределении импульсов некоторая доля их приходится

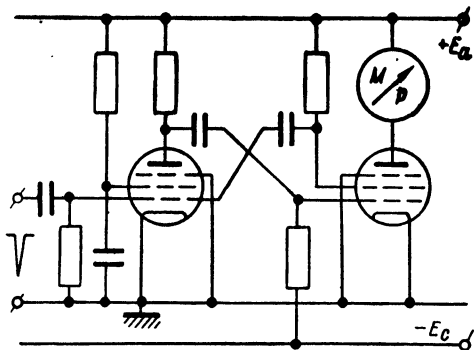


Рис. 5.14. Схема управления механическим регистратором с помощью релаксационного реле, собранного на вакуумных лампах.

ся на мертвое время регистрирующего устройства, и эти импульсы оказываются несчитанными. Анализ погрешностей при счете статистически распределенных импульсов подробно рассмотрен в ряде журнальных статей [169, 170, 171, 172] и в специальных книгах, посвященных экспериментальным методам ядерной физики [3, 173]. Поэтому здесь мы лишь упомянем о том, что возможная скорость счета (т. е. среднее число статистически распределенных импульсов, приходящих на вход счетного устройства в единицу времени) обычно ограничивается допустимой величиной потерь импульсов при счете. Процент теряемых импульсов возрастает приблизительно линейно с увеличением скорости счета [173].

Помимо уменьшения разрешающего времени механического регистратора, увеличить скорость счета позволяет введение в счетное устройство пересчетных схем. Последние дают возможность подавать на регистратор не каждый импульс (даваемый, например, счетчиком частиц), а один из группы их. В этом случае регистратор отмечает не число импульсов, а число их групп, причем группа может содержать то или иное, но в данной установке вполне определенное количество импульсов. Количество импульсов в группе носит название коэффициента пересчета.

В отношении потерь при счете импульсов введение пересчетной схемы с коэффициентом пересчета P соответствует уменьшению числа подводимых к регистратору импульсов несколько более чем в P раз. Это связано с тем, что после пересчетного устройства импульсы распределены во времени с большей регулярностью, чем действующие на входе установки. Если коэффициент пересчета достаточно велик (порядка 100 или больше), то импульсы, подводимые к регистрирующему устройству, распределены во времени практически равномерно; регистратор не дает просчетов, если, конечно, скорость счета такова, что среднее время между импульсами, подведенными к регистрирующему устройству, значительно больше его мертвого времени. Поэтому при выборе достаточно большого коэффициента пересчета можно свести практически до нуля потери импульсов, связанные с инерционностью регистратора.

Дополнительное преимущество введения пересчетных схем заключается в том, что при этом регистратор может работать в режиме относительно низкой скорости счета, что повышает срок его службы. Последний определяется числом импульсов, которое может быть с его помощью сосчитано до изнашивания трущихся частей механизма. Большинство механических регистраторов позволяет зарегистрировать несколько сотен миллионов импульсов [168].

2. Пересчетные схемы. Пересчетное устройство представляет собой релаксационную схему, имеющую число стабильных состояний, равное коэффициенту пересчета.

Для постройки пересчетной схемы широко используются релаксационные реле с двумя устойчивыми состояниями, собранные на вакуумных или газоразрядных лампах (рассмотренные в § 5 гл. IV). Последовательное включение нескольких таких реле позволяет построить пересчетную схему с коэффициентом пересчета $P=2^N$, где N — число ячеек в схеме.

В периодической литературе описано много схем бинарных пересчетных устройств, собранных на вакуумных лампах. Большинство из них отличается в основном лишь методом запуска каждой ячейки, т. е. построением цепей связи ячеек. На рис. 5.15 приведена схема двух ячеек бинарного пересчетного устройства со связью, аналогичной уже рассмотренной в § 5 гл. IV (см. рис. 4.74*в*). Каждая ячейка чувствительна к импульсам только положительной полярности. В исходном состоянии левые триоды всех ячеек (их число N может быть увеличено) заперты. При действии положительного импульса на входе первая ячейка переходит во второе устойчивое состояние, левый триод открывается, и напряжение на его аноде падает. Это новое состояние схемы устойчиво и изменяется при действии следующего положительного импульса. При этом первое реле возвращается в исходное состояние, напряжение на аноде левого триода лампы L_1 возрастает, и импульс положительной полярности поступает во вторую ячейку. Это вызывает переход второй ячейки во второе крайнее

состояние. Действие третьего импульса вызывает переход во второе состояние только первой ячейки. Четвертый импульс возвращает в исходное состояние первую и вторую ячейки, причем с выхода последней подается импульс положительной полярности на третью ячейку, которая переходит во второе крайнее состояние, и т. д. После прохождения 2^N импульсов все ячейки возвращаются в исходное состояние, а на выходе пересчетного устройства появляется сигнал положительной полярности, который может быть использован для управления механическим регистратором.

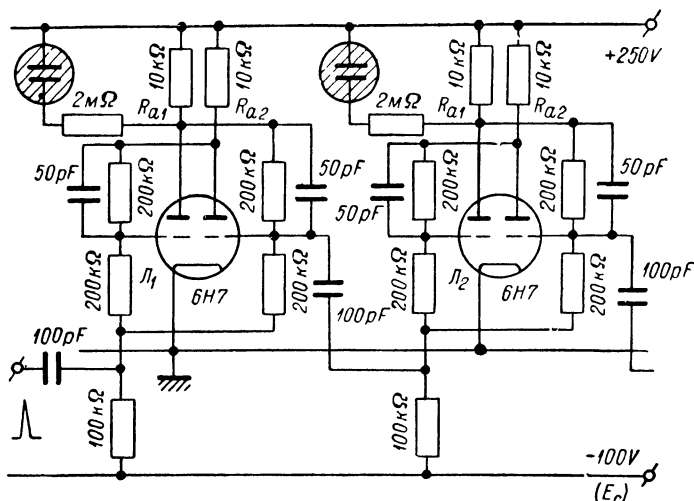


Рис. 5.15. Схема двух ячеек бинарного пересчетного устройства.

Совершенно аналогичным образом работает пересчетная схема со связью между ячейками через двойные диоды (рис. 5.16). Такой метод связи был уже рассмотрен в п. 4 § 5 гл. IV, где было показано, что диоды позволяют передавать импульсы отрицательной полярности на сетку той лампы реле, которая в настоящее время открыта. Введение в схему двойных диодов увеличивает количество необходимых ламп и деталей, требует увеличения шасси и повышает мощность, потребляемую схемой от источника питания. Однако при этом сильно упрощается наладка пересчетного устройства, увеличивается стабильность его работы, уменьшается критичность параметров схемы и значительно снижаются требования к форме действующих на входе сигналов. Поэтому из всех современных схем бинарных пересчетных устройств схемы со связью через диоды наиболее предпочтительны.

В схемах, изображенных на рис. 5.15 и 5.16, имеются неоновые лампочки. Они вводятся в каждую пересчетную ячейку, и назначение их заключается в следующем. Если на выходе пересчетного

устройства, содержащего N ячеек, зарегистрировано M импульсов, то число сигналов на входе лежит в пределах от $n' = M \cdot 2^N$ до $n'' = M \cdot 2^N + (2^N - 1)$ (просчеты схемы здесь не учитываются). Это соотношение с очевидностью следует из того, что лишь 2^N -й сигнал на входе вызывает появление импульса на выходе устройства. Если число действующих на входе сигналов равно или меньше $2^N - 1$, то ни один из них не отмечается на выходе. Поэтому при действии на входе схемы $M \cdot 2^N + p$ сигналов, где $p < 2^N$, на ее выходе окажутся зарегистрированными лишь M групп импульсов, а p импульсов никак не будут отмечены. Между тем во многих случаях число

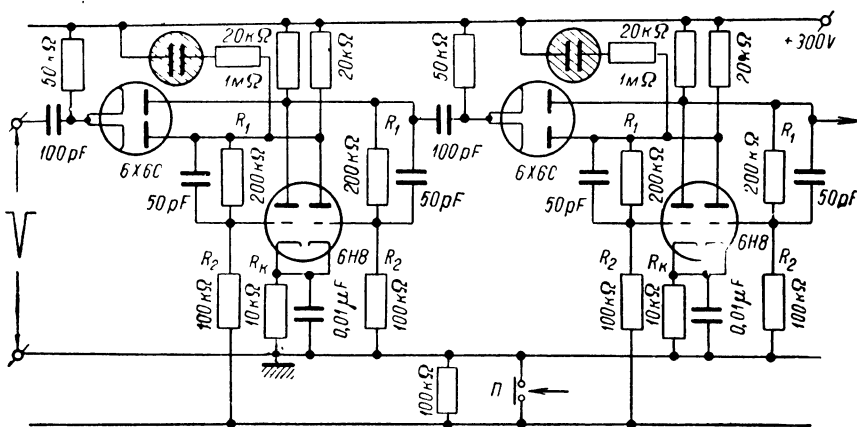


Рис. 5.16. Схема двух ячеек бинарного пересчетного устройства с диодами в цепях связи.

не отмеченных импульсов может быть существенным для результатов экспериментов. Для его определения и служат неоновые лампочки, показанные в приведенных схемах.

До начала работы схемы первые триоды во всех ячейках находятся в проводящем состоянии, а все вторые — заперты. При этом неоновые лампочки не горят, так как величина падения напряжения на анодных сопротивлениях вторых триодов близка к нулю. (См. рис. 5.17, где заштрихованными кружками изображены потушенные неоновые лампочки всех ячеек, а светлыми кружками — горящие лампочки). Действие на входе устройства сигнала приводит к переходу второго триода первого триггера в проводящее состояние. Неоновая лампочка в его схеме загорается (вторая строка на рис. 5.17), так как напряжение на ее электродах сильно возрастает вследствие того, что теперь через сопротивление R_{a2} течет анодный ток триода. Разумеется, необходимо, чтобы потенциал зажигания неоновой лампочки был бы меньше, чем падение напряжения на сопротивлении, параллельно которому она включена, при протекании по нему анодного

тока триода. Действие второго сигнала на входе устройства приведет к погасанию первой неоновой лампочки и вспышке второй. Третий сигнал вновь зажжет первую лампочку, а вторая будет продолжать гореть. Четвертый сигнал погасит первую и вторую, но вспыхнет лампочка в третьей ячейке (рис. 5.17) и т. д. Таким образом, достаточно отметить неоновые лампочки цифрами 1, 2, 4, 8, 16, ..., чтобы сумма цифр, соответствующих горящим лампочкам, равнялась бы числу сигналов на входе, если оно меньше чем 2^N . После действия последнего сигнала из серии 2^N все неоновые лампочки окажутся погашенными, но регистратор на выходе отметит приход одного импульса. Далее весь процесс начнется сначала. Следовательно, схема дает возможность фиксировать число серий из 2^N сигналов по показаниям регистратора и число сигналов p , не вошедших в серии, — по горению тех или иных неоновых лампочек.

Описанный способ определения числа сигналов, не отмеченных регистратором, удобен как вследствие своей простоты, так и стабильной работы неоновых лампочек. Другой способ определения числа этих сигналов заключается во включении в схему стрелочного прибора таким образом, чтобы величина протекающего через него тока зависела от того, какие ячейки выведены из начального устойчивого состояния. Этот способ практически менее удобен, чем зажигание неоновых лампочек, и применяется сравнительно редко.

При первоначальном включении схемы или после окончания одного цикла счета она должна быть приведена в исходное состояние, которое можно определить по погашенным неоновым лампочкам во всех ячейках. Для осуществления такого „сброса счета“ можно, например, одновременно поднять на короткое время потенциалы управляющих сеток левых триодов всех ячеек. При этом те ячейки, которые находились в нужном исходном состоянии, сохраняют его, а те которые были во втором состоянии, покинут его. В схеме, изображенной на рис. 5.16, это осуществляется размыканием выключателя П.

Налаживание бинарных пересчетных устройств проще всего производить по-ячеечно, начиная со входа схемы. Для этого с помощью высокоомных вольтметров измеряют напряжения на анодах обоих триодов настраиваемой ячейки или, разорвав анодные цепи ламп, включают в них миллиамперметры для измерения анодных токов. Параметры схемы должны быть выбраны так, чтобы анодный ток протекал только в одной из ламп, а при подаче импульсов на вход

Ячейки числ сч. сч. сч.	I	II	III	• • •	N	Показ рег-ра
0	■	■	■		■	0
1	1	■	■		■	0
2		2	■		■	0
3	1	2	■		■	0
4	■	■	4		■	0
•						
•						
•						
2^N-1	1	2	4		■	0
2^N	■	■	■		■	1

Рис. 5.17. Иллюстрация учета с помощью неоновых лампочек импульсов, не отмеченных регистратором на выходе пересчетного устройства.

схемы запертая и открытая лампа менялись бы местами. Если же оказывается, что ток протекает в анодных цепях обеих ламп, то параметры схемы должны быть изменены таким образом, чтобы в схеме устанавливались крайние состояния. Для этого надо либо увеличить значение напряжения E_c (напряжение источника питания в схеме на рис. 5.15 и сопротивления R_k в схеме на рис. 5.16) или уменьшить отношение $\frac{R_2}{R_1}$. Емкости конденсаторов в цепях связи

ламп подбираются экспериментально при исследовании скорости срабатывания схемы. Для этого можно на ее вход подать периодическую последовательность кратковременных импульсов (например, от мультивибратора), а на выход схемы включить осциллограф, на экране которого наблюдаются прямоугольные импульсы при работе пересчетного устройства (их период в P раз больше, чем период импульсов на входе схемы). Частоту действующих на входе импульсов увеличивают до тех пор, пока схема перестает устойчиво работать.

Максимальная возможная скорость счета определяется временем переходов в ячейках. Как уже говорилось в п. 4 § 5 гл. IV, для постройки быстрых реле (т. е. пересчетных схем с большой скоростью счета) желательно выбирать лампы с большой крутизной анодной характеристики, большим анодным током, малыми межэлектродными емкостями и небольшим напряжением запирапия.

В большинстве случаев для сокращения числа ламп в схеме пересчетные устройства строят на двойных триодах (6Н8, 6Н9 и др.). При тщательном монтаже максимальная скорость счета может быть доведена до 100—200 тысяч периодических импульсов в секунду. Еще бо́льшую скорость счета можно получить, используя в первых каскадах пересчетного устройства быстрые реле с двумя устойчивыми состояниями (см. рис. 4.75).

Кроме пересчетных устройств, на вакуумных лампах строят также схемы на газонаполненных лампах — тиратронах и лампах с холодным катодом. Тиратронные пересчетные устройства, в которых используются каскады, подобные приведенным на рис. 4.67, в настоящее время применяются редко вследствие их малой скорости счета (возможность увеличения ее ограничивается сравнительно длительным процессом деионизации в лампах). Относительно малую скорость счета имеют и схемы, построенные на газоразрядных лампах с холодным катодом (максимальная скорость счета таких схем 5—7 тысяч периодических импульсов в секунду [¹⁸²]). Существенное преимущество таких схем заключается в том, что они потребляют весьма малую мощность от источников питания. Так, например, мощность, потребляемая пересчетной схемой, содержащей семь бинарных ячеек, построенных на неоновых лампочках ($P=128$) — порядка 0,1 *вт*. Аналогичная схема, построенная на двойных вакуумных триодах 6Н8, потребляет мощность около 30 *вт*, т. е. приблизительно в 300 раз

большую. Поэтому пересчетные схемы на неоновых лампочках широко применяют в устройствах, содержащих много счетных каналов и рассчитанных на сравнительно небольшую скорость счета.

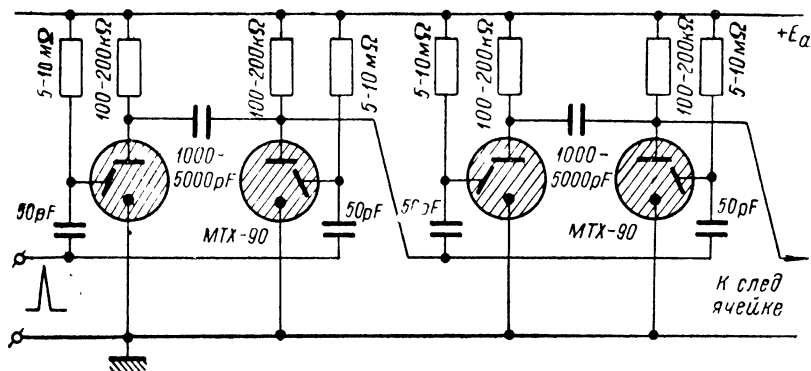


Рис. 5.18. Схема двух бинарных пересчетных ячеек, построенных на трехэлектродных неоновых лампочках.

На рис. 5.18 и 5.19 приведены две схемы бинарных пересчетных устройств, построенных на трехэлектродных неоновых лампочках [189]. Работа ячеек, из которых они построены, была подробно рас-

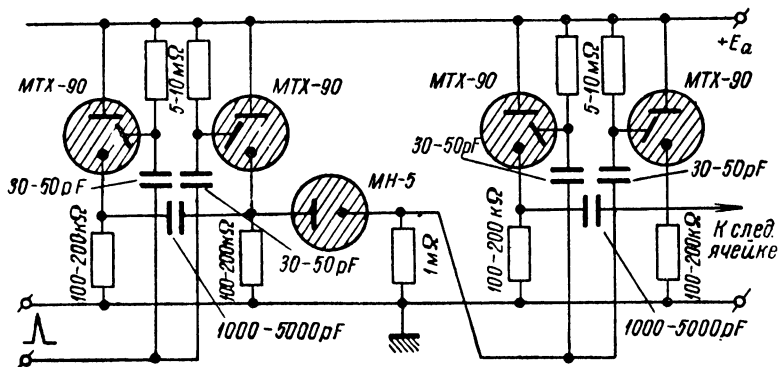


Рис. 5.19. Вариант пересчетной бинарной схемы, построенной на трехэлектродных неоновых лампочках.

смотрена в п. 3 § 5 гл. IV, и поэтому здесь на описании работы этих схем останавливаться не будем. Отметим только, что благодаря связи поджигающих электродов неоновых лампочек через большие сопротивления (5—10 мом) с положительным полюсом источника питания схемы, в лампочках устанавливается темный разряд, который переходит в тлеющий при действии входного импульса на входе ячейки. Благодаря этому повышается скорость и четкость работы схемы.

Наряду с бинарными пересчетными схемами, имеющими коэффициент пересчета $P=2^N$, часто применяют кольцевые схемы, коэффициент пересчета которых может быть, вообще говоря, любым. Так же, как и бинарные схемы, они могут быть построены как на вакуумных, так и на газоразрядных лампах (тиратронах или трехэлектродных лампах с холодным катодом). Пример кольцевой пересчетной схемы, построенной на неоновых лампочках, приведен на рис. 5.20. Пусковые аноды всех трехэлектродных лампочек (поджигающие электроды) через цепи связи $C_1 R_1$ связаны со входом схемы, на который подаются импульсы положительной полярности. При этом, если одна из трехэлектродных лампочек горит, то наиболее чувствительна следующая за ней. Действительно, если в одной из лампочек имеется

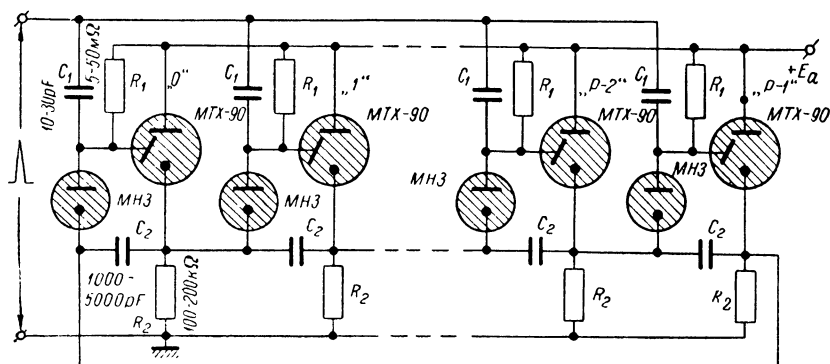


Рис. 5.20. Пример кольцевой пересчетной схемы, построенной на неоновых лампочках.

разряд и по соответствующему сопротивлению в ее катode (R_2) протекает ток, то в двухэлектродной неоновой лампочке, включенной между ее катодом и поджигающим электродом следующей трехэлектродной лампочки, нет темного разряда. Поэтому пусковой анод лампочки, следующей за горящей, отключен от катода предыдущей и связан через сопротивление R_1 с положительным проводом схемы. При этом потенциал пускового анода сравнительно велик, а в лампочке имеет место темный разряд. Иначе обстоит дело, если предыдущая трехэлектродная лампочка не горит. В этом случае через ее катодное сопротивление не протекает ток, и к соответствующей двухэлектродной лампочке приложено всё напряжение источника питания (через сопротивления R_2 и R_1). При этом в ней протекает темный разряд, и потенциал пускового анода следующей трехэлектродной лампочки оказывается более низким, чем у лампочки, следующей за горящей. Поэтому, при действии на входе схемы импульса положительной полярности вспыхивает неоновая лампочка, следующая за горящей. Вспышка разряда в очередной неоновой лампочке

приводит к гашению разряда в предыдущей за счет того, что напряжение на конденсаторе C_2 , связывающем катоды соседних лампочек, уменьшается сравнительно медленно (см. п. 3 § 5 гл. IV). Таким образом в приведенной схеме зажигание разряда в одной из трехэлектродных неоновых лампочек приводит к гашению разряда в предыдущей и к подготовке следующей лампочки к вспышке при действии очередного положительного импульса на входе (амплитуда последнего должна быть порядка нескольких десятков вольт). После действия на входе $P=N$ импульсов, где N — число ячеек в кольцевой схеме, последняя возвращается в исходное состояние или, как говорят, „кольцо совершает полный оборот“. Для того чтобы

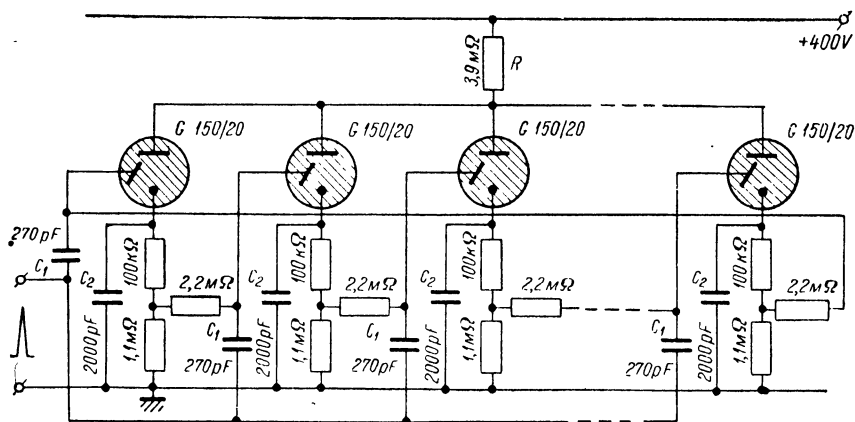


Рис. 5.21. Вариант кольцевой пересчетной схемы на неоновых лампочках.

отмечать число полных оборотов кольца, одну из ячеек связывают с каскадом, управляющим работой механического регистратора. Если регистратор достаточно маломощный, то его можно непосредственно включить в цепь одной из неоновых лампочек кольца [182]. Число импульсов, не отмеченных регистратором, определяется номером горящей неоновой лампочки (все трехэлектродные лампочки помечают цифрами 0, 1, 2, ..., $P-1$).

Другой вариант кольцевой пересчетной схемы, построенной на трехэлектродных неоновых лампочках, приведен на рис. 5.21 [174]. Напряжение на пусковом аноде каждой лампочки определяется падением напряжения на сопротивлении в каждой цепи предыдущей. Как и в первой схеме, наиболее высокий потенциал имеет пусковой анод лампочки, следующей за горячей. Поэтому при действии на входе схемы положительного импульса вспыхивает именно эта лампочка. При этом через общее сопротивление R в анодной цепи всех лампочек начинает течь дополнительный ток, и потенциал анодов всех лампочек падает. Но в то время, как потенциал катода только

что вспыхнувшей лампочки равен потенциалу нулевого провода, потенциал катода лампочки, горевшей до этого, более высокий, так как емкость C_2 сохраняет свой заряд. Поэтому при понижении напряжения на анодах первая лампочка гаснет, а вторая остается горящей. Таким образом, как и в первой схеме при действии импульса вспыхивает лампочка, следующая за горевшей, горевшая гаснет, а следующая за вспыхнувшей становится наиболее чувствительной. Зная параметры неоновых лампочек (потенциал зажигания и погасания) и падение напряжения на лампочке при протекании в ней разряда, легко произвести расчет схемы и выбрать ее параметры.

Быстрые пересчетные кольцевые схемы строятся на вакуумных лампах. Более экономичны схемы, в которых каждая ячейка кольца построена на одном триоде^[173], но практически наибольшее распространение имеют кольцевые схемы, построенные из бинарных ячеек, каждая из которых собрана на двойном триоде. Такие схемы требуют большего числа ламп, но этот недостаток окупается простотой наладки, большей стабильностью работы, практически неограниченными возможностями расширения кольца, легкостью обнаружения повреждений, малой чувствительностью к напряжению питания и т. д. Хорошо зарекомендовавшая себя пересчетная кольцевая схема, построенная из бинарных ячеек, изображена на рис. 5.22^[178]. В этой схеме аноды левых триодов всех ячеек связаны с управляющими сетками левых триодов следующих ламп, а анод левого триода последней лампы — с сеткой левого триода первой. Катодные цепи правых триодов всех ячеек объединены, и импульсы отрицательной полярности со входа схемы одновременно подаются на катоды всех этих ламп. Положим, что в исходном состоянии правые триоды всех ламп, за исключением первой, заперты, а левые триоды открыты. В первой же ячейке, наоборот, правый триод заперт, а левый открыт. При этом из всех неоновых лампочек горит лишь включенная в первую ячейку (она помечена цифрой „0“). Действие на входе схемы, т. е. на катодах всех правых триодов, импульса отрицательной полярности эквивалентно действию на их сетках импульса положительной полярности. Это вызывает переход первой ячейки (единственной, в которой заперт триод, связанный со входом) во второе крайнее состояние. При этом резко повышается напряжение на аноде левого триода этой ячейки, и на сетку запертой лампы следующей ячейки подается импульс положительной полярности. Если его амплитуда и продолжительность достаточно велики, то несмотря на действие на катоде правого триода этой ячейки отрицательного импульса, переданного со входа схемы, схема переходит во второе устойчивое состояние. Это изменение состояния схемы отмечается погасанием горевшей неоновой лампочки и вспыхиванием следующей, которая помечена цифрой „1“. Действие следующего импульса на входе схемы сопровождается возвращением в исходное состояние второй ячейки, но переходом во второе крайнее состояние третьей.

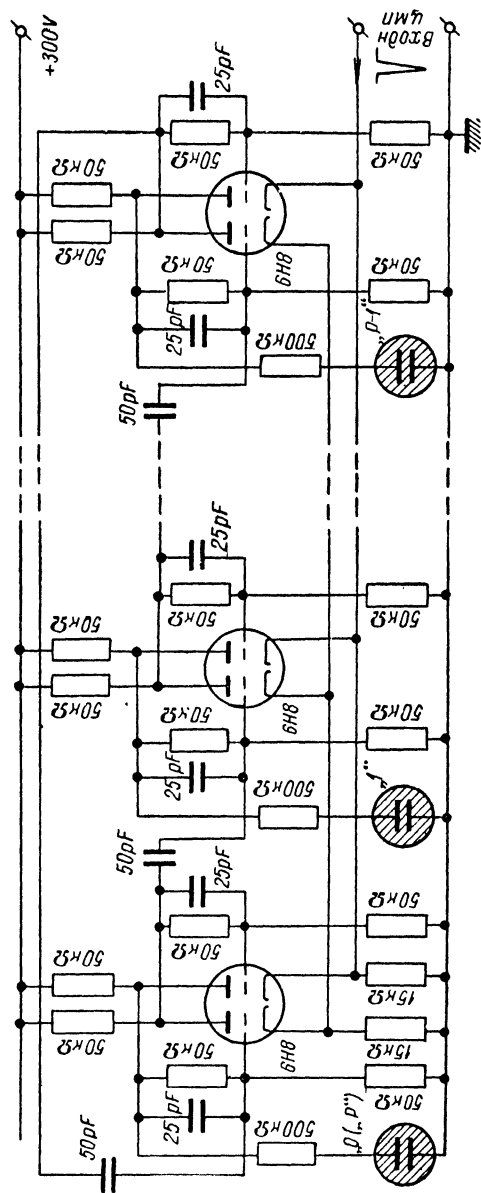


Рис. 5.22. Кольцевая пересчетная схема на вакуумных лампах, построенная из бинарных ячеек.

После воздействия числа импульсов $P = N$, где N — число ячеек в схеме, схема возвращается в исходное состояние, причем вновь вспыхивает неоновая лампочка, помеченная цифрой „0“. Наряду с этой лампочкой, в схему может быть введен каскад, управляющий механическим регистратором. Как и в кольцевых схемах, приведенных выше, он будет отмечать число полных оборотов пересчетного кольца. (Вместо каскада, управляющего механическим регистратором, с одной из ячеек кольца может быть связан вход следующей пересчетной схемы).

Для нормальной работы рассматриваемой кольцевой схемы необходимо выполнение указанного выше условия — импульсы, поступающие со входа на все ячейки, не должны препятствовать переходу в той ячейке, на которую подается импульс от предшествующей. Для этого, кроме выбора соответствующих параметров схемы, необходимо также, чтобы амплитуда и длительность входных импульсов лежала бы в определенных пределах. Поэтому желательно введение в схему устройства, формирующего импульсы до их поступления на пересчетное кольцо [175]. Испытание схемы вместе с формирующим устройством показало, что она хорошо работает вплоть до 100—150 тысяч периодических импульсов в секунду, действующих на ее входе.

Известный недостаток приведенной кольцевой схемы заключается в том, что она требует большого числа ламп (число двоек равно коэффициенту пересчета). Сократить вдвое число необходимых ламп позволяет другое кольцевое пересчетное устройство (также построенное из бинарных ячеек), схема которого изображена на рис. 5.23, а блок-схема — на рис. 5.24. В этой схеме отдельные ячейки — реле с двумя устойчивыми состояниями — связаны между собой с помощью сопротивлений R' и R'' (сопротивления 390 ком на рис. 5.23).

Рассматривая цепи, например второй ячейки, построенной на лампе L_2 , легко убедиться, что сетка левого триода реле связана с анодом второго триода своей ячейки и анодом правого триода предшествующей ячейки (с помощью сопротивления R'). Сетка правого триода связана с анодом левого триода своей ячейки и анодом левого триода предыдущей ячейки (с помощью сопротивления R''). Это справедливо для всех каскадов схемы за исключением одного — „первого“. Сетка левого триода лампы L_1 связана с анодом второго триода своей ячейки и с анодом левого триода „последней“ ячейки. Сетка правого триода лампы L_1 связана с анодом левого триода своей ячейки и с анодом правого триода „последней“ ячейки.

Положим, что вначале левые триоды всех каскадов проводят, а правые — заперты. Соответственно, напряжения на анодах запертых ламп приблизительно равны напряжению анодной батареи, а напряжение на анодах открытых ламп относительно низкое. Потенциал сеток всех открытых триодов приблизительно равен нулю, так как

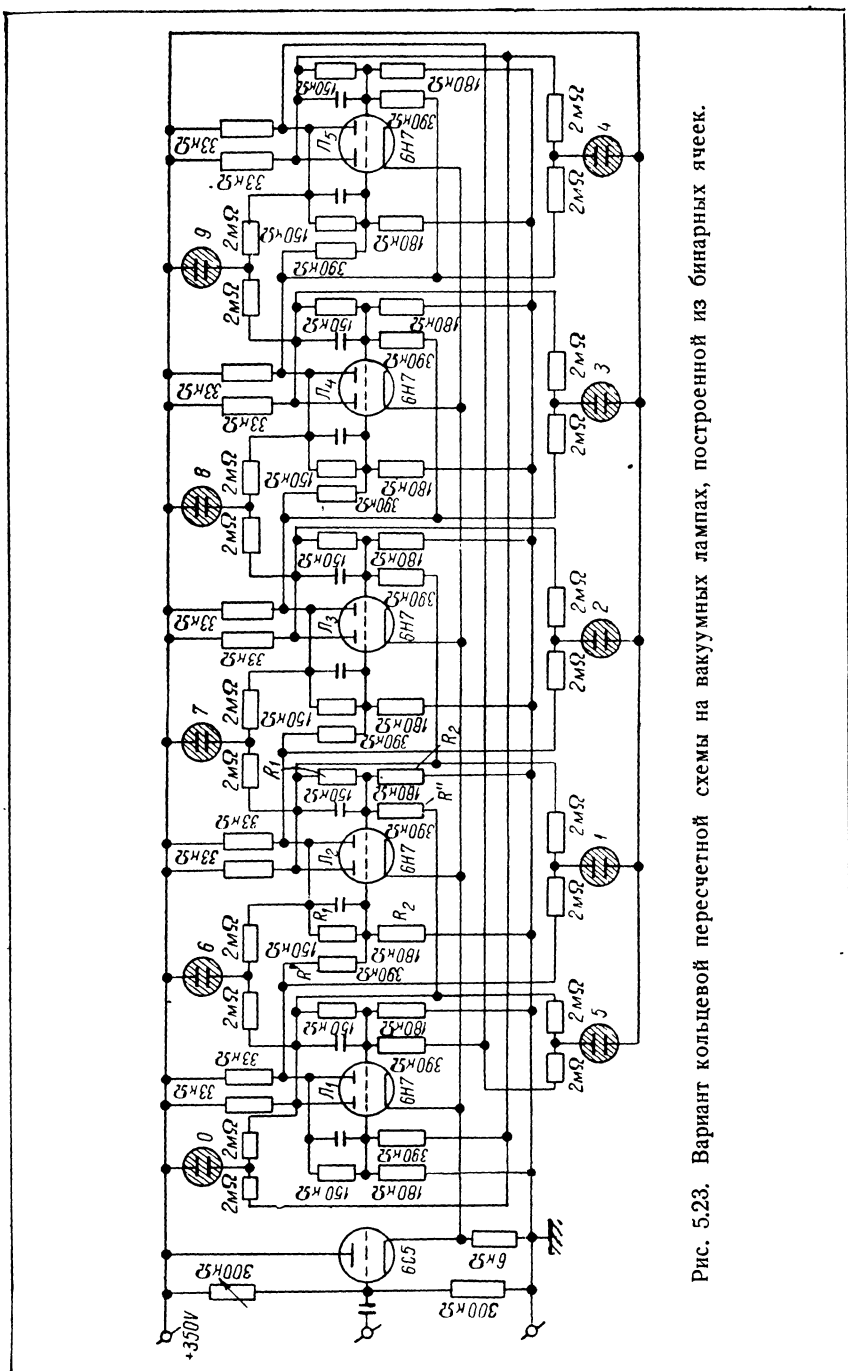


Рис. 5.23. Вариант кольцевой пересчетной схемы на вакуумных лампах, построенной из бинарных ячеек.

сопротивление открытой лампы мало по сравнению с величинами сопротивлений R_1 , R_2 и R' . Потенциалы сеток запертых ламп зависят от значений сопротивлений R_1 , R_2 и R'' , образующих сложный потенциометр и соединенных в одной точке. Конец сопротивления R_2 присоединен к проводу, имеющему отрицательный потенциал относительно катода, конец сопротивления R_1 — к аноду левого триода своей ячейки, а конец сопротивления R'' — к аноду левого триода предыдущей ячейки. Так как эти оба триода открыты и напряжение на их анодах сравнительно низкое, то при выборе соответствующих значений сопротивлений R_1 , R_2 и R'' потенциал сетки правого триода каждого реле может быть много ниже потенциала запирающей лампы. Конец сопротивления R'' , входящего в состав потенциометра, питающего сетку правого триода лампы L_1 , присоединен

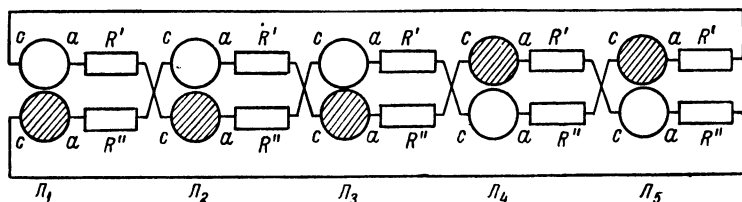


Рис. 5.24. Блок-схема кольцевой пересчетной схемы, изображенной на рис. 5.23.

к аноду запертого, а не проводящего триода (правый триод лампы L_5 в схеме на рис. 5.23). Поэтому потенциал сетки запертого триода первой ячейки, будучи ниже $U_{\text{зап}}$, оказывается несколько выше, чем потенциалы сеток запертых триодов всех остальных ячеек.

При соответствующей амплитуде импульса положительной полярности, передаваемого через катодный повторитель на сетки всех ламп, отпирается только запертый триод первой ячейки. Эта ячейка переходит во второе устойчивое состояние, ее левый триод оказывается запертым, а правый проводит. Нетрудно убедиться, что сопровождающие этот переход изменения анодных напряжений триодов лампы L_1 не изменяют распределения открытых и запертых ламп в остальных ячейках, но наименьшее отрицательное смещение оказывается на сетке запертого триода второй ячейки. Таким образом, действие сигнала привело к переходу в первой ячейке и повышению чувствительности второй.

Приход следующего сигнала вызовет переход во втором релаксационном реле и после этого наиболее чувствительным окажется третья ячейка и т. д. Блок-схема кольца, изображенная на рис. 5.24, иллюстрирует его состояние после действия трех импульсов на входе (светлые кружки отмечают открытые, а темные — запертые лампы). После прихода числа сигналов, равного числу ячеек, первые

триоды во всех ячейках окажутся запертыми, а вторые — открытыми, и наиболее чувствительной будет опять первая ячейка. После действия на входе схемы числа сигналов, равного удвоенному числу ячеек, или, иначе говоря, равного числу триодов в схеме, она вернется в исходное состояние.

Для отсчета числа импульсов, не отмеченных регистратором, связанным с анодной цепью одной из ламп кольцевой схемы последнего типа, используются неоновые лампочки (они указаны на рис. 5.23). Способ включения неоновых лампочек иллюстрирует рис. 5.25, на котором электронные лампы так же, как на рис. 5.24, условно изображены в виде светлых и темных кружков. Один электрод каждой неоновой лампочки соединен с положительным полюсом источника

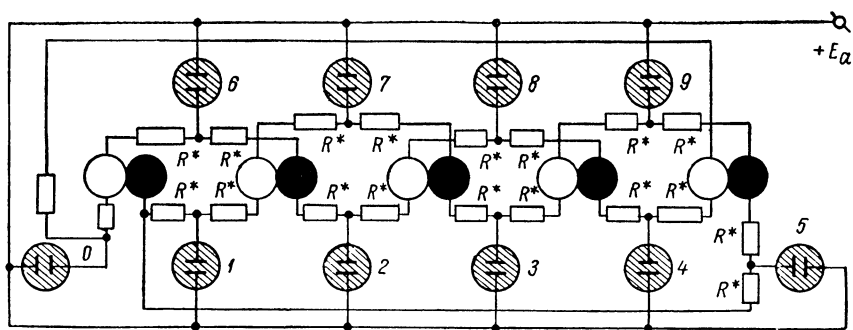


Рис. 5.25. Включение неоновых лампочек в пересчетную схему, изображенную на рис. 5.23, для учета импульсов, не отмеченных регистратором.

питания анодных цепей, а другой через сопротивления R^* (2 мом на рис. 5.23) соединен с анодами двух триодов, принадлежащих двум соседним ячейкам. Неоновые лампочки выбираются такими, что для их зажигания нужно напряжение, близкое к величине падения напряжения на сопротивлении нагрузки проводящего триода. Поэтому, если открыты оба триода, к анодам которых присоединен один электрод неоновой лампочки, то последняя загорается. Если же один из триодов заперт, то разность потенциалов между электродами неоновой лампочки недостаточна для ее зажигания.

Из схемы рис. 5.25 видно, что вначале, до прихода первого импульса, пока первые триоды всех ячеек открыты, а вторые заперты, горит только одна неоновая лампочка, отмеченная цифрой 0. После прихода первого сигнала проводящий и непроводящий триоды первой ячейки меняются местами, и неоновая лампочка с цифрой 0 гаснет, но загорается лампочка, отмеченная цифрой 1. В результате действия второго импульса меняются местами проводящий и непроводящий триоды во второй ячейке. Поэтому неоновая лампочка с цифрой 1 гаснет, но загорается лампочка, отмеченная цифрой 2. Так

продолжается до тех пор, пока не приходит десятый импульс, после чего вновь оказывается горящей только лампочка с отметкой 0.

Кольцевое пересчетное устройство, собранное по последней схеме, работает вполне надежно и отличается простотой налаживания. Это облегчается тем, что все ячейки работают совершенно одинаковым образом, причем каждая из них последовательно находится в одном из двух режимов работы — режиме малой чувствительности и режиме большой чувствительности. В первом режиме управляющая сетка запертого триода соединена с анодами открытых ламп своей и соседней ячеек. В режиме большой чувствительности сетка запертой лампы соединена с анодом одной открытой лампы (своей ячейки) и анодом закрытой лампы (соседней ячейки). Если ячейки совершенно идентичны, то напряжения на электродах и чувствительность ячеек не меняются при замене связи через сопротивления R' и R'' с лампами соседних ячеек, связью через эти же сопротивления с анодами своих ламп. Поэтому, каждая ячейка может быть налажена независимо от других в двух режимах работы, имитирующих режимы работы в общей схеме. Таким образом, налаживание схемы сводится к введению в построенные бинарные ячейки дополнительных сопротивлений, включенных сначала параллельно сопротивлениям R_1 , а затем между сеткой и анодом своего триода. Как в том, так и в другом случае схема должна иметь два четко выраженных устойчивых состояния и во втором случае быть более чувствительной, чем в первом. После того как несколько отдельных ячеек отрегулированы таким путем, они могут быть соединены в кольцо, которое будет работать без дополнительной наладки.

В отличие от кольцевой схемы, приведенной на рис. 5.22, коэффициент пересчета описываемой схемы может быть равен только чегному числу (схема, приведенная на рис. 5.23, имеет $P=10$). Пересчетные схемы, имеющие коэффициент пересчета, равный десяти, носят название пересчетных декад и иногда используются в счетных устройствах [176].

Кроме кольцевых пересчетных декад, описаны также декадные схемы, построенные из последовательно включенных бинарных ячеек с дополнительными цепями прямой и обратной связи. Оставляя в стороне общую теорию таких схем [177], приведем блок-схемы двух декад с дополнительными цепями связи (рис. 5.26). Каждая из этих декад построена из четырех бинарных ячеек и без дополнительных цепей связи имеет коэффициент пересчета, равный 16. Благодаря введению дополнительных цепей, действие на входе 10 импульсов сопровождается дополнительной межячеечной передачей такого числа импульсов, которое эквивалентно действию на входе обычной бинарной пересчетной схемы еще 6 импульсов. Поэтому после действия на входе 10 импульсов, на выходе появляется сигнал, так же как в обычной бинарной схеме с $N=4$ после действия на ее входе 16 импульсов. Это иллюстрирует рис. 5.27, на котором

темными и светлыми кружками отмечены запертые и открытые лампы каждой бинарной ячейки схемы, построенной по блок-схеме рис. 5.26а, в исходном состоянии и после действия на ее входе 1, 2, ..., 10 импульсов. Переход в каждой ячейке от запертой левой к запертой правой лампе сопровождается подачей импульса на следующую ячейку (это отмечено стрелками на рис. 5.27). Переход же от запертой правой к запертой левой лампе в третьей ячейке сопровождается подачей импульсов на первую и вторую ячейки (это отмечено двойными стрелками). Поэтому после действия четвертого и девятого импульсов на входе схемы, в ней по цепям обратной связи передаются дополнительные импульсы на первые две ячейки. Эти импульсы вызывают переходы, которые потребовали бы действия трех импульсов на входе, если бы цепей обратной связи не было.

В устройстве, блок-схема которого приведена на рис. 5.26 б, импульсы, переданные по дополнительной цепи прямой связи, не

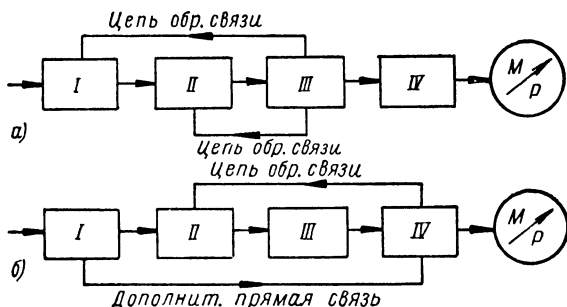


Рис. 5.26. Блок-схемы пересчетных устройств с дополнительными цепями обратной связи (а) и цепями дополнительной прямой и обратной связи (б).

вызывают переходов в четвертой ячейке, пока она находится в исходном состоянии. Цепь же обратной связи построена так, что при переходе последней ячейки во второе крайнее состояние вторая ячейка становится нечувствительной к импульсам, поступающим на ее вход со стороны первой ячейки. При этих условиях семь первых импульсов, действующих на входе, вызывают такие же переходы, как и в бинарной схеме без дополнительных цепей связи. После их действия три первые ячейки оказываются во втором устойчивом состоянии, а последняя сохраняет начальное состояние. Восьмой импульс возвращает три первые ячейки в исходное состояние и приводит к переходу во второе состояние последней ячейки. Это, в свою очередь, вызывает переход во второе крайнее состояние второй ячейки. В результате после действия восьмого импульса первая и третья ячейки находятся в исходном состоянии, а вторая и четвертая — во втором состоянии. Кроме того, вторая ячейка нечувствительна к входным импульсам, а дополнительная цепь связи

первой и четвертой ячеек включена в действие. Действие девятого импульса приводит к переходу первой ячейки во второе состояние, а десятый импульс возвращает ее в исходное состояние. При этом по дополнительной цепи связи подается импульс на последнюю ячейку, которая возвращается в исходное состояние; вторая ячейка

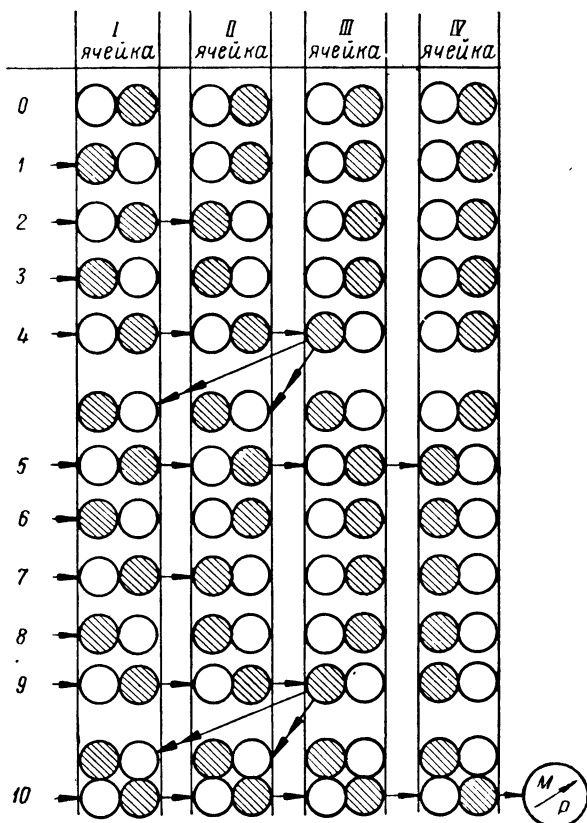


Рис. 5.27. Иллюстрация работы пересчетной схемы, собранной по блок-схеме, приведенной на рис. 5.26а.

становится вновь чувствительной, и импульс, переданный на ее вход со стороны первой ячейки, возвращает ее в исходное состояние. Таким образом, после действия 10 импульсов на входе схемы все ячейки оказываются в исходном состоянии.

Полная схема пересчетной декады, построенной по блок-схеме рис. 5.26 б, приведена на рис. 5.28 [178]. Подробное описание ряда пересчетных декад можно найти в периодической литературе [179, 180]. Следует отметить, что пересчетные устройства с цепями обратной связи имеют меньшую скорость счета, чем бинарные или кольцевые

схемы с цепями только прямой передачи импульсов. Время срабатывания устройства, собранного, например, по блок-схеме рис. 5.26 а, определяется тем, что импульс должен пройти через три ячейки и затем вновь вернуться к первой. Во второй приведенной схеме импульс должен пройти четыре ячейки и вернуться к первой. Поэтому время срабатывания схемы возрастает в несколько раз по сравнению с простой бинарной схемой. Схемы с обратной связью значительно сложнее в регулировке и более чувствительны к изменению параметров, непостоянству напряжения питания, старению ламп и т. д. Поэтому обычно бывает предпочтительнее строить либо бинарную схему с коэффициентом пересчета $P=2^N$, либо кольцевую схему. Если по условиям работы можно воспользоваться схемой с четным значением коэффициента пересчета, неравным 2^N , лучше выбрать кольцевую схему, состоящую из бинарных ячеек. Такую же схему можно выбрать и для постройки пересчетной декады.

3. Пересчетные устройства с накопителями импульсов. При большой скорости счета необходимы устройства с большим коэффициентом пересчета. Они содержат большое число ламп, сложны и требуют мощных источников питания. В ряде случаев при большой скорости счета используют устройства, основанные на накоплении конденсатором заряда в результате действия на входе схемы регистрируемых импульсов. Схема строится так, что после действия определенного числа импульсов конденсатор заряжается до некоторого критического напряжения, что вызывает срабатывание механического регистратора. Таким образом, как и в схеме, построенной на релаксационных реле, регистратор в устройстве с накоплением отмечает число серий импульсов. Одновременно со срабатыванием регистратора накопительный конденсатор разряжается, схема возвращается в исходный режим и вновь оказывается готовой к регистрации следующей серии импульсов.

Основная задача, которую приходится решать при конструировании пересчетного устройства с накоплением импульсов, заключается в построении схемы, позволяющей сообщать накопительному конденсатору строго определенный заряд в результате действия фиксированного числа импульсов на входе. Решение этой задачи облегчается, если регистрируемые импульсы стандартны, т. е. имеют одинаковую форму, амплитуду и длительность. Если эти условия не выполняются, то импульсы, действующие на входе, до поступления их на накопительное устройство могут быть стандартизированы, например с помощью релаксационного реле с одним устойчивым состоянием. Требования к стандартности импульсов значительно снижаются и точность устройства повышается, если применяется схема зарядки накопительного конденсатора через дополнительный „дозировочный“ конденсатор. Построение таких схем иллюстрирует рис. 5.29, на котором приведены схемы, рассчитанные на действие либо положительных, либо отрицательных импульсов. Положим, что вначале конденсаторы C_1

(дозировочный) и C_2 (накопительный) целиком разряжены (в более общем случае они могут иметь некоторый остаточный заряд, что не изменяет существа работы схемы). При действии на входе схемы, изображенной на рис. 5.29а, положительного прямоугольного импульса с амплитудой U_{m1} конденсатор C_1 заряжается через диод Λ_1 до напряжения $u_{c1}^{(1)} = U_{m1}$ и запасает заряд $q^{(1)} = C_1 U_{m1}$ (независимо от длительности импульса, если она превышает необходимую для возрастания напряжения на конденсаторе до величины U_{m1}). После прекращения действия входного импульса напряжение на катоде диода Λ_2 оказывается ниже, чем на его аноде, и конденсатор C_1 разряжается через диод Λ_2 , отдавая часть заряда накопительному конденсатору C_2 . Поэтому после действия одного импульса напряжение на выходе изменяется на величину

$$u_2^{(1)} = U_{m1} \cdot p, \quad \text{где } p = \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

До такого же напряжения ($u_2^{(1)}$) остается заряженным и конденсатор C_1 (рис. 5.30). При действии следующего импульса конденсатор C_1 вновь заряжается до напряжения U_{m1} , причем на этот раз он получает дополнительный заряд $q_1^{(2)} = (U_{m1} - u_2^{(1)}) C_1$,

несколько меньший чем первый раз. После окончания действия второго импульса этот дополнительный заряд распределяется между обоими конденсаторами, и напряжение на вы-

ходе повышается на величину $u_2^{(2)} = U_{m1} (1 - p) p$, достигая значения $u_2^{(2)} = u_2^{(1)} + u_2^{(2)} = U_{m1} p [1 + (1 - p)]$. Таким образом, по мере увеличения числа сигналов, действующих на входе, напряжение на выходе нарастает по ступенчатой кривой (рис. 5.30), причем высота n -й ступени $u_2^{(n)} = (U_{m1} - u_2^{(n-1)}) p$. Когда напряжение достигает величины $U_{кр}$, происходит „сброс“ заряда конденсаторов, и процесс накопления импульсов начинается вновь (рис. 5.30). Совершенно аналогичным образом протекает работа схемы с накопительным и дозирующим конденсаторами, изображенной на рис. 5.29б.

Для нормальной работы описываемых накопительных устройств необходимо выполнение следующих условий. Во-первых, все импульсы, действующие на входе, должны иметь одинаковую амплитуду. Точность, с которой амплитуда должна поддерживаться постоянной,

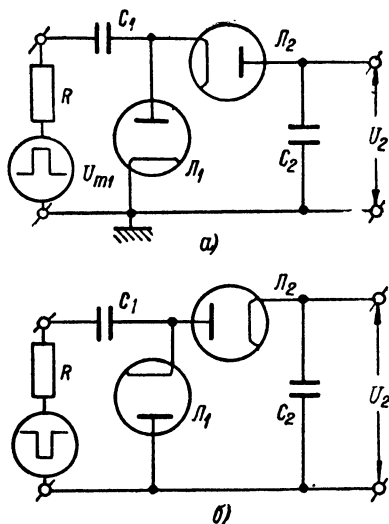


Рис. 5.29. Схема зарядки измерительного конденсатора через дополнительный „дозировочный“ конденсатор.

тем выше, чем ближе максимальное напряжение на выходе (а следовательно, и остаточное напряжение на конденсаторе C_1) к величине U_{m1} . Абсолютное значение амплитуды должно быть возможно большим, так как при этом упрощается постройка дальнейшей схемы. Во-вторых, длительность импульсов и интервалов между ними должна быть достаточно велика для того, чтобы за время действия импульса конденсатор C_1 успел бы зарядиться до напряжения U_{m1} , а в течение интервала между импульсами заряд успел бы перераспределиться

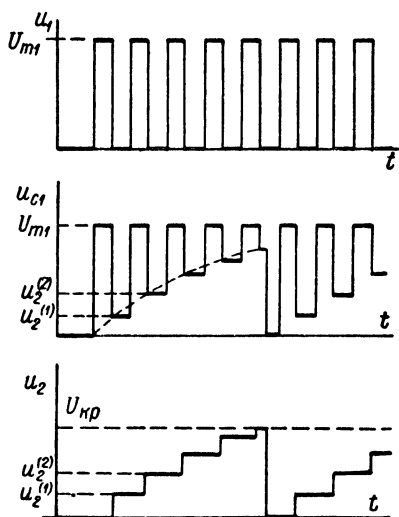


Рис. 5.30. Графики, иллюстрирующие нарастание напряжения на измерительном конденсаторе.

между конденсаторами. Это ограничивает максимальную скорость счета (если она не ограничена предыдущими каскадами схемы), причем предельная скорость тем больше, чем меньше соответствующие постоянные времени. В связи с этим сопротивление R источника импульсов должно быть возможно меньшим, а емкости C_1 и C_2 выбраны небольшими. В приведенном выше описании действия схемы предполагалось, что импульсы имеют прямоугольную форму, но схема удовлетворительно работает и в случае, если импульсы не идеально прямоугольны, но имеют крутые фронты. В-третьих, необходимо, чтобы дозирующий и накопительный конденсаторы имели бы малые утечки. Постоянные времени разрядки конденсаторов за счет утечек

должны быть много больше времени регистрации одной серии импульсов (теряемый за это время конденсаторами заряд должен быть много меньше, чем заряд, получаемый конденсатором C_1 при действии последнего импульса в серии). Это ограничивает применение накопительных устройств при малой скорости счета.

Возрастание напряжения на конденсаторе C_2 до некоторой критической величины, соответствующей действию на входе схемы определенного числа импульсов, должно быть отмечено регистратором. Для этого напряжение, снятое с конденсатора C_2 , может быть подано на релейную схему (тиратронную или построенную на вакуумных лампах), управляющую, в свою очередь, регистратором. При этом релейная схема должна быть построена таким образом, чтобы ее включение не привело к недопустимой потере заряда конденсатором C_2 , а ее пороговое напряжение поддерживалось стабильным с течением времени. Очевидно, что стабильность порогового напряжения

должна быть тем более высокой, чем меньше ступень нарастания напряжения на конденсаторе C_2 при действии последнего импульса в серии. Поэтому чем больше коэффициент пересчета схемы и чем меньше амплитуда действующих на входе импульсов, тем с большей точностью должно поддерживаться пороговое напряжение реле.

На рис. 5.31 приведена схема, которая может быть применена для регистрации возрастания напряжения на емкости C_2 до определенной величины, обладающая большой стабильностью порогового напряжения и практически не увеличивающая тока утечки конденсатора-накопителя C_2 [181]. Потенциал катода первой лампы этой схемы

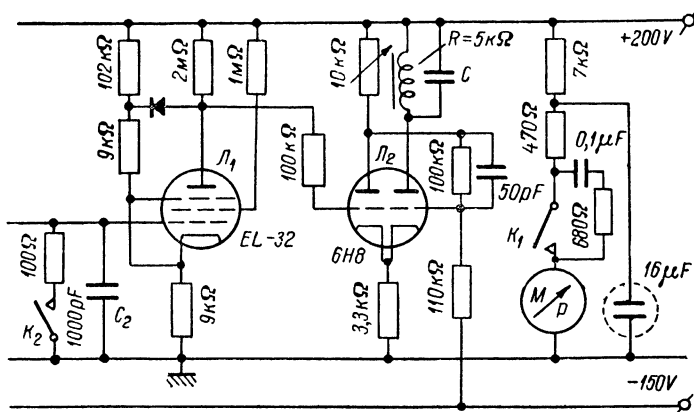


Рис. 5.31. Пример схемы для регистрации напряжения на конденсаторе-накопителе (C_2).

при указанных на рис. 5.31 параметрах равен $+15$ в, а напряжение на аноде лампы, возрастание которого ограничено кристаллическим диодом, $+30$ в. При этом лампа заперта. Когда напряжение на конденсаторе C_2 , заряжаемом регистрируемыми импульсами, возрастает до величины на несколько десятых вольта меньшей 15 в, лампа отпирается. Уменьшение напряжения на ее аноде приводит в действие релаксационное реле, построенное на лампе L_2 . При этом через обмотку электромагнитного реле, включенного в анодную цепь правого триода L_2 , протекает ток, и замыкаются контакты K_1 и K_2 . Замыкание контакта K_1 приводит к срабатыванию механического регистратора, а K_2 — к разрядке накопительного конденсатора C_2 . Емкость C , шунтирующая обмотку электромагнитного реле, выбирается такой, что время замыкания его контактов достаточно для срабатывания регистратора. При значении $C_2 = 1000$ нф и выборе емкости дозирующего конденсатора $C_1 = 50$ нф (на схеме не указан), коэффициент пересчета схемы равен 10, причем последний импульс в серии

изменяет напряжение на C_2 на 1,2 в. Этого вполне достаточно для резкого перехода лампы L_1 из непроводящего в проводящее состояние. Изменяя напряжение на катоде (и аноде) лампы L_1 , варьируя отношение $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$ или, наконец, изменяя амплитуду импульсов, подаваемых на вход, можно изменить коэффициент пересчета в ту или иную сторону.

При питании схемы от стабилизированного выпрямителя (см. гл. VI) изменение напряжения сети на 10% вызывает изменение порогового напряжения не более чем на 1%. Благодаря тому, что в течение большей части времени регистрации импульсов лампа L_1 заперта, и при этом ее сеточный ток не превосходит $10^{-18}a$, схема измерения напряжения на накопительном конденсаторе практически не изменяет заряда последнего. Накопительный конденсатор должен сам обладать высокими изоляционными свойствами (часто применяются воздушные конденсаторы с хорошей изоляцией пластин). Для регулировки величины коэффициента пересчета удобно включить параллельно постоянному конденсатору C_1 небольшой подстроечный конденсатор.

Недостаток рассмотренной схемы накопления заряда с двумя конденсаторами и двумя диодами заключается в уменьшении величины ступенек нарастания напряжения с увеличением номера импульса в серии, что, как уже отмечалось, затрудняет постройку схемы с большим коэффициентом пересчета. От этого недостатка свободны схемы с линейно нарастающим напряжением на конденсаторе-накопителе, в которых применяются пентоды или схемы с отрицательной обратной связью [144, 182]. Но коэффициент пересчета и таких схем в большинстве случаев не превосходит значения 10—20.

Для увеличения общего коэффициента пересчета устройства несколько схем с накоплением может быть включено последовательно. Для отсчета числа импульсов, не вошедших в серию, отмечаемую механическим регистратором на выходе устройства, в схему может быть введен ламповый вольтметр постоянного напряжения, с помощью которого последовательно измеряется напряжение на накопительных конденсаторах всех пересчетных звеньев.

4. Измерители скорости счета. Устройство, содержащее пересчетную схему и механический регистратор, позволяет измерить число импульсов, поступающих на его вход. По условиям же эксперимента часто бывает нужно знать не число импульсов, а скорость счета. Для определения ее величины необходимо фиксировать интервал времени, в течение которого ведется регистрация импульсов. Это дает возможность измерить среднюю скорость счета за некоторое (обычно сравнительно большое) время. Вести автоматическую запись скорости счета и наблюдать изменения ее величины в процессе эксперимента таким путем неудобно. В этом отношении имеют преимущества измерители скорости счета, позволяющие непосредственно определять ее величину.

В качестве основного звена современные измерители скорости счета [183, 184, 185, 186] обычно содержат RC -цепь с достаточно большой постоянной времени. Эта цепь питается исследуемыми импульсами, предварительно прошедшими через устройство, стандартизирующее их форму. Если каждый импульс сообщает конденсатору такой интегрирующей RC -цепи одинаковый заряд, то напряжение на емкости или величина тока, протекающего через сопротивление утечки, пропорциональны числу импульсов, действующих на входе в единицу времени. Поэтому прибор, измеряющий соответствующее напряжение или ток, может быть проградуирован непосредственно в единицах

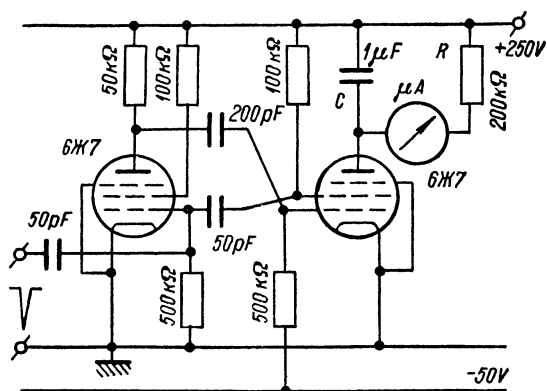


Рис. 5.32. Схема простого измерителя скорости счета.

скорости счета. Включение на выход измерителя скорости счета самописца позволяет вести запись изменения интенсивности излучения с течением времени.

Подробное описание совершенных измерителей скорости счета вошло в ряд книг [2, 187]. Поэтому здесь мы лишь в общих чертах рассмотрим работу таких устройств. Для этого обратимся к простой схеме измерителя скорости счета, содержащей три обязательных элемента таких устройств (стандартизатор импульсов, интегрирующую цепь и измерительный прибор), приведенной на рис. 5.32. В качестве стандартизатора импульсов в этой схеме использовано релаксационное реле с одним устойчивым состоянием, а в интегрирующую RC -цепь включен микроамперметр. Импульс, действующий на входе схемы, приводит к срабатыванию релаксационного реле, и в анодной цепи второй лампы протекает приблизительно прямоугольный импульс тока (см. § 5 гл. IV). Если постоянная времени интегрирующей цепи много больше длительности этого импульса (t'), то при действии на входе схемы N импульсов в секунду конденсатор ежесекундно получает заряд $q = i_a t' N$, где i_a — среднее значение анодного тока второй лампы схемы в импульсе. Наряду с процессом

зарядки емкости происходит ее разряд через сопротивление R . После начала действия импульсов напряжение на емкости растет до тех пор, пока в схеме не устанавливается стационарный режим. Он соответствует тому, что количество электричества, получаемое конденсатором в единицу времени, равно количеству электричества, теряемого им. Поэтому $i_R = i_a t' N$ и $N = \frac{1}{i_a t'} i_R$. Отсюда следует, что измеряемый микроамперметром ток линейно связан с числом действующих на входе импульсов в единицу времени. Измерение тока в приведенной схеме может быть заменено измерением напряжения на конденсаторе (например, с помощью лампового вольтметра), которое, очевидно, равно величине $u_c = u_R = i_a t' R N$.

При работе со статистически распределенными импульсами измерение скорости счета с помощью приведенной схемы может сопровождаться большими погрешностями. Последние обусловлены, во-первых, тем, что не все действующие на входе импульсы приводят к срабатыванию релаксационного реле, так как часть из них приходится на его мертвое время. Как известно, если мертвое время устройства t_m , то из общего числа N действующих на входе в единицу времени статистически распределенных импульсов будет зарегистрировано лишь $N_1 = \frac{N}{1 + N t_m}$, а $N - N_1$ импульсов будет утеряно.

Для снижения статистических ошибок, связанных с конечной величиной мертвого времени стандартизатора, последнее должно быть сделано возможно меньшим. В некоторых устройствах предпочитают обходиться без релаксационного реле-стандартизатора и используют схему с двумя диодами и двумя конденсаторами, один из которых играет роль дозирующего, а второй входит в интегрирующую цепь. Она отличается от приведенной выше (рис. 5.29) схемы накопителя только тем, что емкость C_2 зашунтирована сопротивлением. Другой источник погрешностей связан с самим процессом интегрирования статистически распределенных импульсов с помощью RC -цепи. Так как при этом нельзя указать фиксированного интервала времени между импульсами, то мгновенные показания прибора на выходе могут отличаться от определяемых написанными выше выражениями $i_R = f(N)$ и $u_c = f(N)$ [186, 188].

Это иллюстрирует приведенная на рис. 5.33 запись показаний прибора на выходе измерителя скорости счета, сделанная при двух значениях постоянной времени RC [189]. Анализ процессов в схеме показывает, что относительная вероятная ошибка в определении среднего числа импульсов, питающих RC -цепь [186, 188],

$$\varepsilon = \frac{0,67}{\sqrt{2\bar{N}\tau_u}},$$

где τ_u — постоянная времени интегрирующей цепи, а \bar{N} — средняя скорость прихода импульсов. Таким образом, для того, чтобы отно-

сительная вероятная ошибка не превосходила ϵ^0/σ , постоянная времени интегрирующей цепи должна быть выбрана из условия:

$$\tau_{\text{и}} \geq \frac{2300}{\epsilon^2 \bar{N}}.$$

Так, например, если $\bar{N} = 100$ имп/сек, то для того, чтобы вероятная ошибка не превосходила 1% , необходимо, чтобы постоянная времени интегрирующей цепи была бы не меньше 23 сек. При указанных же на рис. 5.32 параметрах вероятная ошибка будет около 10% .

Увеличение постоянной времени интегрирующей цепи для уменьшения вероятной ошибки сопровождается возрастанием времени установления показаний, т. е. времени измерений. При фиксированном значении величины ϵ , необходимая величина $\tau_{\text{и}}$ снижается с возрастанием средней скорости счета \bar{N} . Поэтому в измерителях скорости счета обычно предусматривается возможность изменения постоянной времени интегрирующей цепи. Если при этом значение \bar{N} измеряется по величине напряжения на емкости этой цепи, то рационально изменять постоянную времени $\tau_{\text{и}}$ путем перехода от одного значения емкости к другому, так как от ее величины не зависит чувствительность схемы (т. е. численное соотношение между u_c и \bar{N}). Это

непосредственно следует из приведенного выше выражения, связывающего u_c и \bar{N} . Чувствительность же схемы (или пределы измерений) можно варьировать путем изменения величины сопротивления R .

При постройке измерителей скорости счета встречается ряд практических трудностей, связанных с необходимостью обеспечить неизменный режим работы схемы, правильное измерение напряжения или тока в интегрирующей цепи, строгое постоянство заряда, сообщаемого каждым импульсом конденсатору в этой цепи, и т. д. Так, например, в схеме, приведенной на рис. 5.32, погрешности в измерениях могут быть связаны с нестабильностью работы реле-стандартизатора, а также с изменением величины анодного тока лампы, питающей интегрирующую цепочку (вследствие, например, колебаний напряжения E_a или из-за непостоянства анодного напряжения лампы при изменении напряжения на конденсаторе C в связи с разным числом действующих на входе импульсов). Некоторые из подобного рода трудностей удастся преодолеть путем использования для

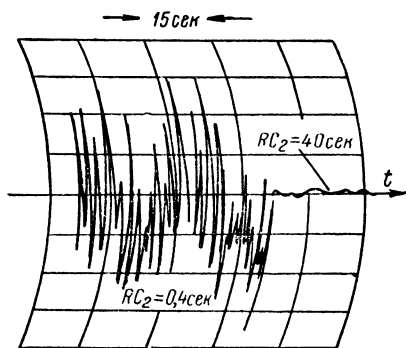


Рис. 5.33. Пример записи напряжения на выходе измерителя скорости счета при двух постоянных времени.

питания интегрирующей цепочки схемы с дозирующим конденсатором (в комбинации со стандартизирующим релаксационным реле или без него) [186, 188].

В стационарном режиме при неизменной скорости счета на клеммах интегрирующей цепи в схеме с дозирующим конденсатором (рис. 5.34а) устанавливается напряжение, при котором получаемый

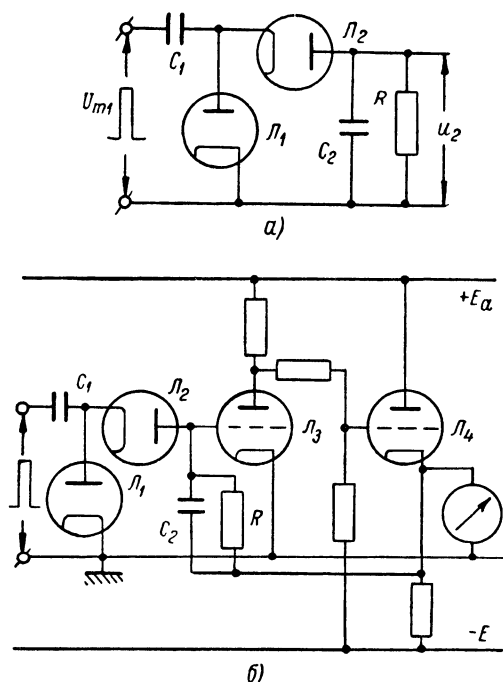


Рис. 5.34. Схема скорости счета с дозирующим конденсатором (а) и вариант схемы скорости счета с дозирующим конденсатором и цепью обратной связи (б).

и теряемый конденсатором C_2 заряды равны. Если на входе действуют в секунду N импульсов с амплитудой U_{m1} , и в схеме установилось стационарное состояние, то заряд, получаемый конденсатором C_1 и передаваемый C_2 , будет $q' = N(U_{m1} - u_2)C_1$. Заряд, теряемый ежесекундно конденсатором C_2 вследствие утечки через сопротивление R , численно равен протекающему через это сопротивление току $q'' = i_R = \frac{u_2}{R}$. Поскольку $q' = q''$, напряжение на выходе схемы и число импульсов связаны между собой соотношением:

$$u_2 = \frac{U_{m1} C_1 R N}{1 + C_1 R N}.$$

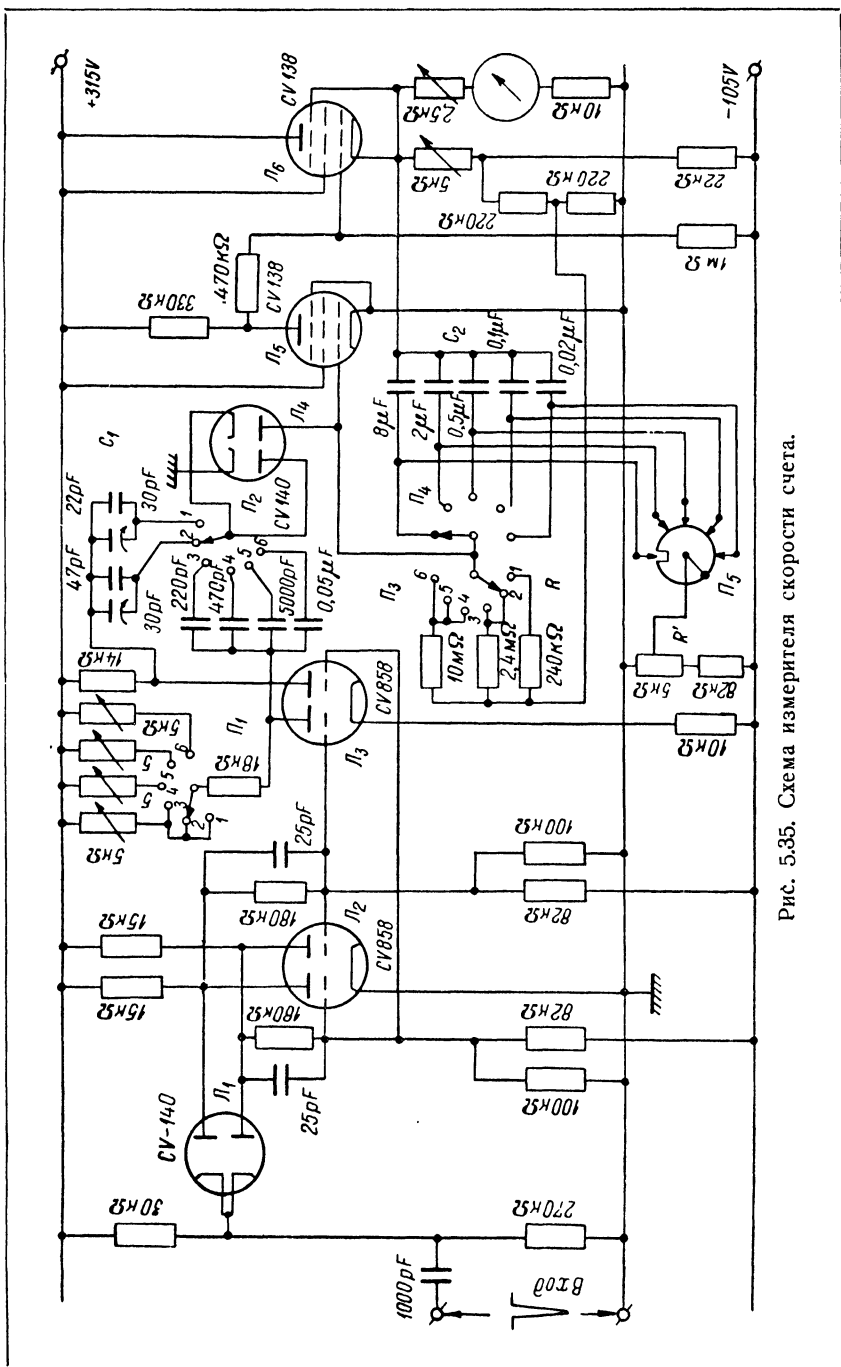


Рис. 5.35. Схема измерителя скорости счета.

Если параметры схемы выбраны так, что в стационарном режиме $u_2 \ll U_{m1}$, то напряжение u_2 — линейная функция числа действующих на входе в единицу времени импульсов:

$$u_2 \approx U_{m1} C_1 R N.$$

В схеме с дозирующим конденсатором требования к стандартности импульсов (во всяком случае, к неизменности их длительности) значительно ниже, а изменение с течением времени характеристик диодов практически не сказывается на показаниях прибора. Для измерения напряжения на клеммах интегрирующей цепи в схему вводят ламповый вольтметр постоянного напряжения. Используя глубокую отрицательную обратную связь, можно избавиться от влияния нестабильности источников питания и, кроме того, легко выполнить соотношение $u_2 \ll U_{m1}$, необходимое для получения линейной шкалы прибора. Построение такой схемы иллюстрирует рис. 5.34 б. Как и в схеме, приведенной на рис. 5.34 а, при действии каждого импульса на входе конденсатор C_1 сообщает определенный заряд конденсатору C_2 . Этот конденсатор вместе с шунтирующим его сопротивлением R включен в цепь обратной связи лампового вольтметра постоянного тока (см. § 4 гл. III). Благодаря тому, что на вход схемы подается напряжение обратной полярности, снятое с выхода, изменение напряжения на сетке лампы L_3 и на аноде диода L_2 в $K+1$ раз меньше, чем на клеммах интегрирующей цепи [здесь K — коэффициент усиления схемы без обратной связи (см. § 4 гл. II)]. Соответственно в $K+1$ раз оказывается меньшим и значение напряжения u_2 , определяющее (вместе с напряжением U_{m1} и емкостью C_1) заряд, получаемый конденсатором C_1 при действии на входе импульса. При этом, разумеется, напряжение на клеммах интегрирующей цепочки остается таким же, как и в схеме без обратной связи. Это напряжение и измеряется на выходе схемы с помощью стрелочного прибора (точнее, $\frac{K}{1+K}$ -я доля этого напряжения).

Полная схема измерителя скорости счета рассматриваемого типа приведена на рис. 5.35 (лампы L_4 , L_5 и L_6 соответствуют лампам L_1 , L_2 , L_3 и L_4 в схеме на рис. 5.34 б). До поступления на вход каскада с дозирующим конденсатором импульсы формируются с помощью релаксационного реле с двумя устойчивыми состояниями и проходят через буферный каскад. Для того чтобы расширить пределы измерений прибора, в нем предусмотрена возможность изменения постоянной времени $C_1 R$, которая [как это видно из приведенного выше выражения для $u_2 = f(N)$] существенно определяет чувствительность схемы. Всего прибор имеет шесть пределов измерений, рассчитанных на максимальную скорость счета 1, 10, 100, 1000, 10 000 и 100 000 имп/сек. Переход от одного предела измерений к другому осуществляется с помощью строенного переключателя P_1 , P_2 и P_3 . В первых двух положениях этого переключателя

лампой буферного каскада служит правый триод L_3 . Подстроечные конденсаторы, входящие в состав емкостей C_1 , позволяют точно установить пределы измерений. В следующих четырех положениях переключателя P_1 в буферном каскаде используется левый триод L_3 . При этом точное значение пределов диапазонов устанавливают, подавая на вход прибора импульсы с известной частотой повторения и регулируя сопротивления анодных нагрузок этой лампы.

Независимо от пределов измерения прибора, можно изменять величину емкости C_2 (с помощью переключателя P_4). При этом чувствительность схемы остается неизменной, но изменяется постоянная времени интегрирующей цепи и, тем самым, изменяется статистическая ошибка в определении числа импульсов и время отсчета (см. выше). Устанавливая то или иное значение емкости C_2 , можно найти удовлетворительный компромисс между большим временем измерения и точностью отсчета. На большинстве шкал прибора ошибка в определении числа импульсов N не превосходит $\pm 1\%$ и составляет несколько процентов на шкале максимальной чувствительности (наименьшей скорости счета). Время отсчета при максимальной постоянной времени интегрирующей цепи — около 12 мин.

Переменные сопротивления в катодной цепи лампы L_6 служат для установления начального режима в схеме и нулевого отсчета прибора в отсутствии импульсов на входе. Переключатель P_5 (механически сочлененный с P_4) связывает все конденсаторы C_2 , не включенные в данный момент в интегрирующую цепь, с потенциометром R' . Движок этого потенциометра устанавливается таким образом, что присоединенные к нему конденсаторы заряжаются до напряжения, равного среднему напряжению на сетке лампы L_5 . Это позволяет уменьшить бросок стрелки выходного прибора при переходе в процессе измерений от одного конденсатора C_2 к другому. Более подробное описание приведенной схемы и оценка погрешностей измерений даны в оригинальной работе [190].

§ 3. Исследование распределения импульсов по амплитудам

1. Дискриминаторы напряжения. В ряде экспериментов бывает необходимо регистрировать число импульсов, амплитуда которых превосходит определенную величину. Более сложная задача — исследование амплитудного спектра импульсов, связанных с изучаемым явлением, т. е. установление зависимости числа импульсов от их амплитуды. Такая задача часто встречается в экспериментальной ядерной физике, где для установления энергетического спектра частиц исследуется амплитудный спектр импульсов, даваемых счетчиком частиц. Импульсы, получаемые, например, от ионизационной камеры или от пропорционального счетчика, усиливаются с помощью линейного усилителя (см. § 2 гл. III), а затем поступают на

вход устройства, носящего название амплитудного анализатора. Число импульсов, возникающих на выходе анализатора, регистрируется с помощью того или иного счетного устройства.

В настоящее время имеется много вариантов схем амплитудных анализаторов. Построение их подробно рассмотрено в специальных книгах, посвященных радиотехническим методам ядерной физики [2,187]. Поэтому, не претендуя на полноту описания амплитудных анализаторов, мы лишь в общих чертах коснемся вопросов, относящихся к этому разделу измерительной техники, оставляя в стороне детальный разбор современных сложных схем анализаторов.

Обязательным элементом каждого амплитудного анализатора является импульсный дискриминатор — устройство, позволяющее выделить из всей массы сигналов те, амплитуда которых превосходит определенное значение. Амплитудный дискриминатор имеет резко нелинейную амплитудную характеристику, и сигнал на его выходе появляется лишь в случае, если амплитуда сигнала на входе превышает определенную критическую (пороговую) величину. Схема амплитудного дискриминатора должна давать возможность устанавливать то или иное значение порогового напряжения с достаточно большой точностью (последняя определяется условиями эксперимента и обычно составляет доли вольта). Выбранная величина критического напряжения не должна зависеть от амплитуды или среднего числа импульсов, действующих на входе дискриминатора в единицу времени. Она должна поддерживаться как можно более постоянной при возможных изменениях напряжения питания, старении ламп и т. п. Чем меньше дрейф порогового напряжения, тем выше качество дискриминатора. Дискриминатор должен обладать малым временем срабатывания и быстро восстанавливать начальное состояние после воздействия одного импульса (в частности, он не должен блокироваться импульсами большой амплитуды). Первое необходимо для того, чтобы дискриминатор реагировал на кратковременные импульсы. Второе особенно существенно при статистическом распределении импульсов, что имеет место при исследовании амплитудного спектра импульсов от счетчика частиц. Желательно, чтобы время восстановления не зависело от амплитуды импульсов, так как в противном случае затрудняется учет ошибок при счете числа статистически распределенных во времени импульсов.

Простым дискриминатором напряжения может служить диод, включенный последовательно с сопротивлением (рис. 5.36 а). На выходе схемы появляются сигналы, если амплитуда импульсов на входе превышает заданную критическую величину, определяемую напряжением смещения, действующим между катодом и анодом лампы и потенциалом запирающего диода. Изменяя постоянное напряжение смещения, можно регулировать величину критического напряжения дискриминатора. Чем больше крутизна анодной характеристики лампы вблизи ее запирающего, тем больше нелинейность амплитудной характе-

ристики схемы и тем более четко выражен порог дискриминации. Сравнение характеристик различных ламп показывает, что крутизна анодной характеристики пентодов (например, 6Ж1П, 6Ж4 и т. д.), превращенных в диод соединением всех сеток с анодом, во много раз превышает крутизну характеристик обычных диодов. Дополнительно уменьшить внутреннее сопротивление лампы вблизи запираания и сделать более четким порог дискриминации позволяет уменьшение температуры катода. Поэтому ток накала диода-дискриминатора иногда снижают на 15—20% по сравнению с его нормальным значением.

Величина порогового напряжения диодного дискриминатора изменяется за длительный промежуток времени на величину порядка 0,05 в [191] (в основном вследствие изменения контактной разности потенциалов между электродами лампы).

При действии на входе схемы кратковременных импульсов возможно прохождение последних на выход через емкость катод—анод лампы и в том случае, если диод заперт. Для нейтрализации этих паразитных сигналов в схему дискриминатора вводят вспомогательную RC -цепь, связывающую выход схемы с дополнительным компенсационным входом (рис. 5.36 а). На последний подают импульсы той же формы и амплитуды, что и на основной вход дискриминатора, но обратной полярности. Регулируя величину емкости C_n , можно установить такое ее значение (равное емкости между катодной и анодной цепями диода), при котором напряжение на выходе будет равно нулю, если амплитуда импульсов недостаточна для протекания тока эмиссии через диод. Для этого необходимо, чтобы усилитель, с которого снимаются импульсы на вход дискриминатора, имел бы два (противофазных) выхода.

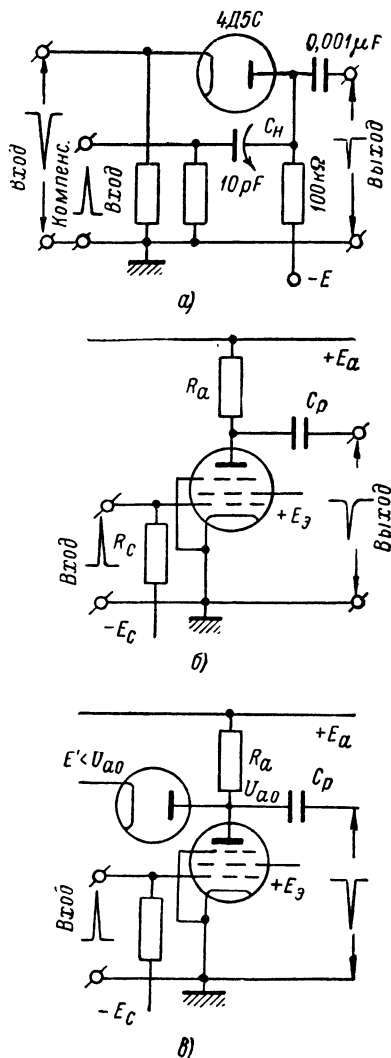


Рис. 5.36. Схемы амплитудных дискриминаторов.

Схемы анализаторов могут быть построены не только на вакуумных, но также и на кристаллических диодах [193]. Такие диоды имеют меньшую проходную емкость и более резкий излом вольт-амперной характеристики. Но их обратное сопротивление меньше, чем вакуумных ламп, и, что очень существенно, изменяется при нагревании во время протекания через них тока в прямом направлении. Изменение же обратного сопротивления, а следовательно, и обратного тока, протекающего из-за наличия в схеме источника смещения E , изменяет величину порогового напряжения даже при малом сопротивлении нагрузки.

Обратим внимание на то, что для регистрации сигнала, прошедшего через диодный дискриминатор, амплитуда должна быть достаточно велика для приведения в действие регистрирующего устройства. Поэтому характеристики последнего должны приниматься во внимание при определении порога ограничения.

В качестве дискриминатора может быть использована также усилительная лампа, запертая путем подачи достаточно большого отрицательного смещения на управляющую сетку (рис. 5.36 б). Для появления сигнала на выходе схемы необходимо, очевидно, чтобы амплитуда сигнала на сетке лампы превосходила бы величину $u_c = |E_c - U_{зап}|$. Дискриминаторы, построенные на усилительных лампах, имеют менее резко выраженный порог срабатывания, дрейф которого больше, чем у диодных схем (специальные лучевые лампы типа 6BN6 имеют такое же резкое запирающее, как диоды, и, что существенно для многих применений, весьма малый сеточный ток, который при $u_c = +50$ в достигает всего 0,5 мА [193]). Вследствие того, что крутизна анодной характеристики лампы мала вблизи потенциала запирающего, малую крутизну имеет и начальный участок переднего фронта выходного импульса.

Значительно увеличить крутизну изменения выходного напряжения после того, как амплитуда входного сигнала превысила пороговое значение, позволяет включение дополнительного диода в анодную цепь лампы (рис. 5.36 в) [41, 194]. Пока напряжение на аноде усилительной лампы остается большим, чем на катоде диода, последний шунтирует сопротивление R_a . Поэтому резкое изменение напряжения на выходе схемы имеет место только в том случае, если амплитуда импульса на входе превосходит величину, достаточную для повышения анодного тока лампы до некоторого критического значения, соответствующего запирающему диода. При этом рабочая точка усилительной лампы оказывается в области участка анодной характеристики с большой крутизной. Амплитудная характеристика последней схемы имеет четко выраженный излом, и порог дискриминации может быть установлен с большой точностью. Как и в схемах диодных дискриминаторов, амплитуда сигналов, необходимая для их регистрации, существенно зависит от характеристик регистрирующего устройства.

При постройке амплитудного дискриминатора особое внимание должно быть обращено на то, чтобы при действии импульсов на входе схемы не изменялся порог срабатывания дискриминатора. Это легко может случиться, если цепь связи дискриминатора с источником сигналов (усилителем) содержит разделительную емкость, и при действии импульсов во входной цепи дискриминатора протекает ток (сеточный ток усильтельной лампы, ток диода). Эти вопросы были уже рассмотрены при описании импульсных линейных усилителей (см. п. 1 § 2 гл. III), где были указаны способы уменьшения этого паразитного эффекта.

Широкое применение в схемах дискриминаторов находят релаксационные реле с одним устойчивым состоянием.

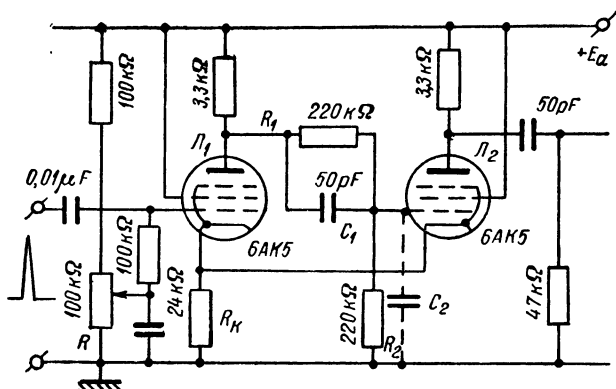


Рис. 5.37. Схема следящего релаксационного реле, которое часто используется как амплитудный дискриминатор.

Такие реле имеют резко нелинейную амплитудную характеристику $u_2 = f(u_1)$, так как после того как напряжение на входе достигает порогового напряжения, реле срабатывает, и на его выходе появляется большое напряжение, величина которого не зависит вовсе или мало зависит от амплитуды стартового сигнала.

В качестве дискриминатора может быть использована любая из приведенных в п. 1 § 5 гл. IV схема реле, но практически наилучшие результаты дает следящее реле,¹ которое в наибольшей степени удовлетворяет требованиям, предъявляемым к дискриминаторам. Эта схема (рис. 5.37) представляет собой двухламповый усилитель с непосредственной связью и общим для обеих ламп катодным сопротивлением, благодаря чему в схеме имеется положительная обратная связь. Емкость C_1 , шунтирующая сопротивление R_1 , служит для повышения коэффициента передачи быстропеременного напряжения (см. § 5 гл. IV). Ориентировочная величина этой емкости может быть

¹ Следящее реле часто называют триггером Шмитта.

определена из условия равенства постоянных времени $C_1 R_1 = C_2 R_2$, где C_2 — емкость сетка — земля второй лампы. Выбором соответствующего положения движка потенциометра R на сетке левой лампы устанавливается такое смещение, при котором эта лампа заперта. Для этого, очевидно, напряжение на сетке лампы L_1 относительно земли должно быть меньше, чем падение напряжения на сопротивлении R_k при протекании по нему анодного тока второй лампы, которая в этом состоянии реле открыта и напряжение между сеткой и катодом которой близко к нулю. При действии импульса положительной полярности на входе, потенциал сетки первой лампы повышается. Когда он достигает определенного критического значения, зависящего от положения движка потенциометра R , в анодной цепи лампы начинает течь ток. При этом при правильно выбранных параметрах схемы в ней протекает регенеративный процесс, в результате которого правая лампа оказывается запертой, а левая открытой (для этого должно быть выполнено условие $K\beta > 1$ — см. § 5 гл. IV). Это второе состояние схемы неустойчиво, но схема удерживается в нем пока напряжение в импульсе, действующем на сетке первой лампы, превосходит известную величину. Для того чтобы схема вернулась в исходное состояние, сеточное напряжение первой лампы должно быть несколько ниже, чем пороговое напряжение, соответствующее прямому переходу. Это связано с тем, что в каскаде, образованном первой лампой, имеется отрицательная обратная связь по току (пока вторая лампа закрыта), и поэтому потенциал ее сетки должен быть значительно понижен для того, чтобы анодное напряжение возросло до величины, достаточной для отпирания второй лампы. Разность входных напряжений, соответствующих прямому и обратному переходам схемы, зависит от ее параметров и может изменяться от десятых вольт до нескольких десятков вольт. Очевидно, что чем больше величина этой разности, тем в больших пределах должно изменяться входное напряжение для того, чтобы в схеме имели место прямой и обратный переходы, т. е. тем больше должна быть амплитуда действующих на входе импульсов. Минимальная длительность импульсов, необходимых для срабатывания реле, определяется длительностью переходов схемы из одного крайнего состояния в другое. Это время существенно зависит от постоянных времени анодных цепей ламп и темпа изменения крутизны отпирающей лампы в процессе возрастания потенциала ее сетки. Несколько более быстрый переход наблюдается при запуске реле путем воздействия отрицательного сигнала на сетку открытой лампы. Для ускорения действия реле, его следует строить на лампах с большой крутизной, большим анодным током и малыми межэлектродными емкостями (см. п. 3 § 3 гл. IV). Наконец, для того, чтобы сократить время переходов и таким образом сделать возможной работу реле при малых длительностях импульсов, в анодные цепи ламп могут быть введены корректирующие индуктивности (см. § 1 гл. III).

Применение в измерительных схемах следящего реле исключает возможность ложных отсчетов на выходе устройства, так как реле не может возвратиться в исходное состояние до окончания действия импульса, какова бы ни была продолжительность последнего. Вместе с тем, разрешающая способность схемы велика, так как время возвращения реле в исходное состояние, после того как напряжение на входе уменьшается до соответствующей величины, может быть сделано достаточно малым.

Пороговое напряжение описываемого реле изменяется на величину около 0,1 в при изменении напряжения питания на 10%. Такая стабильность может быть вполне удовлетворительной, если амплитуда действующих на входе сигналов настолько велика, что пороговое напряжение можно выбрать порядка 10 в или больше. Для ее повышения между источником сигналов (например, счетчиком частиц) и реле-дискриминатором включают усилитель с достаточно большим коэффициентом усиления.

Требования, которым должен удовлетворять такой усилитель, были рассмотрены в § 2 гл. III.

Существенное преимущество реле-дискриминатора с катодной связью заключается в том, что после отпирания первой лампы и перехода реле во второе крайнее состояние, первая лампа работает с большой отрицательной обратной связью. Благодаря этому амплитуда импульсов напряжения на входе может во много раз превосходить величину порогового напряжения реле без опасности протекания сеточного тока. Это облегчает построение схемы входа дискриминатора и уменьшает опасность смещения порога дискриминации при действии сигналов большой амплитуды. Диапазон возможных значений амплитуд входных импульсов может быть значительно расширен, если сопротивление R_k в схеме реле заменить лампой с большим внутренним сопротивлением (рис. 5.38). Это дает возможность увеличить глубину отрицательной обратной связи для переменного напряжения и, вместе с тем, сохранить сравнительно небольшой начальную разность потенциалов между катодами ламп и нулевым проводом. Введение такой лампы, кроме того, позволяет уменьшить паразитное прохождение кратковременных импульсов со входа схемы на сетку (катод) второй лампы. Для этого на управляющую сетку добавочной лампы через дополнительную цепь связи подается напряжение со входа схемы. При этом изменение напряжения на аноде добавочной лампы уменьшает напряжение, переданное на катоды ламп реле через емкость $C_{ск}$. При надлежащей регулировке схемы оба эти напряжения могут быть сделаны численно равными, и, таким образом, паразитное напряжение оказывается скомпенсированным.

Разрешающее время релаксационного реле-дискриминатора зависит от длительности действующих на его входе импульсов. Если дискриминатор работает в устройстве, предназначенном для регистрации импульсов, даваемых счетчиком частиц, то форма импульсов,

действующих на его входе, далека от прямоугольной. При этом эффективная ширина импульса, управляющего дискриминатором, а следовательно, и его разрешающее время оказываются функциями амплитуды сигналов. Это затрудняет учет потерь статистически распределенных во времени импульсов (эти потери, как известно, определяются мертвым временем устройства). Поэтому иногда в дискриминатор, построенный на основе следящего реле, вводят дополнительные цепи, фиксирующие его разрешающее время. Примером может служить схема дискриминатора, изображенная на рис. 5.38 [195]. На лампе L_1

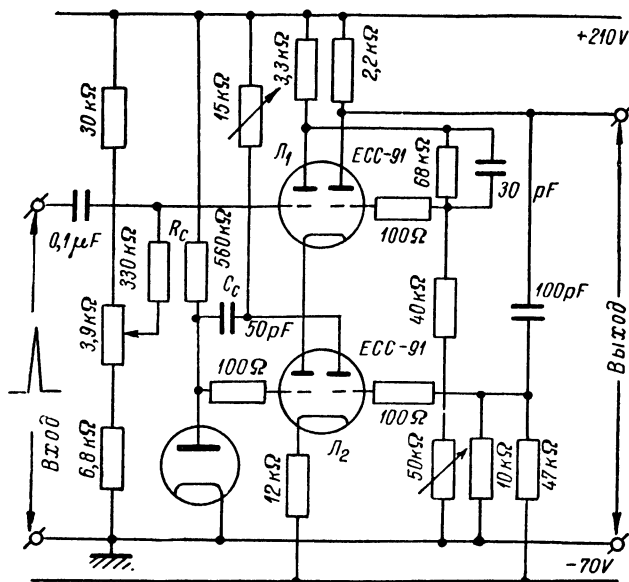


Рис. 5.38. Схема амплитудного дискриминатора с фиксированным разрешающим временем, в котором использовано реле с катодной связью, причем R_k заменено лампой.

собрано следящее реле, причем роль сопротивления R_k играет левый триод лампы L_2 . На лампе L_2 собрано релаксационное реле с одним устойчивым состоянием, в котором левый триод L_2 открыт. При действии на входе схемы импульса положительной полярности, имеющего достаточно большую амплитуду, реле, построенное на лампе L_1 , переходит во второе крайнее состояние. При этом правый триод лампы L_1 запирается, напряжение на его аноде резко повышается, и кратковременный импульс положительной полярности подается на сетку правого триода лампы L_2 . В результате реле, построенное на лампе L_2 , переходит во второе состояние, и левый триод лампы L_2 оказывается запертым. Это приводит к отсоединению лампы L_1 от источника анодного питания. Схема остается в этом состоянии до тех пор, пока

не восстановится проводимость левого триода L_3 . Выбором соответствующей постоянной времени цепи связи $R_c C_c$ время пребывания реле во втором крайнем состоянии можно изменять по своему желанию. В оригинальной схеме предусмотрена возможность изменения разрешающего времени устройства от 5 мксек до 10 мсек. В периодической литературе описаны дискриминаторы со значительно меньшим фиксированным разрешающим временем — порядка нескольких десятых микросекунды [196].

2. Одноканальные дифференциальные амплитудные анализаторы. Дискриминаторы напряжения позволяют отделить импульсы с большими амплитудами от импульсов с малыми амплитудами, что бывает необходимо, например, при регистрации числа проходящих через счетчик сильно ионизирующих частиц на фоне большого числа слабо ионизирующих. Применяя дискриминаторы, можно исследовать амплитудный спектр регистрируемых импульсов.

Для этого достаточно сделать ряд последовательных измерений числа импульсов, прошедших через дискриминатор за одинаковые интервалы времени, но при различных пороговых напряжениях (u_{d1}, u_{d2}, \dots). Очевидно, что при этом будут определены числа импульсов, амплитуды которых соответственно превосходят значения u_{d1}, u_{d2}, \dots . В результате таких измерений может быть построен график $N = f(u_m)$, дающий зависимость числа импульсов, амплитуда которых превосходит определенную величину, от значения последней (рис. 5.39, кривая 1). Продифференцировав найденную кривую (например, графическим способом) можно получить график плотности распределения импульсов по их амплитудам (рис. 5.39, кривая 2). Площадь, ограниченная всей кривой и координатными осями, может быть нормирована к максимальному числу импульсов, регистрируемых в течение выбранного интервала времени (оно равно числу импульсов, прошедших через дискриминатор при минимальном пороговом напряжении, величина которого обычно выбирается превосходящей уровень фона, образованного слабо ионизирующими частицами). Тогда площадь под участком кривой, ограниченным значениями напряжения U' и U'' , равна числу импульсов, амплитуды которых заключены в этих пределах.

Существенный недостаток исследования амплитудного спектра путем нахождения интегральной кривой $N = f(u_m)$ и дальнейшей

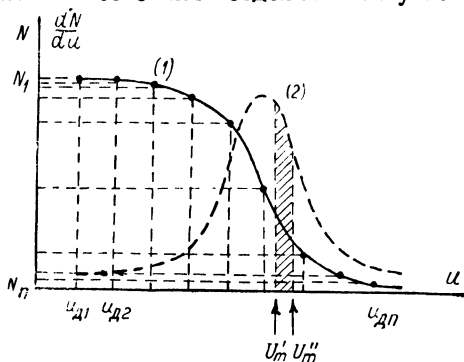


Рис. 5.39. Графики, иллюстрирующие результаты измерений распределения импульсов по амплитудам с помощью амплитудного дискриминатора.

ее обработки для получения кривой амплитудного распределения импульсов заключается в том, что числа импульсов $\Delta N = N_n - N_{n-1}$, соответствующие интервалам напряжений $\Delta U_m = u_{дл} - u_{д(n-1)}$, находятся в результате двух независимых измерений. При этом величина вычисляемой разности ΔN обычно бывает во много раз меньше абсолютных значений N_n и $N_{(n-1)}$. Вследствие этого статистическая ошибка в определении величины ΔN оказывается во много раз большей, чем если бы эта величина измерялась непосредственно. Для того чтобы относительная ошибка в измерении разности ΔN была бы малой, числа N_n и $N_{(n-1)}$ должны быть найдены с большой точностью, т. е. необходимо большое время измерения каждого значения N_n . Помимо неудобств, связанных с затратой большого времени для полу-

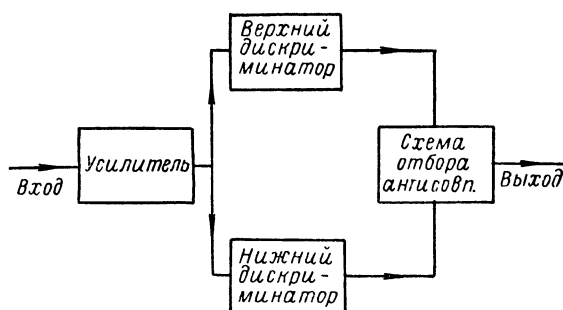


Рис. 5.40. Блок-схема одноканального дифференциального амплитудного анализатора.

чения экспериментальных результатов, возрастание времени измерений увеличивает возможности погрешностей, связанных с непостоянством пороговых напряжений дискриминаторов, нестабильностью усилителя, непостоянством распределения импульсов по амплитудам в самом источнике и т. д. В связи с этим значительные преимущества имеют дифференциальные анализаторы, позволяющие непосредственно измерять числа импульсов, амплитуды которых лежат в определенных пределах. Для этого исследуемые импульсы после усиления подаются одновременно на входы двух дискриминаторов с разными пороговыми напряжениями (рис. 5.40). Выходы дискриминаторов связаны со схемой отбора антисовпадений (см. § 4 настоящей главы). Импульсы, прошедшие через „нижний“ дискриминатор (т. е. дискриминатор с меньшим пороговым напряжением), появятся на выходе схемы отбора антисовпадений только в том случае, если импульс одновременно не проходит через „верхний“ дискриминатор. Очевидно, что на выходе такого „одноканального“ анализатора могут быть зарегистрированы лишь те импульсы, амплитуда которых имеет величину, лежащую между пороговыми напряжениями обоих дискриминаторов. Поэтому эти напряжения задают границы „канала“ или „окна“

анализатора. Схема анализатора обычно строится таким образом, что канал без изменения его ширины можно перемещать по шкале напряжений. Это дает возможность путем ряда последовательных измерений числа сигналов, появляющихся за равные интервалы времени на выходе анализатора, непосредственно исследовать амплитудное распределение импульсов. Благодаря этому сокращается время, необходимое для измерений с заданной точностью.

Серьезная трудность, которая встречается при постройке амплитудного анализатора, заключается в том, что импульсы, прошедшие через верхний дискриминатор, имеют меньшую продолжительность и запаздывают относительно импульсов, прошедших через нижний дискриминатор. Обычно импульсы, действующие на входе анализатора, далеки от прямоугольных. Поэтому напряжение в импульсе достигает значения, равного пороговому напряжению верхнего дискриминатора, позже, чем порогового напряжения нижнего дискриминатора. Наоборот, импульс на выходе верхнего дискриминатора заканчивается раньше, чем на выходе нижнего.

Это иллюстрирует рис. 5.41, на котором изображен импульс напряжения с покатыми фронтами и отмечены два напряжения дискриминации.

Запаздывание и меньшая длительность импульса на выходе верхнего дискриминатора приводят к тому, что на выходе схемы отбора антисовпадений могут появиться сигналы и в том случае, если амплитуда действующих на входе импульсов превосходит порог верхнего дискриминатора. Для того чтобы избежать этого явления, необходимо задержать импульс от нижнего дискриминатора до тех пор, пока не появится импульс от верхнего дискриминатора, и продолжить действие импульса от верхнего дискриминатора до тех пор, пока не закончится импульс от нижнего дискриминатора. Для этого в схему вводятся специальные цепи, согласующие длительности и начала действия импульсов, поступающих на схему отбора антисовпадений. При этом анализатор становится мало чувствительным к форме исследуемых импульсов.

Если канал анализатора имеет малую ширину (например, порядка вольта), то большое значение имеет абсолютная величина стабильности порогового напряжения каждого дискриминатора. Для того чтобы уменьшить погрешности, связанные с возможными нестабильностями границ канала анализатора, между входами обоих

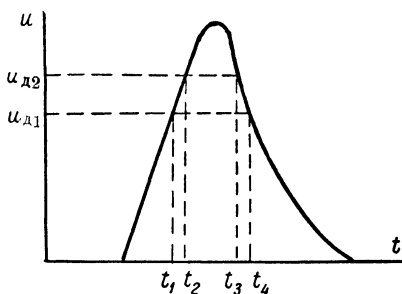


Рис. 5.41. Иллюстрация влияния конечной скорости нарастания и спада напряжения в импульсе на работу дифференциального импульсного анализатора с двумя амплитудными дискриминаторами.

дискриминаторов и источником исследуемых импульсов включают усилитель (рис. 5.42). В этом случае ширина канала анализатора, очевидно, равна величине $\frac{u_{д2} - u_{д1}}{K}$, где K — коэффициент усиления сигналов, амплитуда которых лежит в пределах, пропускаемых анализатором. Вне этих пределов коэффициент усиления может быть малым. В частности, усилитель может сам ограничивать амплитуды больших сигналов и не пропускать сигналы с малыми амплитудами, т. е. он может служить предварительным селектирующим устройством. На рис. 5.42 приведена блок-схема одноканального анализатора, построенного по изложенному принципу, а на рис. 5.43 — полная схема этого

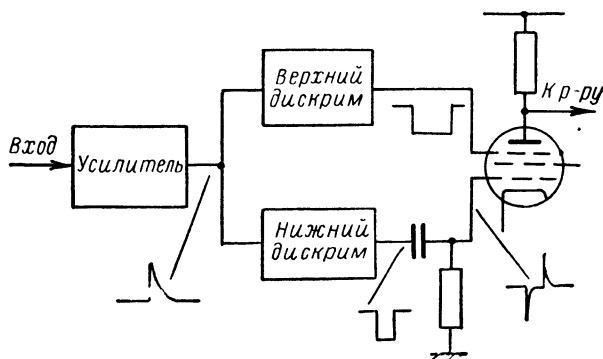


Рис. 5.42. Блок-схема одноканального дифференциального амплитудного анализатора с преобразованием формы импульса, проходящего через нижний амплитудный дискриминатор.

устройства [197]. В анализаторе имеется усилитель ($K = 10$), построенный на лампах L_1 , L_2 и L_3 по схеме с непосредственной связью [174], что исключает возможность изменения соотношений между амплитудами импульсов вследствие изменения зарядов переходных конденсаторов при действии импульсов с большими амплитудами или при большой скорости счета. Благодаря введению отрицательной обратной связи усилитель имеет широкий динамический диапазон. Входная лампа схемы заперта отрицательным смещением на сетке, которое можно изменять в пределах 40 в с помощью потенциометра P_1 (напряжение смещения измеряется вольтметром, не указанным в приведенной схеме).

Нижний и верхний дискриминаторы (рис. 5.43) собраны соответственно на двойном триоде L_4 и пентодах L_5 и L_6 . Нижний дискриминатор представляет собой следящее релаксационное реле. Его пороговое напряжение устанавливается с помощью переменных сопротивлений R_1 и R_2 . Оно выбирается таким, что дискриминатор срабатывает, если напряжение на сетке лампы L_4 достигает нескольких

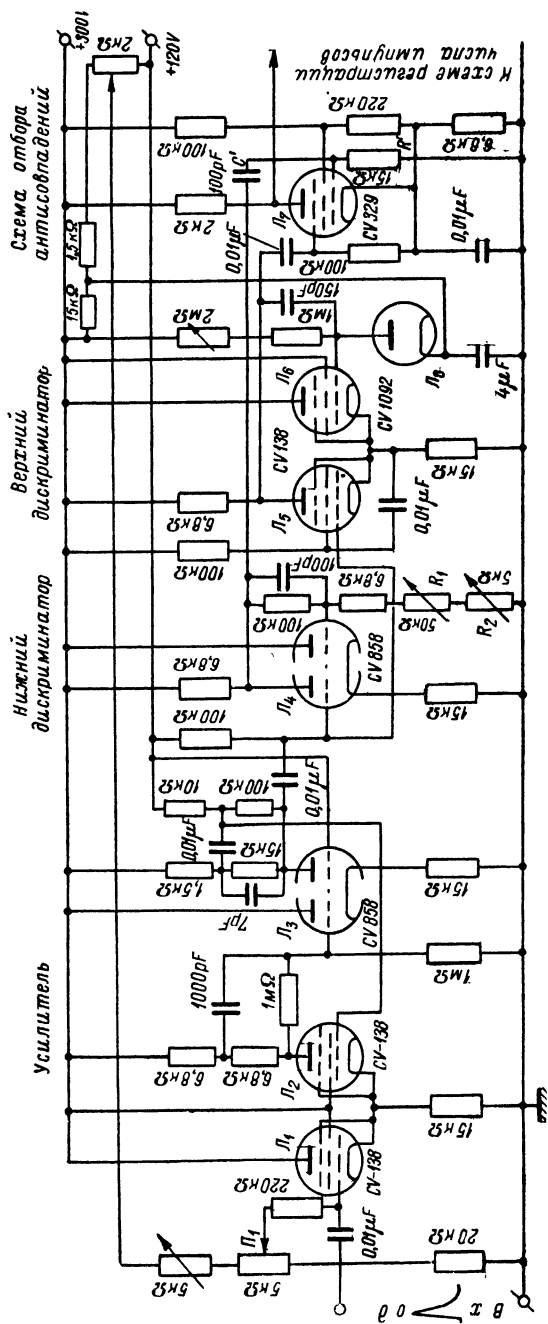


Рис. 5.43. Схема одноканального амплитудного анализатора.

вольт. Благодаря этому в момент срабатывания реле рабочая точка этой лампы находится в области большой крутизны ее анодной характеристики. Верхний дискриминатор построен по схеме реле с одним устойчивым состоянием. Параметры схемы выбраны таким образом, что реле срабатывает при действии сигналов с амплитудой 30 в и дает импульсы длительностью 10 мксек (они снимаются с анода лампы L_3).

В качестве схемы отбора антисовпадений использован пентод (лампа L_7 на рис. 5.43), управляющая и антидинатронная сетки которого связаны с дискриминаторами. В отсутствии сигналов лампа заперта. Сигналы, даваемые нижним дискриминатором, преобразуются с помощью RC -цепи с малой постоянной времени (R', C' на рис. 5.43) в два кратковременных импульса разной полярности, действующих на управляющей сетке пентода. Импульс отрицательной полярности не изменяет напряжения на аноде лампы. Положительный импульс отпирает лампу и приводит к появлению сигнала на выходе схемы, если одновременно на антидинатронную сетку не приходит сигнал отрицательной полярности, снятый с верхнего дискриминатора.

Таким образом, в описываемой схеме трудность, связанная с опережением сигналов от нижнего дискриминатора, преодолена путем преобразования формы этих сигналов и использования для регистрации антисовпадений только импульса, соответствующего заднему фронту сигнала от дискриминатора. Применение в качестве верхнего дискриминатора реле с одним устойчивым состоянием позволило расширить даваемый им импульс и, таким образом, осуществить блокировку схемы отбора антисовпадений при действии на входе импульса с большой амплитудой на время, достаточное для того, чтобы импульс от нижнего дискриминатора не достиг регистрирующего устройства.

Фиксированное время пребывания верхнего реле во втором крайнем состоянии ограничивает разрешающее время устройства. Если вслед за одним импульсом на вход устройства придет второй импульс через время, меньшее 10 мксек после начала первого, он не будет зарегистрирован на выходе, даже если его амплитуда лежит в пределах канала анализатора, так как лампа отбора антисовпадений будет еще заперта. Поэтому чем больше длительность импульсов, даваемых верхним реле, тем больше время, необходимое для счета при заданной статистической ошибке.

Для правильного действия схемы длительность импульса, даваемого нижним реле-дискриминатором, при действии на входе анализатора импульса большой амплитуды, не должна превышать 10 мксек так как в противном случае к моменту действия на управляющей сетке лампы L_7 положительного сигнала закончится отрицательный импульс на антидинатронной сетке. Поэтому импульс наибольшей амплитуды, поступающий на вход анализатора, должен иметь длительность, меньшую 10 мксек на уровне напряжения, равного пороговому напряжению нижнего дискриминатора. С другой стороны,

анализируемые импульсы не должны быть слишком кратковременными, так как время реакции усилителя порядка 1 мксек , и такого же порядка должна быть длительность импульсов для запуска верхнего реле-дискриминатора.

На рис. 5.44 приведена упрощенная схема основных каскадов более совершенного одноканального анализатора, предназначенного для работы с пропорциональными счетчиками [198]. Полная схема анализатора содержит два канала с разными пороговыми напряжениями, дополнительные цепи преобразования импульсов, схему регистрации антисовпадений, каскады, формирующие импульсы, снятые с выхода схемы отбора антисовпадений, и, наконец, счетную схему (измеритель скорости счета или регистратор). В установке предусмотрена возможность включения самописца, который позволяет вести запись амплитудного спектра пером на движущейся бумажной ленте. Все каскады, следующие за схемой отбора антисовпадений, на рис. 5.44 не указаны, а в приведенных каскадах опущены некоторые цепи, несущественные для понимания работы установки.

На лампах L_1 , L_2 и L_3 , L_4 собраны усилители-дискриминаторы, за которыми следуют два следящих релаксационных реле, построенных по схеме, несколько отличной от приведенной на рис. 5.37, но работающих по такому же принципу. Пороговое напряжение усилителя, собранного на лампах L_1 и L_2 , выбирается более низким, чем усилителя, построенного на L_3 и L_4 . Потенциометры P_1 и P_2 позволяют независимо изменять пороговое напряжение каждого усилителя, устанавливая ту или иную ширину канала анализатора (в действительной схеме — в пределах от 0 до 10 в). Потенциометр P_3 служит для регулирования смещения на управляющих сетках ламп L_1 и L_3 , т. е. для одновременного изменения порогового напряжения обоих дискриминаторов без изменения ширины канала анализатора (в действительной схеме — от 0 до 100 в). Применение катодно-связанных каскадов в качестве усилителей-дискриминаторов, помимо удобств управления анализатором, увеличивает стабильность работы анализатора, которая в значительной мере определяется стабильностью пороговых напряжений этих дискриминаторов.

Схема отбора антисовпадений построена на лампе L_{11} . В отсутствии сигналов левый триод этой лампы проводит, а правый триод заперт. При отпирании правого триода в результате действия на его управляющей сетке импульса положительной полярности с его анода снимается сигнал, поступающий на дальнейшую (на рис. 5.44 не указанную) счетную схему. Если одновременно на сетку левого триода L_{11} приходит положительный импульс, то падение напряжения на общем катодном сопротивлении обоих триодов возрастает, и правый триод остается запертым даже при действии на его сетке сигнала.

Для того чтобы задержать импульс, приходящий на схему отбора антисовпадений от нижнего дискриминатора, сигнал, снимаемый с релаксационного реле, построенного на лампах L_5 и L_6 , преобразуется

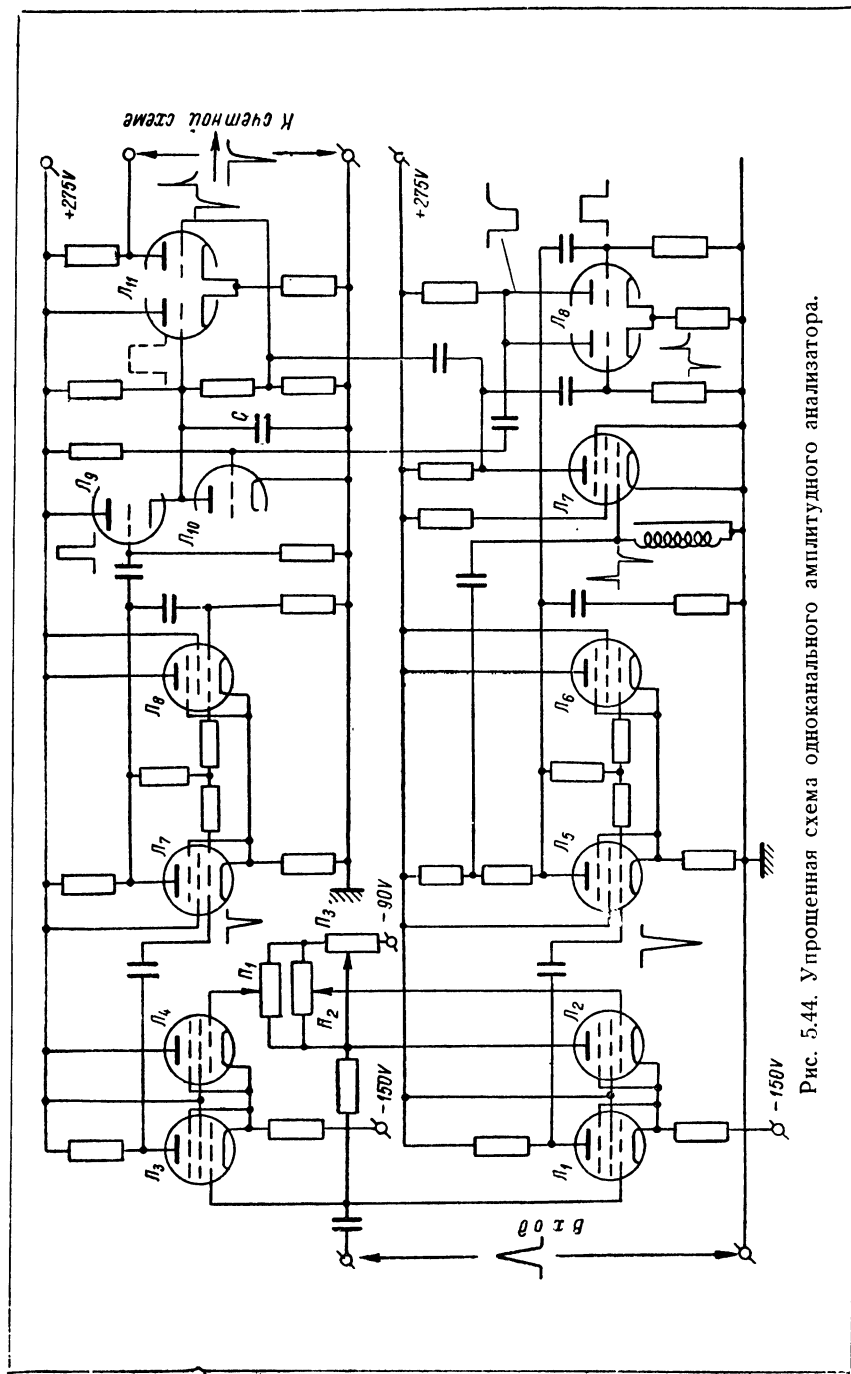


Рис. 5.44. Упрощенная схема одноканального амплитудного анализатора.

в последовательность двух кратковременных импульсов с помощью закороченной на конце линии. Один из этих импульсов соответствует переднему, а второй заднему фронту импульса, получаемого от электронного реле нижнего дискриминатора. Кратковременные импульсы (их длительность в описываемой схеме порядка 0,15 мксек) усиливаются (при этом их полярность изменяется на обратную) и подаются на сетку правого триода лампы L_{11} . Положительный импульс открывает триод L_{11} , если в это время не приходит импульс от верхнего дискриминатора, блокирующий схему антисовпадений. Затыжка импульса, необходимая для блокировки схемы антисовпадений в момент действия положительного импульса от нижнего дискриминатора, осуществляется в каскаде, построенном на лампах L_9 и L_{10} , с помощью дополнительной цепи, в которую входит лампа L_8 . На лампе L_9 построен катодный повторитель, нагрузкой которого служат лампа L_{10} и емкость C , образованная конденсатором 10 пф и распределенной емкостью (шунтирующие сопротивления велики — порядка нескольких мегом). При прохождении сигнала через нижний дискриминатор на сетке правого триода лампы L_8 действует положительный импульс, снимаемый с релаксационного реле, построенного на лампах L_5 и L_6 , а на сетке левого триода L_8 — последовательность двух кратковременных импульсов, снятых с анода лампы L_7 . В результате этого на общей анодной нагрузке обоих триодов L_8 появляется импульс отрицательной полярности, заканчивающийся одновременно с окончанием второго кратковременного импульса, поступающего на схему антисовпадений от нижнего дискриминатора. Этот импульс отрицательной полярности подается на сетку лампы L_{10} и запирает ее. При этом нагрузкой катодного повторителя, построенного на лампе L_9 , является емкость C . Если в это время на вход катодного повторителя приходит сигнал от верхнего дискриминатора, то емкость C быстро заряжается, напряжение на ней повышается, и схема отбора антисовпадений оказывается блокированной. Емкость сохраняет свой заряд (а следовательно, схема антисовпадений блокирована) пока не откроется лампа L_{10} , т. е. пока не окончится действие положительного импульса на сетке правого триода схемы антисовпадений. Если же прохождение сигнала через нижний дискриминатор не сопровождается прохождением сигнала через верхний дискриминатор, то хотя лампа L_{10} запирается, но конденсатор C не заряжается, и на выходе схемы отбора антисовпадений появляется импульс напряжения.

Таким образом, в описываемой схеме затыжкой импульса, получаемого от верхнего дискриминатора, управляет импульс, прошедший через нижний дискриминатор; импульс затыгивается ровно настолько, насколько это необходимо для блокировки схемы отбора антисовпадений.

Установка с описываемой схемой анализатора включает самописец для записи амплитудных спектров импульсов. Одновременно

с перемещением ленты самописца перемещается движок потенциометра Π_3 , а смещение пера пропорционально числу действующих на входе устройства в единицу времени импульсов, амплитуда которых укладывается в пределах канала анализатора. Поэтому на ленте самописца непосредственно записывается кривая распределения импульсов по их амплитудам. На рис. 5.45 приведен пример такой записи импульсов, полученной при исследовании с помощью ионизационной камеры

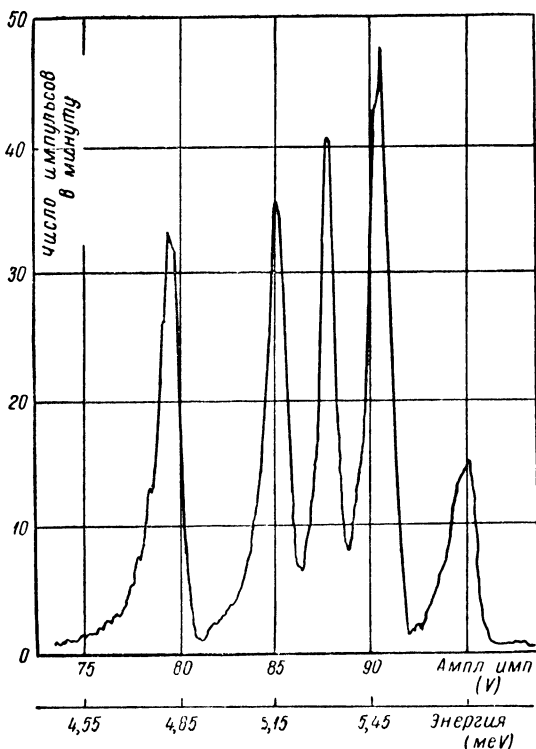


Рис. 5.45. Пример записи амплитудного спектра с помощью самописца.

α -спектра пробы, содержащей смесь нескольких активных элементов [198]. Этот спектр записан при ширине канала анализатора около 0,1 в, и для его записи потребовалось около четырех часов.

Для перехода от амплитуд импульсов к энергиям частиц установка градуируется. Для этого с ее помощью снимается энергетический спектр частиц какого-либо активного элемента, для которого он известен из других экспериментов.

Ряд схем одноканальных анализаторов описан в периодической литературе [194, 199].

3. Многоканальные импульсные анализаторы. Как уже говорилось выше, основное преимущество дифференциального анализатора перед исследованием спектра с помощью одного дискриминатора с переменным пороговым напряжением заключается в том, что время измерений при заданной статистической ошибке значительно сокращается. Но и при этом оно остается сравнительно большим, если амплитудный спектр должен быть исследован с достаточно большой точностью.

Дополнительно сократить время измерений позволяют многоканальные анализаторы. Они дают также возможность следить за изменениями в распределении импульсов по амплитудам в процессе изме-

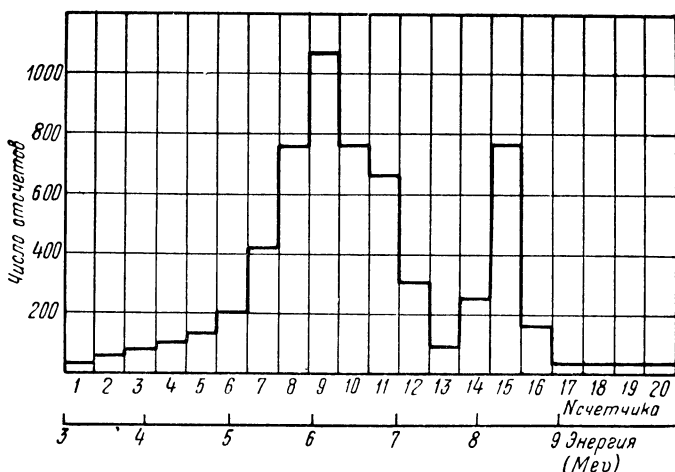


Рис. 5.46. Пример амплитудного спектра импульсов, полученного с помощью многоканального анализатора.

рений, что иногда облегчает эксперименты или создает новые экспериментальные возможности. Известным недостатком многоканального анализатора является его сложность.

Многоканальный анализатор может быть построен из нескольких одноканальных анализаторов, на входы которых одновременно подаются исследуемые импульсы, а пороговое напряжение нижнего дискриминатора в каждом канале установлено равным пороговому напряжению верхнего дискриминатора в предыдущем канале. При этом некоторый интервал возможных значений амплитуд входных импульсов делится без пропусков или наложений на известное число (обычно равных) интервалов. С выходом каждого канала анализатора связывается отдельный регистратор. Зависимость показаний регистраторов от номера канала при действии на входе устройства импульсов имеет вид ломаной линии. Примером может служить приведенный на рис. 5.46

α -спектр радиоактивных продуктов Ra^{225} , полученный с помощью ионизационной камеры и многоканального амплитудного анализатора [200].

Равенство порогового напряжения нижнего дискриминатора каждого канала пороговому напряжению верхнего дискриминатора предыдущего канала позволяет сократить число дискриминаторов объединением функций нижнего и верхнего дискриминаторов двух соседних каналов в одном устройстве. Блок-схема построенного таким образом многоканального анализатора приведена на рис. 5.47. Каждый

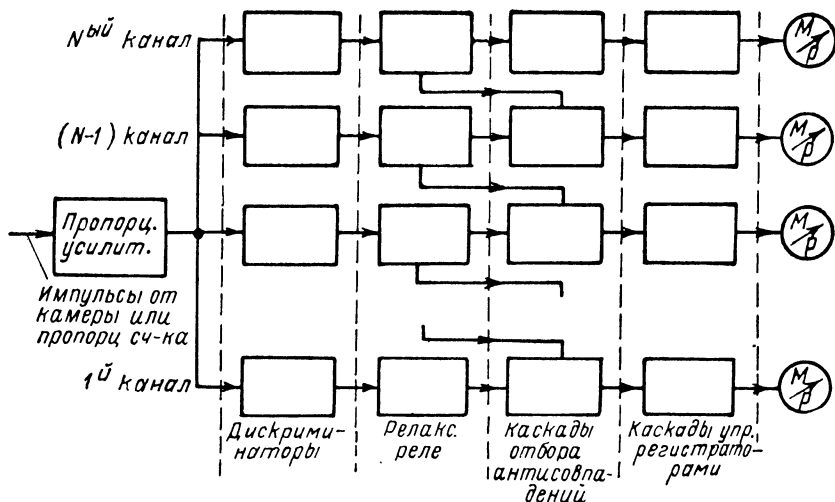


Рис. 5.47. Блок-схема многоканального анализатора.

канал состоит из дискриминатора, релаксационных реле с одним положением устойчивого состояния, каскада отбора антисовпадений и каскадов, управляющих работой механического регистратора. В число последних могут быть отнесены пересчетные цепи, если они введены в установку.

Реле отрегулированы таким образом, что все они имеют одно и то же значение порогового напряжения. Поэтому для выведения каждого из них из положения устойчивого состояния нужны сигналы, амплитуда которых превышает определенное и не зависящее от номера канала значение $U_{\text{ткр}}$. Каждый дискриминатор пропускает сигналы, имеющие амплитуду, большую известной величины, причем последняя определяется установленным в дискриминаторе смещением. Значения напряжений смещения постепенно возрастают по мере увеличения номера канала, отличаясь в двух соседних каналах на небольшую величину ΔU . Дискриминатор первого канала имеет смещение $U_0 + \Delta U$, второго $U_0 + 2\Delta U$ и т. д.

Если на входе установки действует импульс, амплитуда которого лежит в пределах от $U_0 + n \Delta U + U_{\text{ткр}}$ до $U_0 + (n + 1) \Delta U + U_{\text{ткр}}$, то, пройдя через дискриминаторы, он выводит из положения равновесия релаксационные реле n первых каналов. Каждое сработавшее реле одновременно посылает в схему два импульса (эти импульсы снимаются с разных участков цепей реле). Один импульс поступает на вход следующего за реле каскада отбора антисовпадений своего канала. Другой импульс (обратной полярности) поступает на вход каскада отбора антисовпадений предыдущего канала. В результате этого схемы антисовпадений в $n - 1$ первых каналах получают два импульса (разной полярности), а схема совпадений n -го канала — лишь один импульс. В результате этого импульс, действующий на входе схемы и имеющий амплитуду, лежащую в указанных выше пределах, будет отмечен только регистратором, включенным на выходе n -го канала.

Таким образом, все импульсы, амплитуды которых лежат в пределах от $U_0 + \Delta U + U_{\text{ткр}}$ до $U_0 + N \Delta U + U_{\text{ткр}}$, где N — число каналов в схеме анализатора, будут рассортированы на $N - 1$ групп. Амплитуда импульсов в каждой группе заключена в интервале напряжений, отличающихся на величину ΔU . Канал наибольшего номера, на схему отбора антисовпадений которого никогда не подается двух импульсов, отмечает все входные сигналы, амплитуда которых больше

$$U_0 + N \Delta U + U_{\text{ткр}}.$$

При постройке многоканального анализатора возникают те же трудности, что и при постройке одноканального, — трудности, связанные с разными длительностями импульсов на выходах дискриминаторов разных каналов и с возможной нестабильностью величин напряжений, ограничивающих каналы анализатора. При этом эти трудности усугубляются многочисленностью каналов. В современных многоканальных анализаторах с большой разрешающей способностью находят применение описанный выше метод зарядки конденсатора от верхнего дискриминатора и управление разрядкой этого конденсатора преобразованным импульсом, полученным от нижнего дискриминатора. Полное описание ряда анализаторов можно найти в периодической литературе [191, 201, 202].

Кроме многоканальных анализаторов, построенных из нескольких одноканальных, разработаны специальные устройства, работающие по другому принципу. Центральное звено одного из таких импульсных анализаторов представляет собой сортировщик импульсов, упрощенная схема которого изображена на рис. 5.48 [174]. Она содержит пять двойных триодов (по числу каналов), левые половины которых соединены последовательно и питаются от общего источника питания (-300 в и $+400$ в относительно земли). Сетки этих триодов через большие сопротивления (порядка нескольких мегом) связаны с положительным полюсом источника питания и благодаря протеканию

сеточного тока поддерживаются при потенциале, близком к потенциалу катода каждой лампы. При этом через все левые триоды ламп $\Lambda_6 — \Lambda_{10}$ протекает сравнительно большой анодный ток, а между катодом и анодом каждой лампы падает напряжение, равное 50 в. Соответственно диоды $\Lambda_1 — \Lambda_4$, включенные между сеткой первого и сетками последующих триодов, заперты напряжением, величина которого возрастает (на 50 в) с увеличением номера диода.

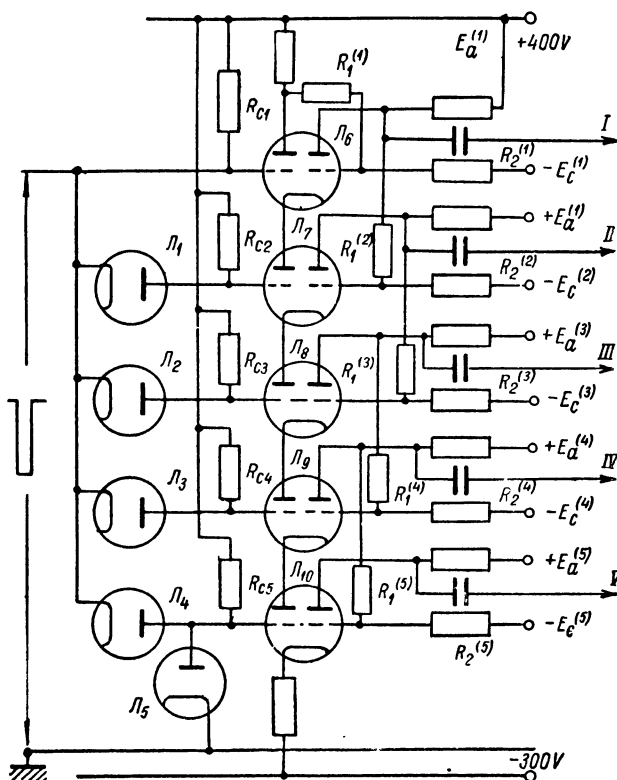


Рис. 5.48. Упрощенная схема сортировщика импульсов по амплитудам, предназначенная для постройки амплитудного анализатора.

Аноды правых триодов ламп $\Lambda_6 — \Lambda_{10}$ питаются через сопротивления анодных нагрузок от источников с разным напряжением, причем последнее постепенно понижается по мере возрастания номера лампы. Сетка правого триода каждой лампы связана через сопротивление R_1 с анодом правого триода предшествующей (считая сверху) лампы (за исключением сетки правого триода Λ_6 , которая связана с анодом левого триода своей лампы). Кроме того, через сопротивление R_2 сетка

каждого правого триода связана с источником отрицательного относительно земли напряжения, абсолютная величина которого возрастает с увеличением номера лампы. Выбором величин этих сопротивлений (и напряжений E_c) задается начальный потенциал сеток правых триодов, а изменение напряжения на аноде любого правого триода сопровождается изменением потенциала сетки следующего.

Положим, что на входе действует импульс напряжения отрицательной полярности, амплитуда которого меньше 50 в. Он запрет левый триод лампы L_6 . В результате напряжение на аноде этой лампы возрастет, потенциал сетки правого триода L_6 увеличится и возрастет его анодный ток. При соответствующим образом выбранных параметрах схемы катодный ток лампы останется постоянным, и поэтому режим всех последующих триодов не изменится. Вместе с тем на первом выходе схемы, связанном с анодом первого триода лампы L_6 , появится отрицательный импульс напряжения. Если действующий на входе импульс имеет амплитуду, превышающую 50 в (но меньшую 100 в), то запретится левый триод лампы L_7 , что вызовет полное отключение лампы L_6 от источника анодного питания. В результате этого анодный ток правого триода L_6 прекратится, его анодное напряжение возрастет до величины $E_a^{(1)}$ и соответственно увеличится потенциал сетки правого триода L_7 . При правильно выбранных параметрах схемы катодный ток L_7 остается неизменным, и режим работы последующих ламп сохраняется прежним. Таким образом, действие рассматриваемого импульса приводит к появлению отрицательного сигнала на втором выходе схемы. Соответственно при действии на входе импульсов с большей амплитудой появляются сигналы на следующих выходах сортирующего устройства.

Блок-схема импульсного пятиканального анализатора с сортировщиком импульсов приведена на рис. 5.49. До поступления на вход сортирующей схемы импульсы усиливаются и расширяются путем зарядки конденсатора через диод. Этот конденсатор сохраняет заряд до тех пор, пока не закончится регистрация импульса на выходе и на схему расширения не поступит сигнал от вспомогательного генератора импульсов, управляемого импульсами, снимаемыми с анода левого триода лампы L_6 . До поступления на счетную схему сигналы с выходов сортирующего устройства проходят через схемы отбора совпадений, на каждую из которых подается импульс от того же вспомогательного генератора, имеющегося в установке. Это позволяет увеличить четкость работы схемы и уменьшает возможность ложных отсчетов.

Полную схему многоканального анализатора и подробное описание ее работы можно найти в оригинальной статье [174]. Эта схема представляет собой хороший пример того, насколько сложны многоканальные амплитудные анализаторы. Как уже отмечалось выше, сложность многоканального анализатора, особенно если он должен содержать большое число каналов, представляет существенный

недостаток такого устройства. В этом отношении большой интерес представляет многоканальный анализатор, построенный на принципе преобразования амплитудного распределения импульсов в распределение по длительности [203]. Импульсы разной длительности превращаются в серии кратковременных импульсов, число которых в серии пропорционально длительности преобразованного импульса, а следовательно, — амплитуде импульса, действующего на входе устройства. В зависимости от числа импульсов в серии, она отмечается тем или иным регистратором. Поэтому показания регистраторов, включенных на выход устройства, пропорциональны числу импульсов, действующих на входе, амплитуда которых лежит в определенных пределах.

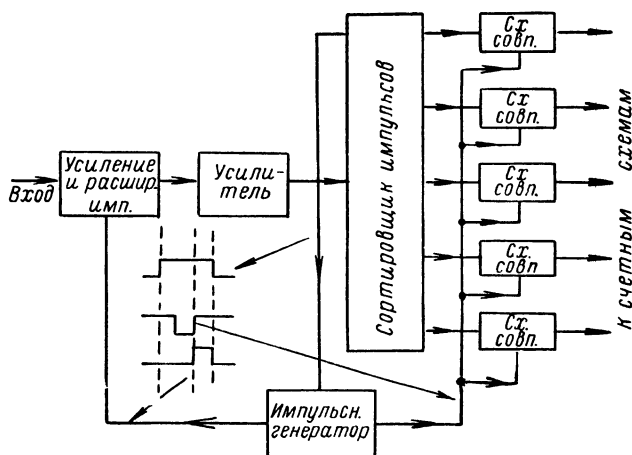


Рис. 5.49. Блок-схема пятиканального импульсного анализатора с сортировщиком импульсов, изображенным на рис. 5.48.

Построенный таким образом 99-канальный амплитудный анализатор отличается сравнительно небольшим числом ламп, относительно малыми габаритами и умеренным потреблением энергии, но имеет сравнительно большое разрешающее время (порядка 50 мксек).

В течение нескольких последних лет появился ряд описаний амплитудных анализаторов с применением электроннолучевых коммутаторов [204, 205, 206]. Такой коммутатор до известной степени напоминает осциллографическую трубку, в которой флюоресцирующий экран заменен системой электродов (расположенных, например, в линию). Анализируемый импульс действует на отклоняющие электронный луч пластины, и в зависимости от амплитуды импульса, луч направляется на тот или иной коллектор. Практическое осуществление таких устройств требует преодоления ряда трудностей, а схема анализатора, включающая усилитель, преобразовательные каскады,

регистрирующие цепи и ряд вспомогательных каскадов управления лучом, оказывается сложной. До настоящего времени такие анализаторы широкого распространения не получили, хотя они и обладают некоторыми преимуществами перед анализаторами других систем [206].

§ 4. Исследование распределения сигналов во времени

1. Временные дискриминаторы. При исследовании ряда физических процессов и, в особенности, в работах в области экспериментальной ядерной физики и физики космических лучей, наряду с анализом сигналов по амплитудам, часто встречаются задачи, связанные с анализом распределения сигналов во времени. В предназначенных для этого установках применяются временные дискриминаторы. В общем случае временной дискриминатор представляет собой устройство, позволяющее выделить часть (этап) исследуемого процесса, протекающего одновременно или запаздывающего относительно заданного момента времени или определенного события. В простейшем случае временной дискриминатор имеет два входа, и на его выходе появляется сигнал только в том случае, если сигналы действуют одновременно на обоих входах. В качестве такого устройства может служить, например, осциллографическая трубка. Действительно, если, помимо сигналов, поданных на одну пару отклоняющих пластин, на модулирующий электрод трубки действует импульс напряжения положительной полярности, то из всех сигналов будут зарегистрированы (в виде светящейся линии на экране) только те, которые приходят в период времени, пока луч открыт.

Если один из сигналов не связан с исследуемым явлением и служит только для фиксирования определенного интервала времени, в течение которого устройство чувствительно к сигналам явления, то такой сигнал обычно называют „селекторным“. В приведенном примере с осциллографической трубкой в роли дискриминатора, селекторным может быть импульс, управляющий яркостью пятна на экране. Во многих экспериментах селекторного сигнала нет, и все сигналы, поступающие на временной дискриминатор, связаны с исследуемым явлением. Примером этого может служить устройство, работающее с двумя (или большим числом) счетчиков, отмечающее одновременность (см. ниже) прохождения через счетчики частиц или запаздывание импульса от одного счетчика относительно импульса от другого. В этом случае фиксируется не часть процесса, протекающего в определенный интервал времени, а устанавливается временное соотношение между двумя событиями. Предназначенные для этого схемы носят название схем совпадений. В основу их построения кладут временные дискриминаторы. В частности, описана схема совпадений, в которой в качестве временного дискриминатора применена осциллографическая трубка [207].

Рассматривая схемы временных дискриминаторов, будем для определенности считать, что они работают с селекторными импульсами. Некоторые особенности работы дискриминаторов в установках для регистрации совпадений будут отмечены ниже.

В настоящее время имеется большое разнообразие схем временных дискриминаторов. Они строятся как на диодах, так и на трио-

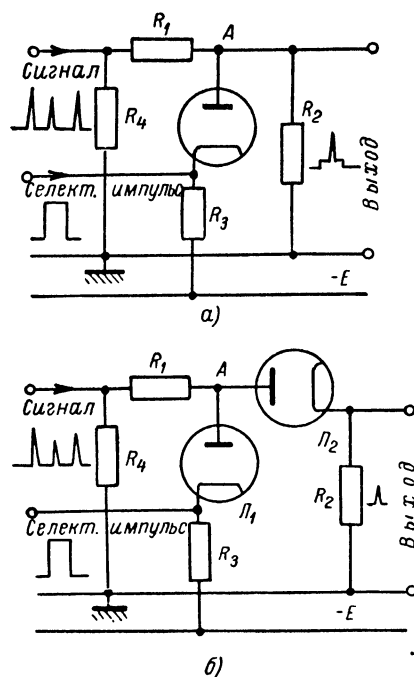


Рис. 5.50. Схемы диодных временных дискриминаторов.

дах и многосеточных лампах. Из них наибольшую ценность имеют дискриминаторы, мало чувствительные к амплитуде сигналов, если последняя превосходит известную величину. На рис. 5.50а приведен пример схемы диодного временного дискриминатора. Дискриминатор содержит потенциометр, состоящий из последовательно включенных сопротивлений R_1 и R_2 , причем сопротивление R_2 зашунтировано относительно низкоомной цепью, состоящей из диода, и последовательно включенного с ним сопротивления R_3 . В отсутствие селекторного импульса диод открыт, и потенциал его анода ниже (обычно на несколько вольт) потенциала нулевого провода схемы. При действии на входе сигналов положительной полярности с амплитудой U_{m1} на выходе появляются сигналы с амплитудой

$$U_{m2}^{(0)} = U_{m1} \frac{R_d + R_s}{R_d + R_s + R_1}$$

(R_d — сопротивление диода). Селекторный импульс положительной полярности запирает диод, и действие на входе сигнала U_{m1} сопровождается возникновением на выходе импульса с амплитудой $U_{m2} = U_{m1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. При соответствующих

образом выбранных параметрах $U_{m2} > U_{m2}^{(0)}$. Поэтому приход на вход схемы сигнала во время действия селекторного импульса легко отличим от действия сигнала в отсутствие этого импульса. Для удобства отделения выходных сигналов с относительно большими амплитудами от всех сигналов, приходящих в отсутствие селекторных импульсов, за временным дискриминатором может быть включен амплитудный дискриминатор с соответствующим пороговым напряжением (см. § 3 настоящей главы). Последнее должно быть выбрано

достаточно большим для того, чтобы на выходе не было бы зарегистрировано возрастание потенциала анода диода до потенциала нулевого провода схемы при действии только селекторного импульса, запирающего диод. В этом отношении известные преимущества имеет схема с включением дополнительного диода (J_2 на рис. 5.50 б) между шунтирующим диодом (J_1) и выходом схемы. Поскольку при действии только селекторного импульса потенциал точки А не превосходит потенциала катода лампы J_2 , напряжение на выходе остается практически неизменным, пока одновременно не действуют селекторный импульс и сигнал положительной полярности.

Приведенная схема диодного дискриминатора времени легко может быть преобразована в схему, рассчитанную на действие сигналов не положительной, а отрицательной полярности. Для этого достаточно изменить включение диодов на обратное и подать на анод шунтирующего диода положительное напряжение (т. е. присоединить конец сопротивления R_3 к источнику $+E$ вместо $-E$). Если схема дискриминатора должна быть рассчитана на работу не с двумя, а с большим числом источников импульсов, то количество шунтирующих диодов в схеме увеличивают. В этом случае для появления сигнала на выходе необходим не один, а несколько (по числу диодов) селекторных импульсов, действующих одновременно.

Указанные на схеме вакуумные дисды с успехом могут быть заменены кристаллическими диодами, которые в настоящее время все шире и шире используются в измерительных устройствах.

На рис. 5.51 а изображена схема временного дискриминатора, рассчитанная на действие как положительных, так и отрицательных сигналов, построенная на двух триодах. В отсутствие селекторного импульса оба триода открыты и, как и в схеме на рис. 5.50, шунтируют сопротивление R_2 . В отличие от диодной схемы, шунтирующее действие ламп остается при действии сигналов как положительной, так и отрицательной полярности. Селекторный импульс отрицательной полярности запирает оба триода, и в результате этого амплитуда сигнала на выходе резко возрастает при неизменной амплитуде сигнала на входе. Сопротивления R_1 и R_2 должны быть выбраны значительно большими, чем внутреннее сопротивление триодов. Входное сопротивление селекторного входа приведенной триодной схемы остается малым, так как лампы обычно работают с сеточными токами. Поэтому источник селекторных импульсов должен быть достаточно мощным. В качестве такого источника может служить релаксационное реле с катодным повторителем на выходе или блокинг-генератор.

На рис. 5.51 б приведена широко известная схема временного дискриминатора с параллельным включением усилительных ламп, работающих на общую нагрузку. В отсутствие сигнала и селекторного импульса обе лампы открыты. Потенциал точки А схемы определяется напряжением источника питания анодных цепей E_a и соотношением между величиной сопротивления R_a и сопротивлением

интервалов анод — катод лампы R_p , а именно $U_a^{(0)} = E_a \frac{R_p}{R_p + 2R_a}$. Величина сопротивления R_a выбирается значительно большей, чем сопротивление анод — катод откры-

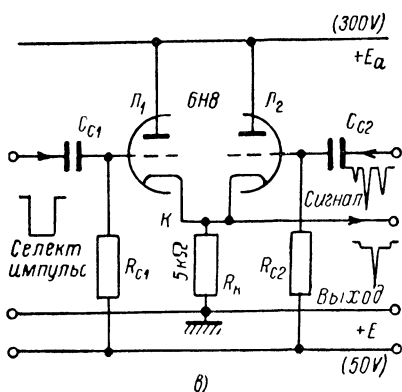
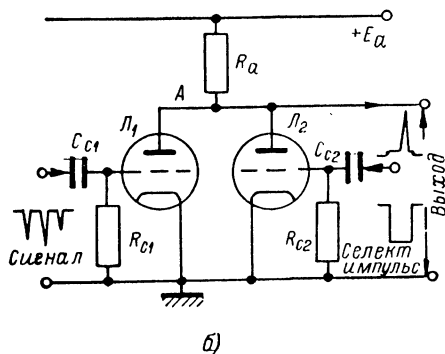
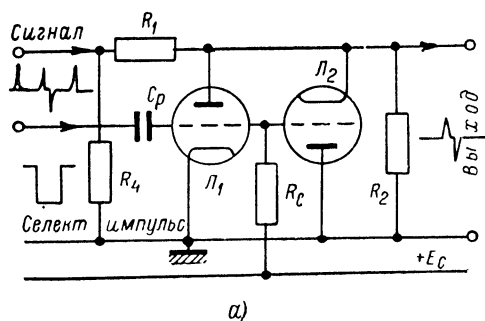


Рис. 5.51. Схемы триодных временных дискриминаторов,

вление анод — катод открытой лампы R_p (и значительно меньшим сопротивления анод — катод запертой лампы). Поэтому величина напряжения $U_a^{(0)}$ значительно меньше E_a . Действие сигнала на входе схемы в отсутствие селекторного импульса или действие только селекторного импульса приводит к запирающему одной из ламп дискриминатора (для этого амплитуды импульсов должны быть, разумеется, достаточно велики). При этом потенциал точки А возрастает до величины $E_a \frac{R_p}{R_a + R_p}$, которая остается значительно меньшей E_a . При одновременном же действии селекторного импульса и сигнала, т. е. при запирающем обеих ламп, напряжение на выходе схемы возрастает до величины, равной E_a . Для постройки схемы выбирают триоды с резкой отсечкой анодного тока (6Ф5, 6Н9 и т. п.) с тем, чтобы получить четкое запирающее ламп и облегчить отделение от всех прочих сигналов, проходящих в пределах действия селекторных импульсов.

В ряде случаев необходимо располагать быстро срабатывающей схемой временного дискриминатора, рассчитанного на действие кратковременных импульсов. В этом отношении может

иметь преимущества схема, построенная на пентодах. Выбирая сравнительно малое сопротивление анодной нагрузки R_a , можно уменьшить постоянную времени общей анодной цепи всех ламп. В зависимости от значения величины R_a и напряжения источника питания E_a , рабочая точка будет располагаться в пределах „горизонтальных“ или в области крутых начальных участков анодных характеристик пентодов. В первом случае лампа, пока она открыта, может быть эквивалентно заменена элементом, пропускающим постоянный по величине ток. Запирание одной из ламп вызывает изменение напряжения в точке A схемы, равное приблизительно половине изменения напряжения при запирании обеих ламп. Иначе говоря, действие только сигнала в отсутствие селекторного импульса, или одного селекторного импульса вызывает значительное изменение выходного напряжения, что часто бывает практически неудобно. Если же рабочие точки располагаются в пределах крутых начальных участков анодных характеристик пентодов, соотношение между амплитудами импульсов на выходе будет столь же большим, как при постройке схемы на триодах с малым сопротивлением R_p . Как триодная, так и пентодная схемы позволяют увеличить число ламп, работающих с общей анодной нагрузкой, увеличивая соответственно число импульсов, которые должны действовать одновременно на их сетках для получения на выходе схемы сигнала большой амплитуды.

Быстрые временные дискриминаторы удается строить, используя не общую анодную, а общую катодную нагрузку ламп (рис. 5.51 в) [208, 209]. Как и в предыдущей схеме, лампы в отсутствие сигналов открыты. При действии на сетке лампы L_2 сигнала отрицательной полярности, достаточного для ее запирания, потенциал катодов ламп (точка K) изменяется сравнительно мало, так как второй катодный повторитель, собранный на лампе L_1 , открыт, и потенциал его катода поддерживается близким к потенциалу сетки, который остается неизменным. Иначе говоря, запирание одной из ламп сопровождается автоматическим увеличением анодного тока второй лампы почти вдвое. К такому же результату приводит запирание только второго триода при действии одного селекторного импульса. Одновременное же действие селекторного импульса и сигнала, сопровождающееся запиранием обеих ламп, вызывает понижение потенциала точки K до потенциала нулевого провода схемы. Следовательно, как и во всех приведенных выше временных дискриминаторах, амплитуда выходного импульса имеет большую величину, если сигнал приходит в течение времени действия селекторного импульса. Так как сопротивление R_k может быть выбрано относительно малым (оно должно быть больше величины $\frac{1}{S}$, где S — крутизна лампы) и обычно составляет несколько

килоом, то малым может быть сделано и время реакции схемы.

Некоторый недостаток схемы заключается в том, что после того как заперлась одна лампа (в результате действия селекторного

импульса), для запираания другой лампы необходим импульс большой амплитуды. Действительно, запираание одной лампы облегчается тем, что пока вторая лампа открыта и работает как катодный повторитель, потенциал точки K схемы изменяется мало. При запираании же второй лампы в схеме нет элемента, поддерживающего напряжение

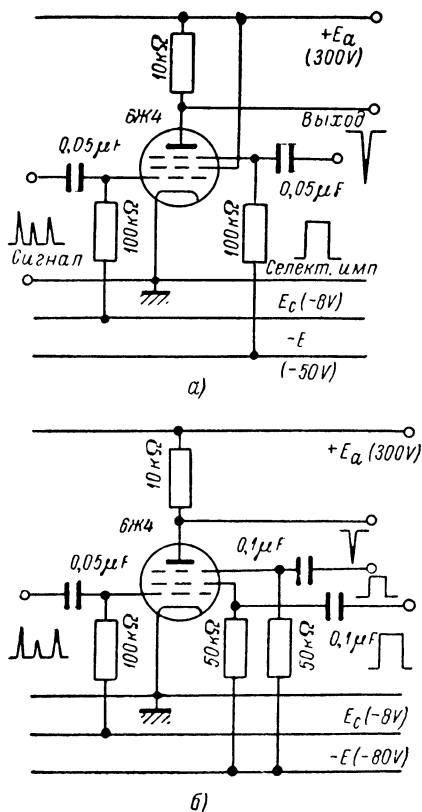


Рис. 5.52. Схемы временных дискриминаторов, построенных на одной многосеточной лампе.

на катоде во время изменения потенциала сетки, и соответствующий катодный повторитель имеет большой динамический диапазон (см. п. 3, § 5 гл. II). В данном применении каскада это является не положительным качеством, а недостатком.

В некоторых установках применяют временные дискриминаторы, построенные на одной многосеточной лампе. На рис. 5.52 а приведена схема пентодного дискриминатора с воздействием селекторного импульса на антидинаatronную сетку. При выборе достаточного большого начального отрицательного напряжения на этой сетке лампа в отсутствие селекторного импульса положительной полярности заперта. Поэтому действующие на ее управляющей сетке сигналы при отсутствии селекторного импульса не приводят к появлению сигнала на выходе.

На рис. 5.52 б изображена схема, рассчитанная на одновременное действие трех сигналов (селекторных импульсов на экранной и антидинаatronных сетках и сигнала на управляющей сетке лампы).

Приведенные схемы не исчерпывают всех типов временных дискриминаторов, применяемых в настоящее время.

2. Схемы регистрации совпадений и антисовпадений. Как уже упоминалось выше, временные дискриминаторы широко применяются для постройки схем совпадений. Эти схемы представляют собой устройства, позволяющие устанавливать соответствие между двумя или большим числом событий (например, соответствие между прохождением частиц через ряд счетчиков, соответствие между электри-

ческими импульсами, даваемыми несколькими фотоэлектронными умножителями и т. п.). Разновидность схем совпадений представляют так называемые схемы задержанных совпадений, дающие возможность установить соответствие между событиями, разделенными известным интервалом времени. Другая разновидность этих схем — схемы анти-совпадений позволяют выделить из всей массы событий такие, которые соответствуют не наличию, а отсутствию других событий (например, прохождение частицы через одну группу счетчиков при отсутствии частицы, проходящей через другую группу счетчиков). В отношении построения, принципа действия и основных характеристик схемы совпадений, задержанных совпадений и антисовпадений единообразны. Поэтому здесь эти схемы рассматриваются совместно, причем не ставится задача их детального анализа или всесторонней оценки. Эти вопросы, так же как и обсуждение экспериментальных возможностей, которые дают схемы совпадений, освещены в специальных книгах по экспериментальной ядерной физике [3, 173, 187] и физике космических лучей, так как в этих областях физики схемы совпадений находят особенно широкое применение.

Регистрация совпадений позволяет устанавливать факт одновременности событий с точностью до известного интервала времени. Это значит, что события будут отмечены как одновременные, если интервал времени между ними не превышает некоторой величины. Значение этого интервала времени определяется как процессами в источнике сигналов (например, флуктуациями запаздывания развития разряда в газоразрядных счетчиках, колебаниями скорости нарастания даваемых счетчиками электрических импульсов и т. п.), так и разрешающим временем самой схемы.

Под разрешающим временем схемы регистрации совпадений понимают тот максимальный интервал времени между сигналами, приходящими от разных источников, при котором эти сигналы отмечаются как совпадающие. Разрешающее время представляет собой одну из основных характеристик схем совпадений. Развитие экспериментальной техники и постановка все более и более тонких экспериментов требуют сокращения его величины.

В качестве схемы совпадений до настоящего времени находит широкое применение схема временного дискриминатора на усиленных лампах с общей анодной нагрузкой (рис. 5.51б). На сетки ламп подаются импульсы отрицательной полярности, связанные с исследуемыми явлениями (например, от счетчиков частиц). Их амплитуды должны быть достаточно велики для запираания ламп. При запираании всех ламп схемы (число их может быть больше двух) на выходе появляется импульс, амплитуда которого значительно превосходит амплитуду импульса, возникающего в том случае, если хотя бы одна лампа остается открытой (см. выше). Для отбора импульсов большой амплитуды в схему вводят амплитудный дискриминатор. Прошедшие через него импульсы в последующих каскадах схемы обычно

усиливаются, расширяются и подаются на каскад, управляющий работой механического регистратора.

Если импульсы, поступающие на вход схемы отбора совпадений, продолжительны, то разрешающее время схемы оказывается большим. Действительно, если, например, схема совпадений содержит две лампы, и действующие на их сетках сдвинутые во времени импульсы настолько продолжительны, что к моменту, когда потенциал сетки одной из ламп становится ниже потенциала запирающего, напряжение на сетке второй лампы еще не успевает восстановиться настолько, что лампа откроется, то схема зарегистрирует оба импульса как совпадающие. Это иллюстрирует рис. 5.53а, на котором изображен импульс, действующий на сетке первой лампы (u_{c1}), и несколько вариантов расположения во времени импульса, действующего на сетке второй лампы. Очевидно, что если начало импульса, действующего на сетке второй лампы, укладывается в интервал времени от t' до t'' , то этот импульс будет зарегистрирован как совпадающий с импульсом, действующим на сетке первой лампы. Уменьшение длительности импульсов позволяет повысить разрешающее время схемы. Такое сокращение времени может быть сделано путем

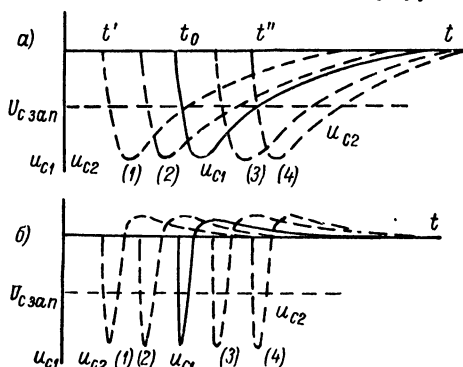


Рис. 5.53. Иллюстрация увеличения разрешающей способности схемы регистрации совпадений при дифференцировании импульсов.

дифференцирования исходных сигналов. Тогда ко времени значительного уменьшения потенциала сетки одной лампы потенциал сетки другой лампы возрастет настолько, что лампа вновь откроется, и совпадение не будет зарегистрировано (рис. 5.53б). Дифференцирование сигналов может быть сделано с помощью RC -цепи с активным выходом, имеющей малую постоянную времени, или с помощью короткозамкнутой линии (см. § 2 гл. III). Очевидно, что в схемах с дифференцированием сигналов разрешающее время, уменьшенное вследствие сокращения длительности импульсов, остается конечным. Дальнейшее сокращение длительности импульсов и повышение разрешающего времени схемы может быть сделано путем вторичного дифференцирования сигналов до их подачи на входы схемы отбора совпадений. Это можно осуществить, например, выбирая соответственно малыми постоянные времени двух цепей связи усилителей на сопротивлениях, связывающих источник сигналов со схемой совпадений [210].

Необходимо подчеркнуть, что одно только сокращение длительности действующих на входах схемы отбора совпадений сигналов

еще недостаточно для повышения ее разрешающей способности. Если время реакции самой схемы недостаточно мало, то при действии кратковременных сигналов напряжение на выходе не успеет достигнуть величины, соответствующей запертым лампам. Поэтому сокращение длительности импульсов рационально, если при этом не теряется способность отличать случай одновременного действия сигналов на всех входах схемы от случая действия сигналов на всех входах за исключением одного. Отношение амплитуды импульса на выходе схемы отбора совпадений при одновременном действии сигналов на всех входах к амплитуде импульса соответствующего действия сигналов на всех входах за исключением одного иногда называют коэффициентом отбора схемы. При этом имеют в виду, что продолжительность сигналов такова, что напряжение на выходе успевает достигнуть своего стационарного значения. Нетрудно убедиться, что для рассматриваемой схемы коэффициент отбора тем выше, чем меньше число ламп в схеме и чем больше величина сопротивления в их общей анодной цепи.

Чем больше коэффициент отбора схемы, тем при прочих равных условиях (и, в частности, фиксированном времени реакции) может быть сделано меньшим ее разрешающее время. Действительно, так как напряжение на анодах ламп нарастает за конечное время, то частичное наложение сигналов на входе, даже при условии, что на короткий интервал времени потенциал сеток всех ламп оказывается ниже потенциала запирающего, приводит к появлению выходного импульса меньшей амплитуды, чем при полном наложении входных сигналов. Амплитудный дискриминатор, следующий за лампами с общей анодной нагрузкой, может быть отрегулирован таким образом, что частично накладывающиеся входные сигналы не будут отмечаться как совпадающие. Такое отделение частично накладывающихся импульсов от полностью накладывающихся может быть сделано с тем большей точностью, чем больше коэффициент отбора схемы.

Таким образом, помимо сокращения длительности импульсов, действующих на входе схемы совпадений, сама схема должна обладать малым временем реакции и большим коэффициентом отбора. Последние два требования противоречивы, так как увеличение коэффициента отбора требует увеличения анодного сопротивления лампы, а это, в свою очередь, сопровождается возрастанием постоянной времени анодной цепи ламп и увеличением времени реакции. Поэтому при постройке схемы приходится выбирать компромиссное решение. Время реакции схемы при заданной величине коэффициента отбора тем меньше, чем больше отношение $\frac{S}{C_2}$ (см. п. 5 § 2 гл. II). Кроме

того, желательно, чтобы лампы, используемые для постройки схемы совпадений, имели бы резкую отсечку анодного тока, а требуемое для этого напряжение было бы невелико.

Блок-схема устройства для регистрации совпадений импульсов, даваемых ионизационными счетчиками частиц, приведена на рис. 5.54. На этом же рисунке схематически изображены сигналы, получающиеся на выходе каждого блока схемы. Блоки, отмеченные цифрой I, выполняют функции гашения разряда в счетчиках, дифференцирования и, если это необходимо, усиления импульсов. Второй блок служит для выделения совпадений. Третий, четвертый и пятый блоки представляют собой импульсный дискриминатор и содержат ограничитель, цепь затягивания импульсов и каскад управления механическим регистратором. Основные узлы этой схемы были уже рассмотрены выше. Полные схемы измерительных установок, включающих блоки преобразования формы сигналов и схемы отбора совпадений, описаны в ряде оригинальных работ [210, 211, 212].

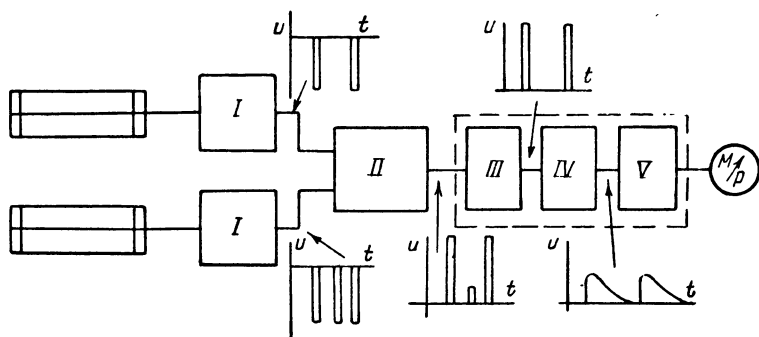


Рис. 5.54. Блок-схема устройства для регистрации совпадений импульсов, даваемых ионизационными счетчиками частиц.

В установках отбора совпадений, предназначенных для работы с двумя источниками сигналов, часто применяют схему, построенную на одной многосеточной лампе (рис. 5.52). В качестве примера на рис. 5.55 приведена схема, в которой отбор совпадений осуществляется с помощью пентода 6Ж4, причем в качестве элементов сокращения длительности импульсов в каждом тракте служат блокинг-генераторы [212]. Каждый канал схемы содержит амплитудный дискриминатор, построенный на диоде (лампы L_3 и L_4), и два усилительных каскада (лампы L_5 , L_7 и L_6 , L_8). Пороговое напряжение амплитудных дискриминаторов устанавливается с помощью потенциометров P_1 и P_2 .

Прошедшие через дискриминаторы и усиленные импульсы воздействуют на блокинг-генераторы (лампы L_9 и L_{10}), превращенные в релаксационные реле с одним устойчивым состоянием путем подачи достаточно большого отрицательного смещения на управляющую сетку лампы (см. п. 3 § 4 гл. IV). Для регулировки величины этого смещения в схему введены переменные сопротивления R_1 и R_2 . При срабатывании (под действием исследуемых сигналов) блокинг-генераторов возникают кратковременные импульсы (их продолжительность

порядка 0,3—0,4 мксек). Импульс, снятый с катодного сопротивления лампы L_9 , поступает на управляющую сетку лампы 6Ж4 (лампа L_{13}), а на антидинактронной сетке этой лампы действует импульс, снятый с обмотки трансформатора второго блокинг-генератора. На обе сетки лампы отбора совпадений подано отрицательное смещение, достаточное для того, чтобы лампа оставалась запертой, если срабатывает только один из блокинг-генераторов и положительный импульс действует только на одной из ее сеток. Так как импульсы, даваемые блокинг-генераторами, имеют форму, близкую к треугольной, то изменением смещения на управляющей сетке лампы L_{13} (потенциометр P_3) можно изменять разрешающее время схемы совпадений (в пределах от 0,01 до 0,4 мксек).

Импульс напряжения, возникающий на аноде лампы отбора совпадений, усиливается в каскаде, собранном на лампе L_{14} , и воздействует на релаксационное реле с одним устойчивым состоянием, собранное на триодах L_{15} и L_{16} (лампа 6Н8). Наконец, положительный импульс, имеющий продолжительность, достаточную для срабатывания механического регистратора, подается на сетку выходной лампы схемы.

Описываемая схема содержит две дополнительные лампы (L_{11} и L_{12}), на которых собраны катодные повторители. На сетки этих ламп подаются импульсы от блокинг-генераторов первого и второго каналов. С катодной нагрузки каждой лампы могут быть сняты импульсы, поступающие после соответствующего усиления на дополнительные регистраторы. Это дает возможность регистрировать число импульсов, не дающих совпадения.

В качестве другого примера построения схемы совпадений на одной лампе приведем схему, предназначенную для отбора совпадений при использовании для счета числа частиц двух фотоэлектронных умножителей с одним общим люминофором, в котором исследуемые частицы вызывают сцинтилляции^[213]. Применение двух счетчиков частиц, включенных по схеме отбора совпадений, позволяет, как известно, уменьшить число регистрируемых импульсов фона. Это увеличивает возможности счета небольшого числа частиц, дающих импульсы напряжения, соизмеримые с импульсами фона. Блок-схема установки изображена на рис. 5.56. Импульсы, даваемые фотоэлектронными умножителями, усиливаются (сначала в предусилителе, а затем в основном усилителе) и подаются на релаксационное реле (рис. 5.57), собранное на лампе 6Н15. Пороговое напряжение этого реле регулируется с помощью сопротивления R_1 и устанавливается таким, что реле срабатывает при действии импульса положительной полярности, имеющего амплитуду около 1 в. Длительность импульсов, даваемых реле, регулируется изменением сопротивления R_2 и выбирается равной 0,1—0,15 мксек. Для получения таких кратковременных импульсов анодное сопротивление правого триода релаксационного реле выбрано малым (270 ом). Соответственно оказывается

Для регистрации задержанных совпадений в тракт, связывающий один (или несколько) источник сигналов со входом схемы отбора совпадений, вводят линию задержки. Применяя линию с переменным временем прохождения сигналов, можно регулировать величину задержки и отбирать из всей массы сигналов только те, которые соответствуют запаздыванию одного сигнала относительно другого на выбранный интервал времени. Проще всего варьировать время прохождения сигнала по линии, изменяя число составляющих ее звеньев [210]. Описано также применение спиральной искусственной линии, снабженной надетой на нее катушкой [214]. Импульс напряжения, индуцированный в этой катушке при прохождении по линии сигнала, снимается на вход схемы регистрации совпадений. Задержка импульса зависит от места расположения катушки.

Изображенная на рис. 5.51б, схема временного дискриминатора легко может быть превращена в схему отбора антисовпадений. Для этого достаточно запереть одну из ламп и построить схему таким образом, чтобы на сетку этой лампы поступали сигналы не отрицательной, а положительной полярности. Если в такой схеме действует только импульс отрицательной полярности на сетке открытой лампы, то обе лампы оказываются запертыми, и на выходе появляется сигнал большой амплитуды. Если же одновременно с сигналом отрицательной полярности, действующим на сетке открытой лампы, на сетку нормально запертой лампы приходит открывающий ее положительный сигнал, то запертая и открытая лампы меняются местами, а потенциал точки А схемы остается практически неизменным. Таким образом, эта видоизмененная схема отмечает появлением большого импульса на выходе случай действия сигнала на одном входе в отсутствии сигнала на другом входе.

Схемы регистрации антисовпадений, как и схемы регистрации совпадений, часто применяются не только в виде самостоятельных измерительных устройств. Они входят в виде существенных блоков во многие экспериментальные установки, вовсе не предназначенные для регистрации совпадений, или в устройства, позволяющие комбинировать отбор антисовпадений с измерениями другого характера. Примером этого могут служить каскады отбора антисовпадений в амплитудных анализаторах (см. § 3 настоящей главы). В качестве примера более сложного устройства с применением принципа как отбора совпадений, так и отбора антисовпадений, приведем установку для исследования амплитудного распределения импульсов совпадения от двух счетчиков [199]. Блок-схема этого устройства изображена на рис. 5.58. Устройство содержит два одноканальных амплитудных анализатора, каждый из которых связан с одним из источников исследуемых импульсов. Амплитудный анализатор содержит два амплитудных дискриминатора, разность пороговых напряжений которых определяет интервал значений амплитуд выделяемых сигналов. За дискриминаторами следуют каскады стандартизации импульсов (релаксационные реле

с одним устойчивым состоянием, собранные по схеме с катодной связью; см. § 5 гл. IV). Далее, импульсы, полученные в результате прохождения сигналов через нижний дискриминатор каждого канала и следующий за ним стандартизатор, укорачиваются, а затем задерживаются (с помощью искусственной линии). Импульсы же, полученные на выходе стандартизатора, связанного с верхним дискриминатором каждого канала, остаются относительно продолжительными (необходимость такого преобразования сигналов была выяснена в предыдущем параграфе при рассмотрении одноканальных амплитудных анализаторов). Наконец, в установке имеется схема, осуществляющая одновременно отбор антисовпадений сигналов, проходящих

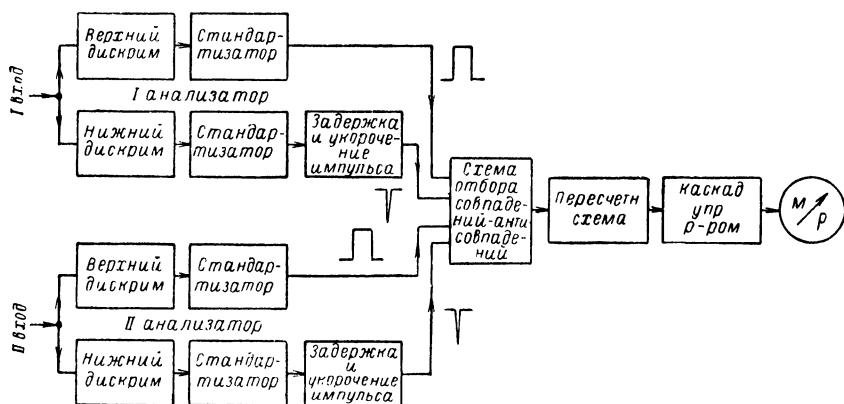


Рис. 5.58. Блок-схема установки для исследования амплитудного распределения импульсов совпадения от двух счетчиков.

через амплитудные дискриминаторы в каждом анализаторе, и совпадений между сигналами нижних дискриминаторов первого и второго каналов. Для этого использована схема временного дискриминатора с параллельным включением четырех усилительных ламп с общим анодным сопротивлением (лампы L_1 — L_4 на рис. 5.59). Две из этих ламп (L_1 и L_2) работают в режиме отбора совпадений, а две — в режиме отбора антисовпадений. Если на первом и втором входах схемы одновременно действуют импульсы, амплитуды которых лежат соответственно в пределах каналов амплитудных анализаторов, то на сетки ламп L_1 и L_2 подаются отрицательные импульсы, запирающие эти лампы, а на сетки остальных двух ламп положительные импульсы не подаются. Поэтому на общей анодной нагрузке этих четырех ламп появляется сравнительно большой импульс напряжения. Если же сигнал, действующий на одном из входов схемы, имеет амплитуду, недостаточную для прохождения через нижний дискриминатор, одна из ламп, работающих в режиме совпадений, не получает запирающего ее импульса. Если, наоборот, амплитуда одного

из импульсов такого, что он проходит через оба амплитудных дискриминатора своего канала, то одна из ламп, работающих в режиме антисовпадений, получает положительный импульс, отпирающий ее. Как в том, так и в другом случае (а тем более, если амплитуды импульсов выходят за пределы, определяемые амплитудными дискриминаторами обоих каналов) потенциал точки соединения анодов ламп временного дискриминатора изменится мало. За схемой отбора совпадений и антисовпадений следует амплитудный дискриминатор (лампа L_8 на рис. 5.59), пропускающий импульсы, соответствующие одновременному запираанию всех четырех ламп. После него включена бинарная пересчетная ячейка и, наконец, релаксационное реле с одним устойчивым состоянием, собранное на двойном триоде 6Н8. Последнее управляет механическим регистратором.

Кроме схем отбора совпадений и антисовпадений, построенных на одной многосеточной лампе или на нескольких усилительных лампах с общей анодной нагрузкой, нередко применяют схемы на нескольких лампах с общей катодной нагрузкой, диодные схемы и схемы на неоновых лампочках [215]. Построение диодных схем совпадений, рассчитанных на действие импульсов положительной и отрицательной полярности, иллюстрирует рис. 5.60. На рис. 5.61 приведена диодная схема отбора антисовпадений [216]. Принцип построения этих схем был рассмотрен выше, и поэтому здесь мы на них останавливаться не будем. Отметим только, что такие схемы, собранные на кристаллических диодах, так же, как и схемы совпадений на неоновых лампочках, весьма полезны при постройке установок с большим числом счетчиков, используемых, например, при исследовании космических лучей. Для того чтобы при большом числе работающих параллельно диодов коэффициент отбора был бы большим, сопротивление в их общей катодной или анодной цепи (R_2) должно быть большим по сравнению с суммой сопротивления диода и включенного последовательно с ним сопротивления (R_1). Вместе с тем увеличение сопротивления R_2 приводит к увеличению времени реакции и разрешающего времени схемы.

3. Схемы совпадений с большой разрешающей способностью. Схемы совпадений с большой разрешающей способностью (малым разрешающим временем — порядка 10^{-8} сек. или меньше) чаще всего предназначаются для работы со сцинтилляционными счетчиками, которые дают импульсы продолжительностью порядка 10^{-8} — 10^{-9} сек. или меньше. Построение таких схем наталкивается на ряд трудностей, которые уже были отмечены выше. Время реакции схемы совпадений должно быть малым и поэтому, если, например, строится схема с общим анодным сопротивлением нескольких усилительных ламп, величина этого сопротивления должна быть порядка нескольких сотен или даже десятков ом [217]. Такого же порядка должны быть соответствующие сопротивления в схемах совпадений других типов. Выбор такого малого сопротивления сопровождается снижением

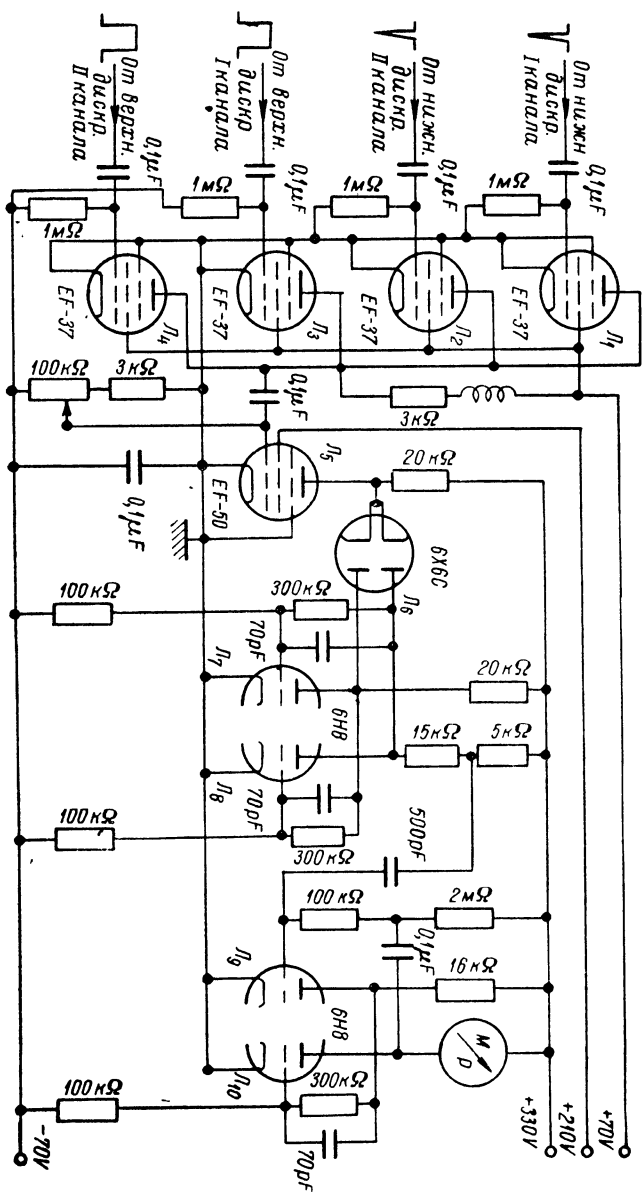


Рис. 5.59. Схема каскада отбора совпадений и антисовпадений и последующие каскады установки, построенной по блок-схеме, приведенной на рис. 5.58.

коэффициента отбора и усложнением постройки надежной схемы амплитудного дискриминатора. Большинство схем совпадений, построенных на усилительных лампах, требует для своей работы (для записи ламп) напряжения порядка 1—2 в или, в лучшем случае,

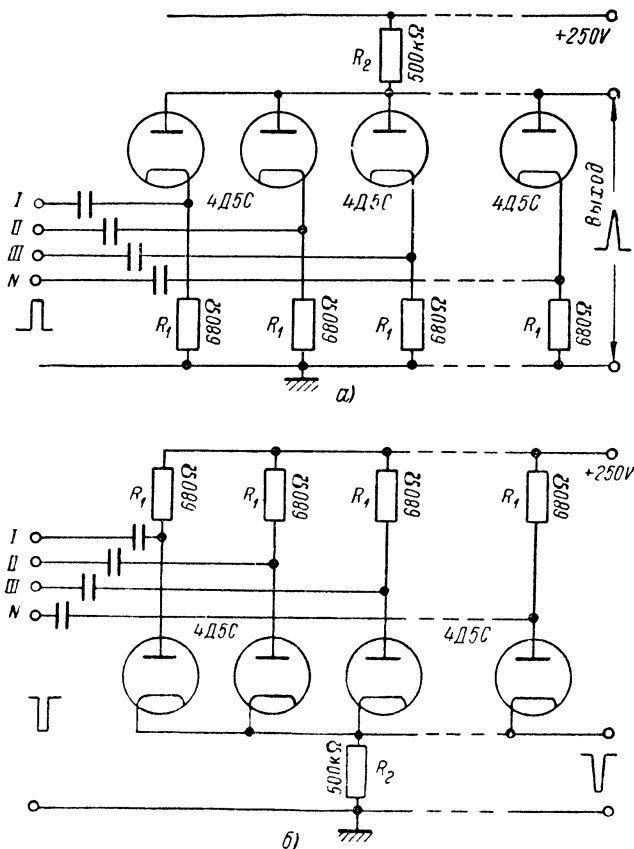


Рис. 5.60. Схемы регистрации совпадений, построенные на диодах.

нескольких десятых вольта. Так как величина сопротивления нагрузки фотоэлектронного умножителя для получения кратковременных импульсов должна быть ограничена несколькими десятками ом, то необходимая для работы схемы совпадений амплитуда импульсов может быть достигнута только при ярких сцинтилляционных вспышках. Если же амплитуды импульсов, даваемых умножителями, колеблются в широких пределах, то значительная часть их может оказаться не зарегистрированной. Конечно, импульсы, снятые

с нагрузочного сопротивления, могут быть усилены, но даже усилители с распределенными параметрами имеют время реакции порядка

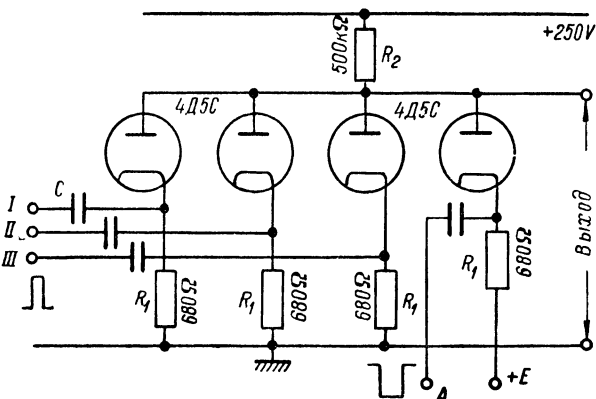


Рис. 5.61. Диодная схема отбора анτισовпадений.

нескольких миллимикросекунд, и это может ограничивать разрешающее время всего устройства.

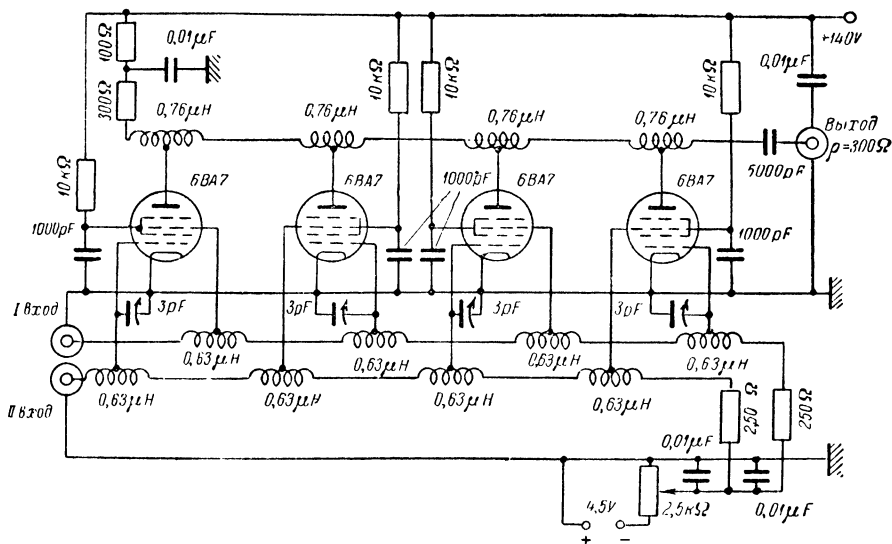


Рис. 5.62. Схема регистрации совпадений с распределенными параметрами.

На рис. 5.62 приведена схема совпадений, построенная по принципу схем с распределенными параметрами. Она предназначена для работы со сцинтилляционными счетчиками, причем импульсы, даваемые последними, до поступления их на входы схемы совпадений

усиливаются с помощью усилителей с распределенными параметрами. Схема совпадений соответствует схеме временного дискриминатора с воздействием сигналов на две сетки лампы. Соединение нескольких ламп с помощью анодной и двух сеточных линий позволяет, как и в усилителях с распределенными параметрами, получить эффект увеличения отношения $\frac{S}{C}$ лампы в число раз, приблизительно равное числу ламп в схеме (см. § 2 гл. III). Как и в приводившихся выше схемах отбора совпадений на одной многосеточной лампе, сигналы от двух источников подаются независимо на две управляющие сетки смесительной лампы. Большой импульс на выходе схемы отмечает одновременное действие сигналов на обеих сетках лампы. Как и в схеме усилителя с распределенными параметрами, линии построены таким образом, что скорости распространения по ним сигналов одинаковы. В анодной линии происходит сложение сигналов, полученных от каждой лампы схемы. В состав ячеек искусственных линий входят межэлектродные емкости ламп, а катушки индуктивности ячеек намотаны так, что между их двумя половинками имеется значительная индуктивная связь (указанные на схеме значения индуктивностей — с учетом взаимоиндукции). Для того чтобы оба входа схемы были бы эквивалентными, к каждой сеточной линии поочередно подключаются то первая, то вторая управляющие сетки ламп. За приведенной на рисунке схемой следует быстрый амплитудный дискриминатор, имеющий входное сопротивление, равное 300 ом (этой величине равно волновое сопротивление анодной линии).

Приведенная схема совпадений с распределенными параметрами сложна, и возможности повышения таким путем разрешающей способности ограничены. Большие возможности в отношении постройки схем регистрации совпадений с малым разрешающим временем дает применение кристаллических диодов. Основное преимущество таких схем заключается в том, что, в отличие от схем, построенных на вакуумных лампах, они могут работать от даваемых фотоэлектронным умножителем импульсов без дополнительного усиления. Если для регистрации сцинтилляционных импульсов применяется фотоэлектронный умножитель с коэффициентом умножения порядка 10^7 и нагрузочная цепь имеет емкость порядка 10 пф, то при вылете двух электронов с фотокатода умножителя на его выходе появляется импульс напряжения около 0,25 в. Этого достаточно для работы схемы регистрации совпадений, построенной на кристаллических диодах.

Одна из схем совпадений на кристаллических диодах, использованная для снижения уровня темновых импульсов и позволяющая регистрировать редкие импульсы сравнительно малой амплитуды, возникающие при возбуждении свечения люминофора частицами, приведена на рис. 5.63 [218]. Как уже отмечалось выше, при регистрации слабых импульсов имеется трудность, вызываемая необходи-

мостью отделения сигналов, связанных с изучаемым явлением, от импульсов шума. Очевидно, что в системе с двумя умножителями, работающими в схеме совпадений, число регистрируемых шумовых импульсов определяется числом импульсов шума одного умножителя, накладывающихся на импульсы шума другого умножителя в пределах разрешающего времени схемы отбора совпадений. Поэтому по мере уменьшения разрешающего времени схемы совпадений уменьшается также и число регистрируемых импульсов фона. Так как, с другой стороны, число шумовых импульсов возрастает по мере уменьшения порога дискриминации, то снижение вероятности их регистрации благодаря введению схемы совпадений позволяет перейти к более низкому порогу дискриминации. Это расширяет возможности применения фотоэлектронных умножителей для регистрации слабых импульсов.

В приведенной на рис. 5.63 схеме два кристаллических диода (типа 1N34) присоединены к последним диодам двух фотоэлектронных умножителей, аноды которых соединены вместе и связаны с третьим кристаллическим диодом. Если электроны эмиттируются фотокатодом только одного умножителя, то в цепи его анода и последнего диода появляются импульсы тока разных знаков. Смещение E выбирается такой величины, что оба эти тока, протекая по сопротивлению R , создают на нем равные по величине, но обратные по знаку напряжения. Поэтому суммарное напряжение на выходе схемы (на входе следующего за ней усилителя) остается неизменным. При одновременных импульсах эмиссии с фотокатодов обоих умножителей в цепи анодов умножителей протекает ток с амплитудой $2i'$, а в цепи последнего диода каждого умножителя — ток с амплитудой i'' . Вследствие нелинейности вольтамперной характеристики диода, протекание через один диод импульса тока с большой амплитудой приводит к появлению на сопротивлении R большего падения напряжения, чем протекание через два параллельно соединенных диода двух независимых импульсов тока. Иначе говоря, в этом случае на сопротивлении R появляется импульс напряжения,

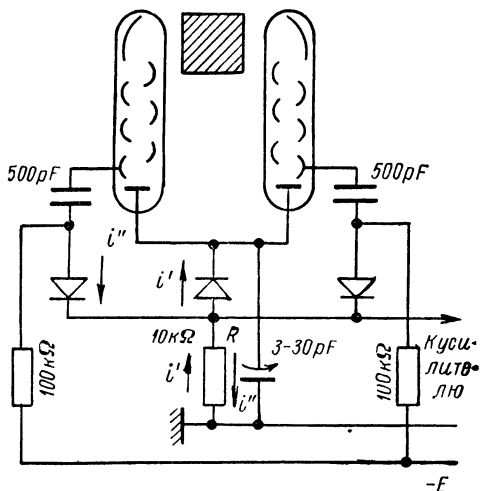


Рис. 5.63. Схема совпадений, построенная на кристаллических диодах, предназначенная для снижения уровня фона, даваемого сцинтилляционными счетчиками.

который усиливается, а затем регистрируется с помощью того или иного устройства. В приведенной схеме одновременная эмиссия двух электронов фотокатодом каждого умножителя приводит к появлению на выходе схемы импульса с амплитудой около 0,1 в. При этом темновой фон порядка 1 имп/сек.

На рис. 5.64 приведена другая схема регистрации совпадений, построенная на кристаллических диодах, нашедшая применение в ряде устройств [219]. В этой схеме каждый умножитель включен в диагональ хорошо сбалансированного моста. При этом два плеча одного моста — сопротивление и диод — входят в качестве соответствующих двух плеч в другой мост. При появлении импульса только

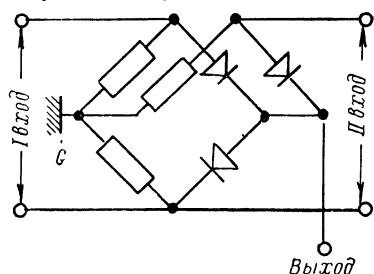


Рис. 5.64. Мостовая схема регистрации совпадений, построенная на кристаллических диодах и предназначенная для работы со сцинтилляционными счетчиками.

от одного умножителя при хорошо сбалансированном мосте и идентичных характеристиках диодов на второй диагонали моста напряжение не появляется. Это справедливо для моста, связанного как с одним, так и с другим умножителем, если от них приходят сигналы в разные моменты времени. Вместе с тем действие сигнала, даваемого одним умножителем, приводит к тому, что вследствие нелинейности характеристик диодов мост, связанный со вторым умножителем, оказывается неуравновешенным. Поэтому действие в это

время импульса от второго умножителя сопровождается появлением напряжения на общей диагонали обоих мостов. Иначе говоря, действие импульса от одного умножителя не сопровождается появлением напряжения на выходе схемы, а одновременное действие импульсов от обоих умножителей приводит к появлению импульса, который может быть усилен и зарегистрирован.

Источником погрешностей, даваемых схемой, может быть недостаточно точная балансировка моста или неполная идентичность характеристик диодов. Последнее приводит к тому, что большой сигнал от одного умножителя вызывает такой же эффект, как два малых сигнала, приходящих одновременно от двух умножителей. Иначе говоря, появляется регистрация ложных совпадений. Поэтому чем с большей степенью точности подобраны выпрямительные элементы, тем меньшие импульсы от умножителей могут быть зарегистрированы как совпадающие, при условии, что большие импульсы от каждого умножителя порознь не дадут ложных отсчетов.

При точной балансировке схемы и подборе диодов с идентичными характеристиками удается получить разрешающее время, меньшее 10^{-8} сек., причем для работы схемы достаточны импульсы с амплитудой порядка 0,1 в.

Ряд других схем совпадений, построенных на кристаллических диодах, приведен в периодической литературе [220, 221, 222, 223]. Все они имеют малое разрешающее время и позволяют регистрировать кратковременные импульсы.

4. Осциллографические хронографы. В экспериментальной электронике и ядерной физике встречаются задачи, связанные с измерением интервалов времени между двумя электрическими сигналами. Эталоном при измерении интервалов времени, лежащих в диапазоне от сотен микросекунд до малых долей микросекунды, обычно служит период напряжения, возбуждаемого генератором с кварцевой стабилизацией. Сам же измерительный прибор представляет собой устройство, позволяющее сравнивать с периодом этого генератора интервалы времени между исследуемыми сигналами. Во многих случаях такое сравнение удобнее всего делать с помощью катодного осциллографа, используя генератор эталонной частоты как источник маркерных импульсов, наносимых на прочерчиваемую лучом на экране линию (см. § 1 настоящей главы). При этом может быть достигнута точность порядка нескольких сотых микросекунды.

Прямолинейная развертка вследствие ограниченности размеров экрана трубки не позволяет без значительного снижения точности вести измерения относительно больших интервалов времени (порядка нескольких десятков микросекунд или больше). В этом отношении значительно большие возможности дает применение круговой и, в особенности, спиральной развертки, при которой в отсутствие сигналов луч двигается по экрану соответственно по окружности или по спирали с постоянной угловой скоростью. Для получения угловой развертки используют генератор гармонических колебаний. Гармоническое напряжение подают на одну пару отклоняющих пластин трубки и то же напряжение, но сдвинутое по фазе на 90° , — на другую пару пластин. Если возбуждаемое генератором напряжение имеет переменную амплитуду и последняя линейно нарастает или убывает с течением времени, то круговая развертка переходит в спиральную.

Осциллографические устройства с круговой или спиральной разверткой обычно строятся таким образом, что исследуемые сигналы появляются на экране в виде радиального отклонения луча (рис. 5.65). Для отклонения луча в радиальном направлении строят специальные осциллографические трубки с дополнительным центральным электродом. Однако такой же результат может быть получен и с обычной трубкой при использовании соответствующей электронной схемы. Здесь мы будем иметь в виду осциллографические хронографы, построенные на обычных трубках с двумя парами пластин, отклоняющих луч во взаимно перпендикулярных направлениях.

При круговой или спиральной развертке интервал времени между сигналами может быть отсчитан без дополнительных марок времени

по угловому расстоянию между сигналами (при известном и строго постоянном периоде T обращения луча):

$$t = \left(N + \frac{\alpha}{2\pi} \right) T$$

(здесь N — число целых циклов при спиральной развертке, а $\frac{\alpha}{2\pi}$ — доля последнего, неполного, оборота луча). Для удобства отсчета углового расстояния применяют специальный транспарант (например из целлулоида), накладываемый на экран трубки или на сделанный с него фотографический снимок.

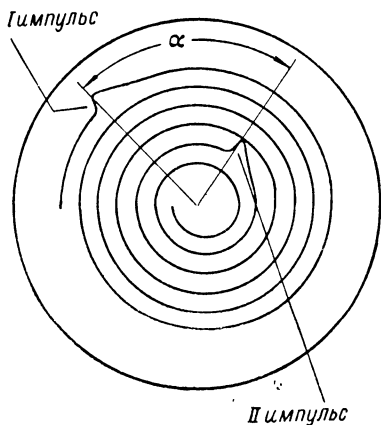


Рис. 5.65. Осциллограмма импульсов при использовании спиральной развертки.

Блок-схема устройства со спиральной разверткой для измерения интервалов времени между сигналами (от одного или разных источников) приведена на рис. 5.66 [324]. Схема имеет два входа: на один подаются исследуемые сигналы, а второй служит для отпираания луча и создания импульса, управляющего напряжением развертки. Если запуск схемы производится первым сигналом из числа тех, интервалы времени между которыми должны быть измерены, то между источником сигналов и входом усилителя (см. блок-схему) должна быть включена прокалиброванная линия задержки.

Это необходимо для того, чтобы задержать исследуемые сигналы на время, достаточное для срабатывания развертки и отпираания электронного луча (см. § 1 настоящей главы).

Запускающий сигнал проходит через амплитудный дискриминатор (см. § 3 настоящей главы). Это предохраняет схему от ложных срабатываний при действии импульсов шума и воздействию на ее вход внешних помех. Далее следует релаксационное реле с одним устойчивым состоянием, с которого снимаются два импульса. Один из них — положительной полярности — служит для отпираания луча трубки, а второй — отрицательной полярности — в следующем блоке схемы преобразуется в импульс с участком линейно изменяющегося по величине напряжения. Напряжение с выхода этого блока поступает на модулирующий каскад. На вход этого каскада подано напряжение от генератора гармонических колебаний (стабилизированного кварцем). Амплитуда этого напряжения и модулируется с помощью пилообразного напряжения, полученного от предыдущего блока схемы. Поэтому на выходе модулирующего каскада появляется

напряжение с периодом, задаваемым генератором, и амплитудой, убывающей по линейному закону в течение интервала времени, пока луч трубки открыт. Это модулированное по амплитуде гармоническое напряжение подводится к фазопреобразующей цепи, которая имеет два выхода. С этих выходов снимаются переменные напряжения, равные по амплитудам и сдвинутые по фазе на 90° . Оба напряжения поступают на усилитель, имеющий два симметричных выхода, связанных с соответствующими парами отклоняющих пластин трубки. Схема усилителя построена таким образом, что действующие

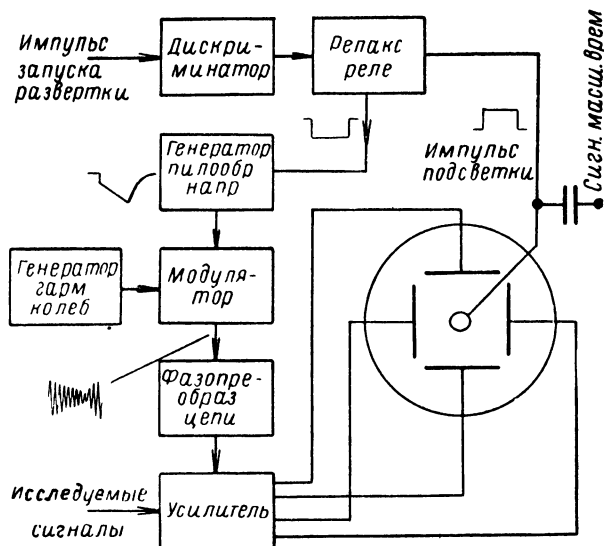


Рис. 5.66. Блок-схема осциллографического хронографа со спиральной разверткой.

на его входе исследуемые импульсы (второй вход схемы на рис. 5.66) дают отклонение луча в радиальном направлении.

Поскольку в схеме использован генератор с кварцевой стабилизацией, период обращения луча поддерживается с большой точностью, и отсчет интервала времени между сигналами может быть сделан по угловому расстоянию между ними. Кроме того, предусмотрена возможность нанесения марок времени от какого-либо вспомогательного устройства путем воздействия на модулирующий электрод трубки и заземнения луча (рис. 5.66).

На рис. 5.67 приведена схема дискриминатора, релаксационного реле и генератора пилообразного напряжения. При действии на входе положительного импульса тиратрон (лампа L_1) открывается, и через него начинает разряжаться конденсатор C_1 . При этом на сопротивлении R_1 появляется резкий скачок напряжения, и

кратковременный импульс отрицательной полярности подается через дифференцирующую цепочку на сетку нормально открытой лампы релаксационного реле с одним устойчивым состоянием (лампа L_2). При этом вторая лампа этого реле (L_3) отпирается, и напряжение на ее аноде падает. Импульс отрицательного напряжения, продолжительность которого определяется параметрами реле, подается на сетку лампы L_4 , входящую в генератор трапециoidalного напряжения. Генератор, в состав которого входят лампы L_4 , L_5 , L_6 и L_7 , собран по схеме, работа которой во многом аналогична схеме, приведенной на рис. 5.11. В исходном режиме лампа L_4 открыта, и напряжение на ее аноде около 20 в. Конденсатор C_2 заряжен до более высокого напряжения, величина которого определяется потенциалом точки соединения сопротивлений R_2 и R_3 . При действии отрицательного импульса на сетке лампы L_4 она запирается, и напряжение на ее аноде быстро возрастает до величины, равной напряжению на конденсаторе C_2 . Запирание L_4 сопровождается повышением потенциала сетки триода L_8 и соответственным возрастанием потенциала его катода. Последний через конденсатор большой емкости (C_3) связан с точкой соединения сопротивления R_3 и катода диода L_5 . Вследствие этого скачок напряжения на катоде L_8 сопровождается запирающим диода L_5 , и конденсатор C_2 отключается от положительного провода. Поскольку сумма напряжений на катоде L_8 и конденсаторе C_3 больше напряжения на конденсаторе C_2 , в дальнейшем протекает зарядка последнего через сопротивление R_4 и диод L_6 , шунтирующий сопротивление R_2 . При этом, как и в схеме на рис. 5.11, с увеличением напряжения на конденсаторе C_2 приблизительно на такую же величину нарастает напряжение на втором конце сопротивления R_4 . Это обеспечивает постоянство текущего через него тока, а следовательно, высокую степень линейности нарастания напряжения u_c на конденсаторе C_2 . В описываемой схеме длительность зарядки C_2 (и максимальная величина напряжения на нем) ограничивается временем, в течение которого заперта лампа L_4 . Это время определяется длительностью пребывания релаксационного реле во втором крайнем состоянии и управляется изменением сопротивления R_{c2} . После прекращения действия отрицательного импульса лампа L_4 отпирается, конденсатор C_2 разряжается через эту лампу и сопротивление R_2 , и на нем вновь восстанавливается первоначальное напряжение.

Изменяя величину емкости конденсатора C_2 , можно регулировать скорость нарастания на нем напряжения. Для того чтобы при этом напряжение u_c во всех случаях достигало одной и той же величины, одновременно соответствующим образом изменяется и длительность отрицательного импульса на сетке лампы L_4 (переключатели K_1 и K_2 на рис. 5.67 спарены). Напряжение, снятое с выхода катодного повторителя, подается на сетку лампы L_9 (второй триод лампы 6Н8), а затем поступает на выход схемы, связанный с модулирующим каскадом. Амплитуда импульса линейно нарастающего напряжения, подаваемого

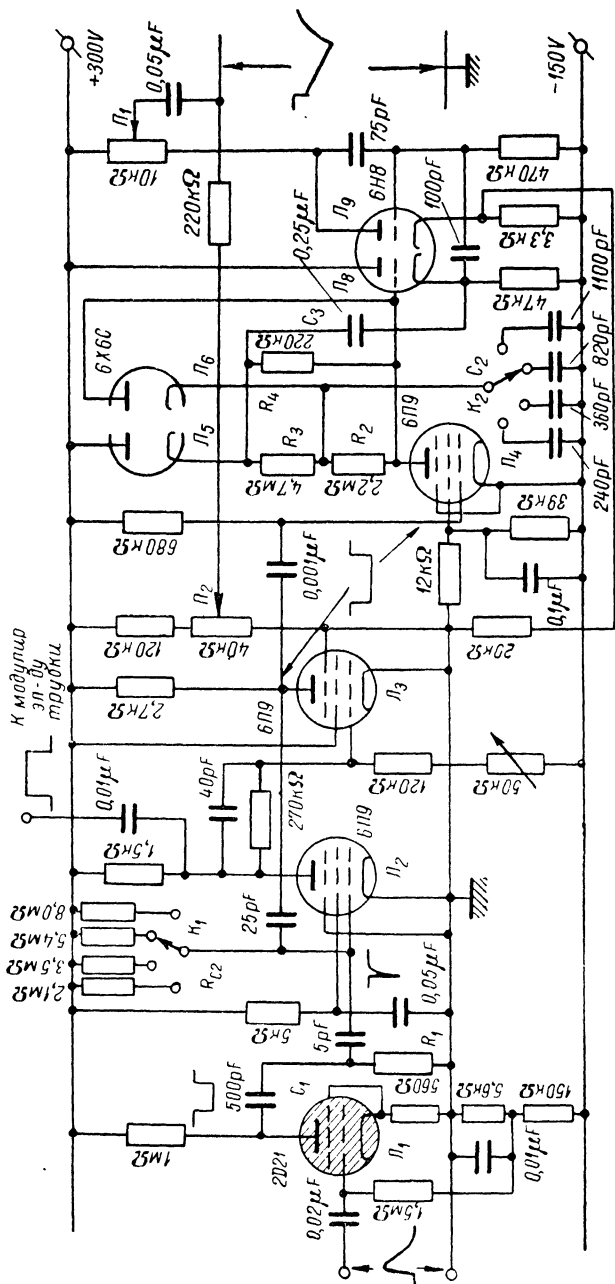


Рис. 5.67. Схема дискриминатора, релаксационного реле и генератора пилообразного напряжения осциллографического хронографа, построенного по блок-схеме, приведенной на рис. 5.66.

на модулирующий каскад, регулируется перемещением движка потенциометра Π_1 , а начальный уровень импульса контролируется с помощью потенциометра Π_2 .

Импульс положительной полярности, снимаемый с анода левой лампы релаксационного реле (лампа L_2), строго синхронный с импульсом, управляющим лампой L_4 , подается на модулирующий электрод осциллографической трубки (через катодный повторитель, который на рис. 5.67 не указан). Этот импульс отпирает электронный луч на время, равное времени линейного изменения выходного напряжения, даваемого генератором.

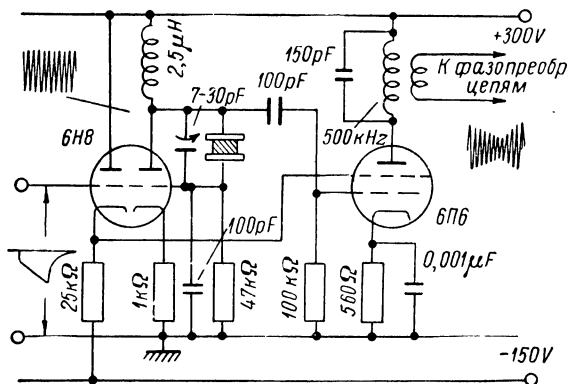


Рис. 5.68. Схема генератора и модулирующего каскада осциллографического хронографа со спиральной разверткой.

Схема генератора гармонического напряжения постоянной частоты в описываемом устройстве 500 кГц и модулирующего каскада приведена на рис. 5.68. В генераторе применена кварцевая стабилизация (см. § 1 гл. IV). Возбуждаемое напряжение действует на управляющей сетке лампы 6П6, а на экранную сетку этой лампы (через катодный повторитель, собранный на левой триоде лампы 6Н8) подано напряжение с выхода схемы, изображенной на рис. 5.67. В анодной цепи лампы 6П6 включен колебательный контур, настроенный на 500 кГц . Выделяющееся на нем напряжение промодулировано по амплитуде в соответствии с формой напряжения, действующего на экранной сетке лампы. Высокочастотное напряжение подается на вход фазопреобразовательной цепи, симметричной относительно земли, состоящей из индуктивностей L_1 и L_2 и конденсаторов C_4 , C_5 , C_6 и C_7 (рис. 5.69). Контуры, образованные элементами L_1 и C_4 и элементами L_2 и C_5 , настроены на частоту 500 кГц и представляют для этой частоты практически чисто омические сопротивления (см. § 2 гл. I). Вторичная обмотка высокочастотного трансформатора L_3 также настроена на

эту частоту выбором соответствующих величин емкостей конденсаторов C_6 и C_7 . При этих условиях ток, протекающий через контуры L_1 , C_4 , R' и L_2 , C_5 , R'' , сдвинут на 90° относительно напряжения

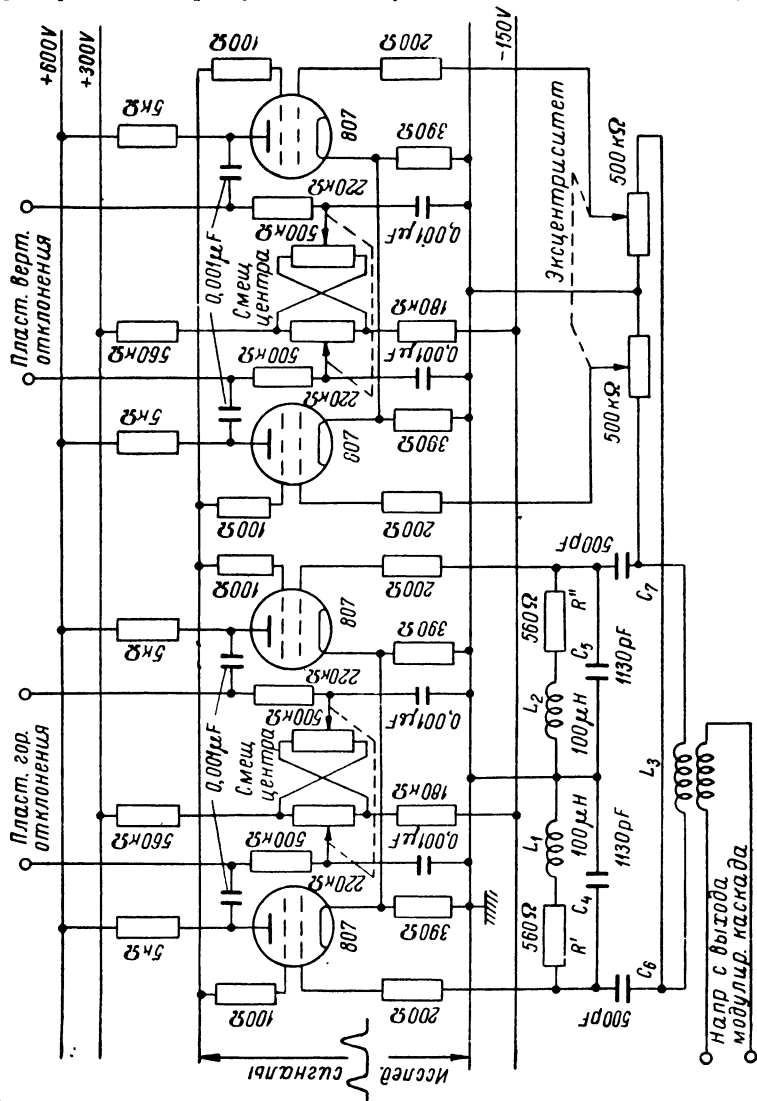


Рис. 5.69. Схема выходных каскадов и фазообразовательной цепи осциллографического хронографа со спиральной разверткой.

на концах обмотки L_3 . Далее, в схеме имеются два двухтактных каскада, каждый из которых построен на двух лампах (807), с анодов которых снимаются напряжения на обе пары пластин осциллографической трубки. На управляющие сетки ламп одного из

каскадов подается напряжение, снятое с обмотки L_3 , а на сетки ламп второго каскада — напряжение, снятое с контуров L_1 , C_4 , R' и L_2 , C_5 , R'' . При действии на первичной обмотке входного высокочастотного трансформатора напряжения, снятого с выхода модулирующего каскада, луч на экране трубки движется по спиральной кривой. Разность диаметров внешнего и внутреннего витков спирали определяется начальным и конечным значениями трапециoidalного модулирующего напряжения, а число витков, укладываемых в этих пределах, — скоростью зарядки C_2 (рис. 5.67).

Экранные сетки всех ламп двухтактных каскадов соединены вместе, и на них подаются (через катодный повторитель) со входа схемы импульсы, интервалы времени между которыми должны быть измерены. Так как изменение потенциала экранной сетки лампы сопровождается изменением коэффициента усиления каскада, то одновременное изменение потенциалов экранных сеток всех ламп выходных каскадов приводит к смещению луча на экране в радиальном направлении (к центру при отрицательной полярности сигналов и от центра при положительной полярности сигналов). Начальный потенциал экранных сеток выходных ламп задается начальным потенциалом на катоде лампы каскада с катодной нагрузкой, с которого снимаются сигналы. Он должен быть достаточно велик для того, чтобы лампы двухтактных каскадов работали в нормальном режиме.

В описываемом осциллографическом хронографе, при указанных на приведенных схемах параметрах, полное время движения луча по экрану трубки составляет 30, 50, 75 и 100 *мксек* (соответственно в четырех положениях переключателей K_1 и K_2 на рис. 5.67). Интервалы времени между сигналами могут быть отсчитаны с точностью около 0,05 *мксек*.

Схемы для получения круговой развертки отличаются от рассмотренной отсутствием модуляции амплитуды гармонического напряжения. Кроме того, в описанных в периодической литературе осциллографических установках с такой разверткой применяются фазопреобразовательные схемы, в той или иной мере отличные от приведенной здесь [225, 226]. Для изменения масштаба времени при круговой развертке варьируют частоту гармонических колебаний. Радиальное отклонение луча при действии сигналов может быть получено с помощью схемы усилителя, аналогичной приведенной на рис. 5.69. Разумеется, если амплитуда исследуемых сигналов недостаточно велика, в схему может быть введен дополнительный усилитель, через который проходят сигналы до подачи их на экранные сетки выходных ламп. Ряд полезных практических сведений об использовании осциллографических трубок для измерения малых интервалов времени приведен в оригинальных работах, опубликованных в периодической литературе [224, 225, 226, 227, 228].

ГЛАВА VI

СХЕМЫ ПИТАНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ УСТАНОВОК

§ 1. Выпрямители переменного тока

1. Схемы выпрямителей. На рис. 6.1 приведена схема однополупериодного выпрямителя переменного тока. Полезной нагрузкой выпрямителя является сопротивление R_H . При рассмотрении процессов в выпрямительной схеме характеристику диода для простоты будем представлять в виде отрезков прямых (рис. 6.2). Если конденсатора C , шунтирующего нагрузку, нет и на клеммах вторичной обмотки трансформатора действует напряжение $u'_1 = U'_m \cos \omega t$, то ток в цепи протекает в течение интервалов времени, соответствующих значениям $u'_1 > 0$ (рис. 6.2). Мгновенное значение протекающего в цепи тока в пределах указанных интервалов времени выражается соотношением

$$i = \frac{U'_m \cos \omega t}{R_H + R_i} = I_m \cos \omega t,$$

где R_i — сопротивление лампы, определяемое наклоном ее вольт-амперной характеристики в области $u_a > 0$.

Таким образом, в цепи протекает пульсирующий ток, причем, как нетрудно убедиться, постоянная составляющая этого тока равна значению $\frac{I_m}{\pi}$.

Если в схеме имеется конденсатор, шунтирующий нагрузку, то электрические процессы носят несколько другой характер. В этом случае в цепи действует не только переменное напряжение u'_1 , но также и напряжение на конденсаторе. За время протекания первого импульса тока после включения первичной обмотки в сеть переменного тока конденсатор получит некоторый заряд, и на его клеммах появится разность потенциалов u_C . Поэтому после протекания первого импульса тока напряжение на аноде лампы будет не u'_1 , а $u'_1 - u_C$.

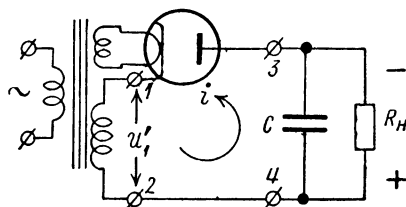


Рис. 6.1. Простая схема однополупериодного выпрямителя.

В течение того интервала времени, когда это напряжение больше нуля, в анодной цепи вновь течет ток, и конденсатор дополнительно заряжается. Если величина сопротивления R_n бесконечно велика, то зарядка конденсатора будет продолжаться до тех пор, пока разность потенциалов на его обкладках не достигнет величины, равной амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора. При конечном значении сопротивления R_n в цепи устанавливается такой режим, при котором количество электричества, получаемое конденсатором в течение периода переменного напряжения, равно количеству электричества, теряемому за период. Зависимость от времени величин напряжения на конденсаторе и тока, текущего в цепи диода в стационарном режиме, схематически изображена на рис. 6.3. Среднее напряжение на емкости U_0 соответствует выпрямленному напряжению на клеммах

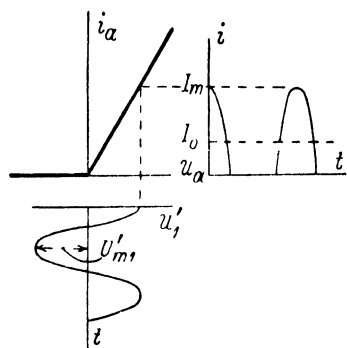


Рис. 6.2. Зависимость от времени величины тока, протекающего в цепи, содержащей активное сопротивление и кенотрон, при действии на входе переменного напряжения. Характеристика кенотрона замечена отрезками прямых.

сопротивления нагрузки. Величина колебаний выпрямленного напряжения $\Delta U_0 = \Delta_1 U_s = \Delta_2 U_s$ зависит от соотношений между величинами C , R_n и R_f . В частности, чем меньше величина сопротивления R_n , при неизменных прочих параметрах схемы, тем меньше значение выпрямленного напряжения и тем в более широких пределах это напряжение колеблется.

Обратим внимание на то, что во время действия отрицательного полупериода напряжения u'_1 напряжение на аноде лампы достигает мгновенного максимального значения $U_{am} = U'_m + U_0$, близкого к удвоенной амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Лампа, используемая в схеме, должна выдерживать без пробоя это обратное напряжение.

Однополупериодная схема выпрямления невыгодна тем, что она не позволяет полностью использовать мощность источника переменного тока. Кроме того, сглаживание пульсаций напряжения на выходе требует громоздких фильтров и сопровождается сравнительно большой потерей выпрямленного напряжения (см. ниже).

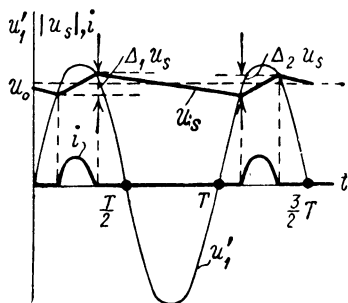


Рис. 6.3. Зависимость от времени напряжения на конденсаторе и тока, текущего через кенотрон, в схеме, изображенной на рис. 6.1.

На рис. 6.4 приведена схема двухполупериодного выпрямителя. Для ее постройки необходим трансформатор, имеющий вывод от середины вторичной обмотки. В цепи нагрузки, соединенной одним концом с выводом от середины вторичной обмотки, протекает ток, заряжающий конденсатор C как при положительных, так и при отрицательных полупериодах напряжения на вторичной обмотке трансформатора. На рис. 6.5 схематически изображены изменения величины напряжения на конденсаторе C и величины тока, протекающего в общей катодной цепи ламп в стационарном режиме. Так как токи через оба кенотрона протекают в разные интервалы времени, то работа каждой лампы может рассматриваться независимо от работы другой. Колебания напряжения на выходе схемы меньше, а мощность больше, чем в однополупериодном выпрямителе. Максимальное выпрямленное напряжение, которое может быть получено при использовании двухполупериодной схемы, равно $\frac{U'_{m1}}{2}$,

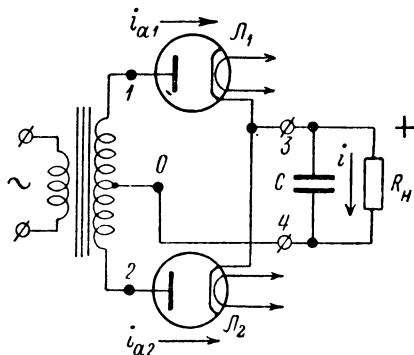


Рис. 6.4. Схема двухполупериодного выпрямителя.

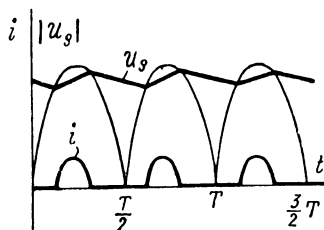


Рис. 6.5. Графики зависимости от времени напряжения на конденсаторе и тока, протекающего в общей цепи кенотронов в схеме двухполупериодного выпрямителя.

где U'_{m1} — амплитуда напряжения на всей вторичной обмотке трансформатора. Кенотроны должны быть рассчитаны на обратное напряжение порядка U'_{m1} .

Специально для использования в схемах двухполупериодных выпрямителей выпускаются сдвоенные кенотроны, имеющие в одном баллоне два анода и общее питание катодов. Примером такой лампы может служить кенотрон 5Ц4С.

В мощных установках для повышения к. п. д. цепей питания, уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и более эффективного использования выпрямительных ламп применяются трехфазные выпрямители. На рис. 6.6 приведена принципиальная схема трехфазного однополупериодного выпрямителя (параллельно начерченные обмотки трансформатора соответствуют первичной и вторичной обмоткам данной фазы). В каждый момент времени ток протекает только через одну лампу схемы — ту, мгновенное значение анодного напряжения которой в этот момент наиболее высокое. Изменение с течением времени величин анодных напряжений всех трех ламп

изображено пунктирными кривыми на рис. 6.7. Сплошная кривая на этом рисунке представляет зависимость от времени величины тока, протекающего через сопротивление нагрузки. Очевидно, что пульсации тока в нагрузке, не зашунтированной емкостью, значительно меньше, чем в

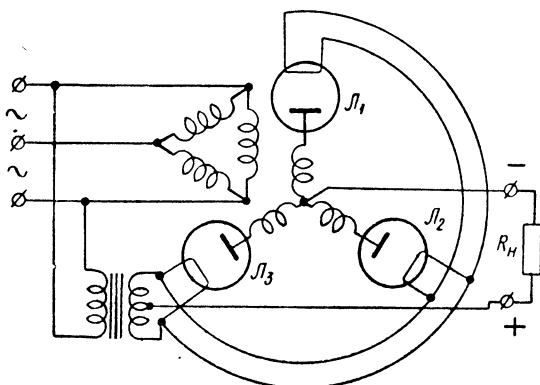


Рис. 6.6. Схема трехфазного однополупериодного выпрямителя.

соответствующей схеме однофазного выпрямителя. Включение параллельно сопротивлению R_n конденсатора C позволяет получить выпрямленное напряжение с относительно малыми пульсациями его величины. Еще меньшие пульсации получаются на выходе двухполупериодного трехфазного выпрямителя. Пример схемы такого выпрямителя приведен на рис. 6.8.

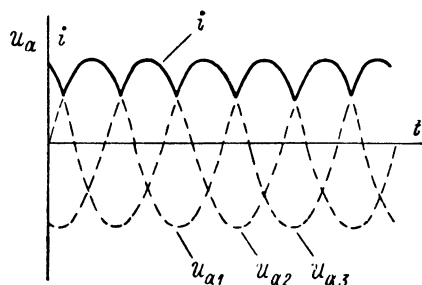


Рис. 6.7. Зависимость от времени напряжения на анодах кенотронов и тока, протекающего через сопротивление нагрузки, в схеме трехфазного однополупериодного выпрямителя.

Схемы однофазных и трехфазных выпрямителей могут быть построены как на вакуумных, так и на газонаполненных лампах или, наконец, на полупроводниковых (например селеновых) выпрямительных элементах. Выбор типа вентильного элемента определяется величинами необходимого выпрямленного напряжения и необходимого выпрямленного тока. При этом принимаются во внимание максимальный ток, который должен быть получен от выпрямителя,

величина обратного напряжения, потери напряжения на выпрямляющем элементе, удобство управления величиной постоянного напряжения (если это необходимо для данного типа выпрямителя) и т. д. Для питания схем лабораторных установок чаще всего строятся однофазные двухполу-

периодные выпрямители на кенотронах. В случае же если необходимо получить большой выпрямленный ток, используются газотроны.

Широкое распространение в лабораторной практике имеют схемы умножения напряжения, с помощью которых можно получить вы-

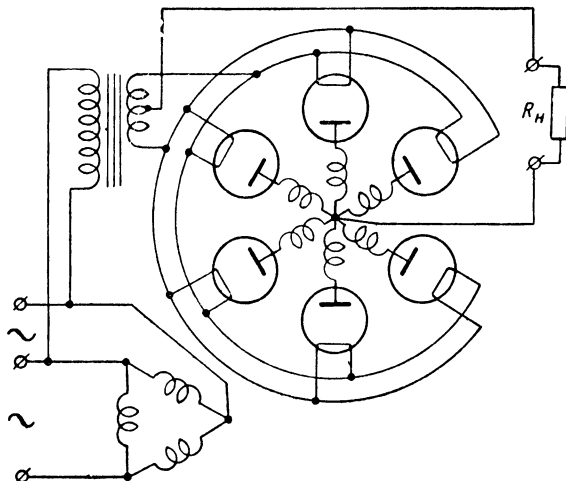


Рис. 6.8. Схема трехфазного двухполупериодного выпрямителя.

прямленное напряжение в несколько раз более высокое, чем при построке обычной схемы на том же самом трансформаторе.

Один из вариантов схемы удвоения величины выпрямленного напряжения (последовательная схема удвоения) приведен на рис. 6.9.

В этой схеме конденсатор C_1 заряжается через кенотрон \mathcal{L}_1 до напряжения, равного амплитуде напряжения U'_{m1} . Поэтому напряжение между катодом и анодом второго кенотрона \mathcal{L}_2 колеблется от своего максимального значения, приблизительно равного $2U'_{m1}$, до минимального, равного нулю. В результате протекания через этот кенотрон тока второй конденсатор схемы C_2 заряжается до напряжения, близкого к величине $2U'_{m1}$ (если сопротивление нагрузки не слишком мало).

Другая схема удвоения напряжения — параллельная схема удвоения — приведена на рис. 6.10. В этой схеме используются оба полупериода переменного напряжения. Но в то время, как при действии

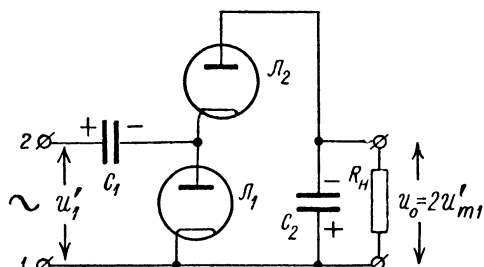


Рис. 6.9. Последовательная схема удвоения величины выпрямленного напряжения.

одного полупериода заряжается один из конденсаторов (например C_1), при действии второго полупериода заряжается только второй конденсатор C_2 . Поэтому каждый из включенных на выходе конденсаторов заряжается лишь

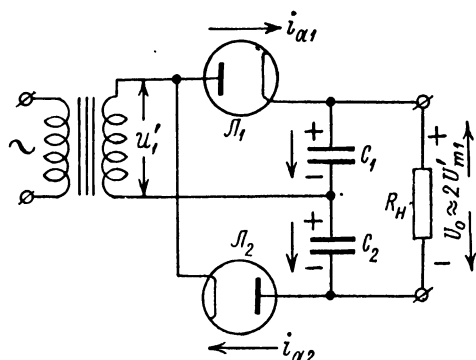


Рис. 6.10. Параллельная схема удвоения выпрямленного напряжения.

при действии одного полупериода переменного напряжения и, по существу, эта схема является однополупериодной схемой удвоения напряжения. Она имеет некоторые преимущества перед схемой, изображенной на рис. 6.9. Основные из них: меньшие пульсации выпрямленного напряжения и возможность применения конденсаторов, рассчитанных лишь на напряжение, равное половине выходного, тогда

как в схеме рис. 6.9 конденсатор C_2 должен быть рассчитан на напряжение, равное выходному.

Схема двухполупериодного выпрямления с удвоением (ее часто называют мостовой схемой), изображенная на рис. 6.11, дает на выходе напряжение, пульсирующее еще в меньших пределах, чем на выходе параллельной схемы удвоения при тех же значениях емкости C_1 и сопротивления R_n . Значение напряжения на выходе этой схемы примерно вдвое превосходит величину напряжения на выходе обычной схемы двухполупериодного выпрямителя и приближается к амплитуде напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

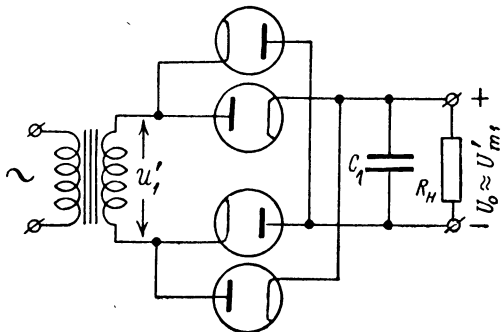


Рис. 6.11. Мостовая схема удвоения выпрямленного напряжения.

Выпрямительные лампы в однополупериодной параллельной схеме удвоения напряжения должны быть рассчитаны на обратное напряжение $U_{обр} \approx \frac{U_0}{2} + U'_{m1}$, а не на напряжение $U_0 + U'_{m1}$, как в обычной схеме однополупериодного выпрямления. Совершенно аналогично в мостовой схеме удвоения $U_{обр} \approx \frac{1}{2}(U_0 + U'_{m1})$, т. е. примерно вдвое меньше, чем в обычной схеме двухполупериодного выпрям-

ления при том же значении выпрямленного напряжения. Поэтому, переходя от обычной двухполупериодной схемы выпрямителя к мостовой схеме, можно получить выпрямленное напряжение вдвое большей величины, не меняя трансформатора и используя те же лампы.

Сравнивая три приведенные схемы удвоения напряжения, следует иметь в виду, что они отличаются своими нагрузочными характеристиками. Последняя представляет собой зависимость постоянной составляющей напряжения на нагрузке от величины протекающего в ней постоянного тока. На рис. 6.12 приведены три нагрузочные характеристики, соответствующие трем схемам удвоения напряжения (все схемы построены на одинаковых выпрямительных элементах, питаются непосредственно от сети переменного тока и имеют одинаковые значения емкостей $C_1 = C_2 = C$). Напряжение на выходе последовательной схемы удвоения уменьшается с возрастанием нагрузочного тока резче, чем у других схем. Несмотря на это, такие схемы применяются довольно часто, так как они позволяют строить безтрансформаторные источники питания, дающие на выходе напряжение большее, чем амплитуда переменного напряжения в сети, и, вместе с тем, позволяющие заземлять один из полюсов (поскольку в сети обычно один провод заземлен). Так, например, в схеме рис. 6.9, присоединяя клемму 1 к нулевому проводу сети, можно заземлить положительный полюс выпрямленного напряжения. Изменяя включение диодов на обратное, легко перейти к схеме, в которой можно заземлить отрицательный полюс выпрямленного напряжения.

По принципу последовательного увеличения напряжения на ряде конденсаторов, включенных через выпрямительные элементы, могут быть построены схемы выпрямителей с умножением напряжения, вообще говоря, в любое число раз. Для этого необходимо только соответственно увеличить количество звеньев, состоящих из выпрямительного элемента и конденсатора. На рис. 6.13 приведена схема, содержащая четыре звена. Величина выпрямленного напряжения на выходе этой схемы приблизительно равна учетверенной амплитуде переменного напряжения, действующего на ее входе. В этом проще

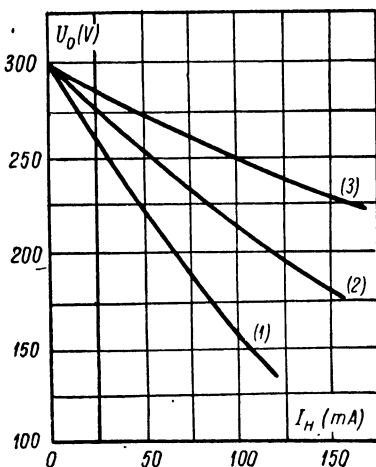


Рис. 6.12. Нагрузочные характеристики, соответствующие трем схемам удвоения выпрямленного напряжения: (1) — для последовательной схемы удвоения, (2) — для параллельной схемы удвоения и (3) — для мостовой схемы удвоения.

всего убедиться, рассматривая последовательно работу всех ламп в порядке возрастания их нумерации и, соответственно, зарядку емкостей, включенных в анодные цепи этих ламп. Мгновенная разность потенциалов между анодом и катодом первой лампы равна сумме напряжений на входе схемы и на конденсаторе C_1 . При $u_{a1} > 0$ через диод течет ток и в результате этого конденсатор C_1 заряжается до напряжения, близкого к величине U_{m1} . Разность потенциалов между катодом и анодом второй лампы равна сумме переменного напряжения на входе схемы, напряжения на конденсаторе C_1 и напряжения на конденсаторе C_2 . Протекание тока через диод L_2

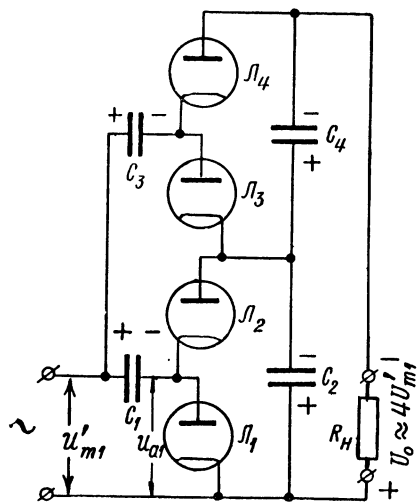


Рис. 6.13. Последовательная схема учетверения выпрямленного напряжения.

приводит к тому, что конденсатор C_2 заряжается до напряжения, близкого к $2U'_{m1}$. Разность потенциалов между катодом и анодом третьей лампы равна сумме напряжений на конденсаторе C_3 , на конденсаторе C_2 и переменного напряжения на входе схемы. После действия нескольких периодов питающего напряжения конденсатор C_3 заряжается до напряжения, приблизительно равного $3U'_{m1}$. Наконец, конденсатор в анодной цепи лампы L_4 заряжается до напряжения, близкого к $4U'_{m1}$. Но конденсатор в анодной цепи лампы L_4 состоит из последовательно включенных конденсаторов C_2 и C_4 (емкости их обычно одинаковы). Разность потенциалов на обкладках каждого из них порядка $2U'_{m1}$. Напряжение на выходе снимается со всей

емкости в анодной цепи лампы L_4 и равно $4U'_{m1}$ (на самом деле оно несколько ниже вследствие падений напряжения на выпрямительных лампах). Добавлением следующих звеньев схемы можно получить выпрямленное напряжение, в любое число раз превосходящее по величине амплитуду напряжения, действующего на входе. При этом надо иметь в виду, что по мере увеличения коэффициента умножения возрастают пульсации напряжения на выходе схемы при постоянной величине тока в нагрузке. Нагрузочные характеристики по мере возрастания коэффициента умножения идут все круче и круче (при одинаковых выпрямительных элементах и емкостях конденсаторов). Это иллюстрирует рис. 6.14, на котором приведены нагрузочные характеристики выпрямителей с умножением частоты в два, три и четыре раза.

Накалы кенотронов в схемах выпрямителей обычно питаются от отдельного трансформатора или от специальной обмотки, расположенной на общем сердечнике с силовой обмоткой. Один из полюсов выпрямленного напряжения большей частью заземляется. Нетрудно убедиться, что при этом разность потенциалов между катодом и сердечником трансформатора (который обычно заземляется) или другими обмотками может превосходить величину выпрямленного напряжения. Для того чтобы избежать пробоя тонкого слоя изолирующего вещества между эмиттером и нитью накала, катоды некоторых подогревных кенотронов электрически соединены с подогревателем. Накальные обмотки трансформаторов должны быть хорошо изолированы, а в высоковольтных выпрямителях и в схемах умножения напряжения для питания накалов кенотронов используются специальные высоковольтные трансформаторы. При использовании полупроводниковых выпрямительных элементов необходимость в трансформаторах накала, разумеется, отпадает. Это весьма удобно и, например, мостиковые выпрямительные схемы часто строятся на селеновых выпрямителях.

2. Элементы расчета выпрямительных схем. В подавляющем большинстве случаев при постройке выпрямителей для питания лабораторных установок ограничиваются прикидочной оценкой параметров схемы и выбором подходящей лампы на основании приведенных в справочнике данных.

Для приближенного расчета схемы характеристику кенотрона можно представлять отрезками прямых. На рис. 6.15 приведены графики, иллюстрирующие установившиеся электрические процессы в схеме однополупериодного выпрямителя, нагруженного на активное сопротивление, зашунтированное конденсатором. Мгновенное значение анодного тока лампы в те интервалы времени, когда он отличен от нуля, может быть найдено из соотношения

$$i_a = \frac{u_a}{R_i}.$$

Здесь R_i — внутреннее сопротивление лампы, определяемое наклоном ее характеристики в области $u_a > 0$. Мгновенное значение

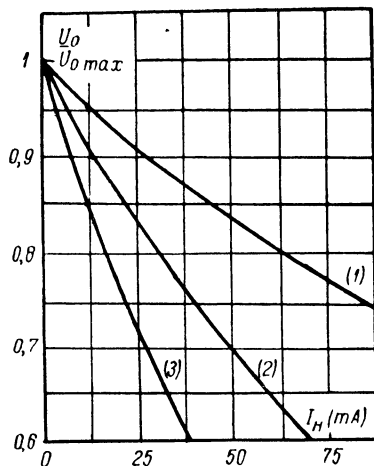


Рис. 6.14. Нагрузочные характеристики выпрямителей с последовательным удвоением (1), утроением (2) и учетверением (3) выпрямленного напряжения.

напряжения на аноде лампы $u_a = U'_{m1} \cos \omega t - U_0$, где U_0 — выпрямленное напряжение. Поэтому среднее значение анодного тока, равное, очевидно, в стационарном режиме выпрямленному току, протекающему через сопротивление нагрузки R_n , будет равно

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_a dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_1} \frac{(U'_{m1} \cos \omega t - U_0)}{R_i} dt.$$

Интегрируя и замечая, что величина $\omega t_1 = \varphi$ представляет собой угол отсечки тока (см. гл. IV), получим:

$$I_0 = \frac{U'_{m1}}{\pi R_i} (\sin \varphi - \varphi \cos \varphi). \quad (6.1)$$

Постоянная составляющая напряжения на емкости (т. е. выпрямленное напряжение) связана с углом отсечки очевидным соотношением:

$$U_0 = U'_{m1} \cos \varphi. \quad (6.2)$$

Обычно при постройке выпрямителя требуется по заданным значениям напряжения U_0 и тока I_0 (или напряжения U_0 и сопротивления R_n) выбрать кенотрон,

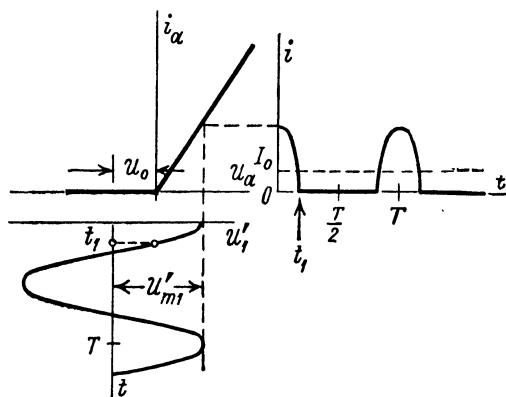
а затем, зная его внутреннее сопротивление, определить амплитуду напряжения U'_{m1} , необходимого для питания схемы.

Для этого можно воспользоваться соотношениями (6.1) и (6.2), причем удобнее всего построить график зависимости

$$\frac{U'_{m1}}{U_0} = f\left(\frac{R_i}{R_n}\right).$$

Если кенотрон выбран, то из этого графика легко определить значение амплитуды напряжения U'_{m1} по известным величинам сопротивления R_n и напряжения U_0 .

Рис. 6.15. Графики, иллюстрирующие электрические процессы в установившемся режиме в схеме однополупериодного выпрямителя, нагруженного на активное сопротивление, зашунтированное конденсатором.



Такой график приведен на рис. 6.16а. При $\frac{R_i}{R_n} \ll 1$ (что соответствует обычно имеющему место соотношению между сопротивлением нагрузки и внутренним сопротивлением кенотрона) для определения величины U'_{m1} вместо приведенного графика можно вос-

пользоваться прямой, проведенной на рис. 6.16 а пунктиром. Уравнение этой прямой

$$U'_{m1} = 1,1U_0 + 4,8R_i I_0. \quad (6.3)$$

Погрешность, связанная с аппроксимацией нелинейной зависимости $\frac{U'_{m1}}{U_0} = f\left(\frac{R_i}{R_n}\right)$ линейным выражением (6.3), приводит к погрешностям в вычислении величины U'_{m1} при $R_i < 0,2R_n$, не превышающим 10%. При этом расчетные значения U'_{m1} превосходят действительно необходимую амплитуду переменного напряжения. Так как в написанных выше соотношениях не учтено активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора, то увеличение значений U'_{m1} может быть только полезным.

Совершенно аналогичным путем можно найти приближенные соотношения для расчета двухполупериодной схемы выпрямителя. Работа каждого кенотрона в такой схеме может рассматриваться независимо от работы другого. Поэтому соотношения (6.1) и (6.2) остаются справедливыми для каждого кенотрона, но под величиной U'_{m1} следует понимать амплитуду напряжения на половине вторичной обмотки трансформатора, а под током I_0 — ток через один кенотрон.

Если же переписать выражения (6.1) и (6.2) для напряжения на всей вторичной обмотке и полного выпрямленного тока и вновь построить график $\frac{U'_{m1}}{U_0} = f\left(\frac{R_i}{R_n}\right)$, то он будет совершенно подобен графику, изображенному на рис. 6.16а, но масштаб по осям изменится вдвое. Такой график приведен на рис. 6.16б. В области $R_i < \sim 0,4R_n$ он с точностью, не меньшей 10%, может быть заменен прямой, описываемой уравнением

$$U'_{m1} = 2,2U_0 + 4,8R_i I_0, \quad (6.4)$$

где U'_{m1} — амплитуда напряжения на всей вторичной обмотке, а I_0 — полный выпрямленный ток в нагрузке.

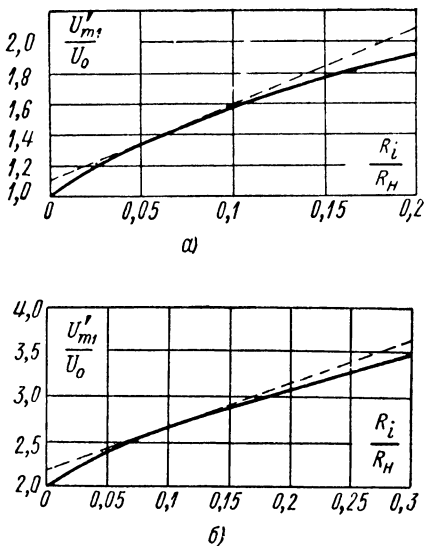


Рис. 6.16. Графики к расчету однополупериодного (а) и двухполупериодного (б) выпрямителя.

Выбирая кенотрон для постройки выпрямителя, принимают во внимание величину допустимого обратного напряжения и величину выпрямленного тока, который может протекать через лампу без перегрева ее анода. Данные некоторых широко распространенных кенотронов приведены в табл. 6.1.

В качестве примера положим, что на выходе выпрямителя, нагруженного на сопротивление $R_n = 3 \text{ ком}$, нужно получить выпрямленное напряжение $U_0 = 300 \text{ в}$. Иначе говоря, выпрямленный ток, потребляемый нагрузкой, $I_0 = 100 \text{ ма}$. Остановившись на двухполупериодной схеме выпрямителя и обращаясь к табл. 6.1, найдем, что такой ток может обеспечить кенотрон 5Ц4С. Замечая, что в этом случае

$\frac{R_i}{R_n} = 0,06$, по графику, изображенному на рис. 6.16б, находим

$\frac{U'_{m1}}{U_0} \approx 2,5$. Следовательно, амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора должна иметь величину $U'_{m1} \approx 745 \text{ в}$ (т. е. напряжение на каждой половине обмотки должно быть 375 в). Если для расчета воспользоваться выражением (6.4), то легко получить $U'_{m1} = 750 \text{ в}$, т. е. практически тот же результат, что при пользовании графиком, приведенным на рис. 6.16б.

Максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр}} = U_0 + \frac{U'_{m1}}{2} = 675 \text{ в}$, т. е. меньше допустимого для выбранного типа кенотрона.

Приведенный способ расчета схемы выпрямителя не претендует на точность и может рассматриваться как дающий только приближенное значение амплитуды напряжения U'_{m1} . Следует подчеркнуть, что при рассмотрении процессов в схеме предполагалось, что всё переменное напряжение, снятое со вторичной обмотки трансформатора, целиком прикладывается к выпрямительной схеме. Это соответствует тому, что при определении величины выпрямленного напряжения не учитывалось активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора, через которую протекает выпрямленный ток. Это сопротивление обычно имеет величину порядка нескольких сотен ом, а у трансформаторов с большим коэффициентом трансформации достигает нескольких тысяч ом. Нетрудно убедиться, что выпрямленное напряжение падает не только на сопротивлении нагрузки, но частично теряется на активном сопротивлении вторичной обмотки трансформатора. Поэтому, определяя значение амплитуды напряжения U'_{m1} , следует иметь в виду величину выпрямленного напряжения несколько большую, чем требуется для питания полезной нагрузки выпрямителя.

С изменением величины сопротивления нагрузки значение напряжения U_0 не остается постоянным. Примеры нагрузочных характеристик выпрямителей были приведены на рис. 6.12 и 6.14. Они соответствуют безтрансформаторным схемам. Конечная величина сопротивления вторичной обмотки трансформатора приводит к еще более крутому спаду величины напряжения U_0 при возрастании тока I_0 . Чаше всего

Таблица 6.1.

Обозначение	Тип	Накал		Максимальные						Внутреннее сопротивление (ом)
		напряжение (в)	ток (а)	выпрямленное напряжение (в)	выпрямленный ток (м)	эффективное напряжение на аноде (в)	амплитуда обратного напряжения (в)	допустимый импульс анодного тока (м)	допустимое напряжение катод — нить (в)	
1Ц1С	Одноанодный прямого накала	0,7	0,18	3 300	1,0	—	10 500	10	—	6 000
2Ц2С	" "	2,5	1,75	4 200	7,5	4 500	12 500	100	—	4 500
4Ц6С (ВО-188)	Двуханодный прямого накала	4,0	2,1	500	150	500	1 400	560	—	180
5Ц3С	" "	5,0	3,0	450	225	450	1 300	700	—	230
5Ц4С	Двуханодный подогревный . .	5,0	2,0	420	125	350	1 000	375	—	180
6Ц5С	" "	6,3	0,6	370	70	325	950	475	450	325
30Ц6С	" "	30	0,3	225	90	250	500	250	300	300
30Ц1С	Одноанодный подогревный . .	30	0,3	225	90	250	500	500	300	130

нагрузочные характеристики выпрямителя даются с учетом потери напряжения не только на обмотке трансформатора, но и на фильтре, включаемом между выпрямителем и полезной нагрузкой.

Для того чтобы поддерживать неизменной величину выпрямленного напряжения U_0 при изменении сопротивления нагрузки, в схеме выпрямителя предусматривается регулировка амплитуды первичного питающего напряжения. При этом, разумеется, схема должна быть построена так, чтобы напряжение питания накалов кенотронов оставалось неизменным. Имеются специальные схемы, которые автоматиче-

ски регулируют напряжение таким образом, что независимо от величины тока I_0 (конечно, в известных пределах изменения его величины) выходное напряжение остается постоянным (см. § 2 и § 3 настоящей главы).

3. Оценка параметров фильтров выпрямителей. Для уменьшения величины пульсаций выпрямленного напряжения в схему выпрямителя включаются специальные цепи, носящие название сглаживающих фильтров.

Пульсации величины выпрямленного напряжения обусловлены наличием в спектре выпрямленного тока, кроме постоянной составляющей, ряда компонент с частотами, кратными частоте переменного напряжения, питающего схему.

Фильтр должен закрыть доступ этим компонентам тока в полез-

ную нагрузку R_H . Так как при этом необходимо, по возможности, избежать уменьшения постоянной составляющей тока, то желательно, чтобы элементы сглаживающего фильтра представляли собой реактивные сопротивления.

Основными типами фильтров выпрямителей являются Г-образные и П-образные фильтры (рис. 6.17а и б). Ясно, что если параметры, например, Г-образного фильтра выбраны таким образом, что

$$\frac{1}{\omega_n C_\Phi} \ll R_H, \quad (6.5)$$

$$\omega_n L_\Phi \gg \frac{1}{\omega_n C_\Phi}, \quad (6.6)$$

где ω_n — частота n -й компоненты в спектре пульсирующего тока, текущего в цепи выпрямителя, то амплитуда напряжения этой частоты

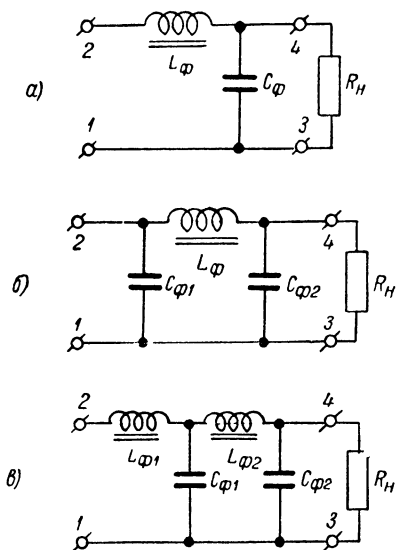


Рис. 6.17. Схемы фильтров выпрямителей.

на клеммах нагрузки окажется гораздо меньшей, чем она была в отсутствие фильтра. Соответствующим выбором параметров фильтра соотношения (6.5) и (6.6) обычно удовлетворяются для низшей частоты в спектре тока. При этом они оказываются тем более выполненными для всех прочих компонент спектра тока, и приближенно можно считать, что величина колебаний напряжения на нагрузке

$$\Delta U_0 \approx U_{mн}, \quad (6.7)$$

где $U_{mн}$ — амплитуда напряжения, выделяемого на нагрузке компонентой низшей частоты тока выпрямителя.

При выполнении соотношений (6.5) и (6.6) амплитуда тока низшей частоты, протекающего в цепи выпрямителя при включении Г-образного фильтра:

$$I_{mн} = \frac{U_{m1н}}{\omega_n L_\phi},$$

где $U_{m1н}$ — амплитуда первой гармоники напряжения, действующего на входных клеммах фильтра (клеммы 1 и 2 на рис. 6.17а). Поэтому величина пульсаций постоянного напряжения на нагрузке [при выполнении соотношения (6.5)]:

$$\Delta U_0 \approx \frac{I_{mн}}{\omega_n C_\phi} = \frac{U_{m1н}}{\omega_n^2 L_\phi C_\phi}.$$

Амплитуда напряжения $U_{m1н}$ и величина постоянного напряжения на нагрузке — функции значения угла отсечки φ : $U_{m1н} = f_1(\varphi)$ и $U_0 = f_2(\varphi)$. Поэтому

$$U_{m1н} = \frac{f_1(\varphi)}{f_2(\varphi)} U_0 = F(\varphi) U_0,$$

и выражение для пульсаций напряжения ΔU_0 можно переписать в виде:

$$\Delta U_0 = \frac{F(\varphi) U_0}{\omega_n^2 L_\phi C_\phi}. \quad (6.8)$$

Обычно при выборе параметров фильтра выпрямителя задается предельно допустимая величина напряжения пульсаций ΔU_0 (или величина допустимых относительных пульсаций $\frac{\Delta U_0}{U_0}$). Для того чтобы при этом определить необходимые параметры фильтра, соотношение (6.8) можно переписать в виде следующего неравенства:

$$L_\phi C_\phi \geq \frac{F(\varphi) U_0}{\omega_n^2 \Delta U_0}. \quad (6.9)$$

Для однополупериодной схемы выпрямителя функция $F(\varphi)$ имеет вид:

$$F(\varphi) = \frac{(1 - \cos \varphi)(2\varphi - \sin \varphi)}{2(1 - \cos \varphi)(\sin \varphi - \varphi \cos \varphi) + \frac{R_i}{R_n} \pi \cos \varphi}.$$

Пользоваться при расчете фильтра таким громоздким выражением практически неудобно, тем более, что угол отсечки φ — функция отношения сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению кенотрона. Оценка величин элементов фильтра L_Φ и C_Φ упрощается, если воспользоваться графиком $F(\varphi) = F\left(\frac{R_n}{R_i}\right)$. Такой график приведен на рис. 6.18 (кривая 1). Для приближенных расчетов этот график можно заменить отрезками прямых (ломаная линия 2 на рис. 6.18). Тогда для оценки параметров Г-образного фильтра в схеме однопериодного выпрямителя, питаемого от сети технического переменного тока, получаем следующие простые выражения ($\omega_n = 2\pi \cdot 50$):

$$L_\Phi C_\Phi \geq 2 \cdot 10^{-4} \frac{R_i}{R_n} \frac{U_0}{\Delta U_0} \quad (6.10)$$

для области значений $\frac{R_i}{R_n} < 0,05$ и

$$L_\Phi C_\Phi \geq 10^{-5} \frac{U_0}{\Delta U_0} \quad (6.11)$$

для больших значений величины отношения $\frac{R_i}{R_n}$.

Найдем, например, параметры фильтра к однопериодному выпрямителю, для которого $R_i = 150 \text{ ом}$ и $R_n = 6 \text{ ком}$. Положим, что на выходе Г-образного фильтра этого выпрямителя пульсации величины выпрямленного напряжения не должны превосходить 0,2% от номинального значения напряжения U_0 . Обращаясь к выражению (6.10), получим:

$$L_\Phi C_\Phi \geq 25 \cdot 10^{-4} \text{ сек}^2.$$

Полагая, что $C_\Phi = 10 \text{ мф}$, найдем, что величина индуктивности дросселя фильтра L_Φ должна быть не меньше 250 гн.

Практически для фильтров выпрямителей, рассчитанных на напряжение до 400 в при токе I_0 до 300 ма, применяются электролитические конденсаторы емкостью 10 — 20 мкф и дроссели индуктивностью 50 — 100 гн. Поэтому полученная величина $L_\Phi = 250 \text{ гн}$ слишком велика. Основная причина этого лежит в том, что однопериодное выпрямление связано с большими пульсациями величины выпрямленного тока.

Рассуждения, аналогичные изложенным выше, применительно к работе Г-образного фильтра в схеме двухполупериодного выпря-

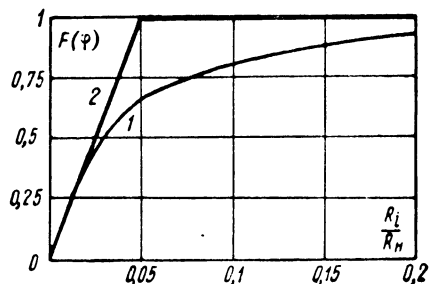


Рис. 6.18. Графики к выбору параметров Г-образного фильтра.

мителя приводят к следующим выражениям для оценки параметров такого фильтра:

$$L_{\Phi} C_{\Phi} \geq 5 \cdot 10^{-5} \frac{R_i}{R_n} \frac{U_0}{\Delta U_0} \quad (6.12)$$

для области значений $\frac{R_i}{R_n} < 0,1$ и

$$L_{\Phi} C_{\Phi} \geq 2,5 \cdot 10^{-6} \frac{U_0}{\Delta U_0} \quad (6.13)$$

для больших значений отношения $\frac{R_i}{R_n}$.

Выражение (6.12) показывает, что если при двухполупериодной схеме $R_i = 150 \text{ ом}$ и $R_n = 6 \text{ ком}$, то достаточно включить Г-образный фильтр, состоящий из конденсатора емкостью $C_{\Phi} = 10 \text{ мкф}$ и дросселя с индуктивностью около 60 гн , для того, чтобы величина пульсаций выпрямленного напряжения не превосходила $0,2\%$ от номинального значения выпрямленного напряжения.

Использование П-образного фильтра позволяет получить меньшие пульсации выпрямленного напряжения, чем применение Г-образного фильтра при равных индуктивностях дросселей и одинаковой емкости конденсаторов, включенных в схему. Нетрудно показать, что для эффективной работы П-образного фильтра его параметры должны удовлетворять соотношениям

$$\text{и} \quad \left. \begin{aligned} \omega_n C_{\Phi 2} &\geq \frac{1}{R_n} \\ \omega_n L_{\Phi} &\geq \frac{1}{\omega_n C_{\Phi 2}} \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

Работа П-образного фильтра отличается от работы Г-образного благодаря наличию в его схеме конденсатора $C_{\Phi 1}$. Вследствие этого на входе цепи, состоящей из последовательного соединения индуктивности L_{Φ} и сопротивления R_n , зашунтированного емкостью $C_{\Phi 2}$ (точки 1 и 2 на рис. 6.17 б), действует напряжение, приблизительно соответствующее зарядке конденсатора $C_{\Phi 1}$ через кенотрон и разрядке его через цепь L_{Φ} , $C_{\Phi 2}$, R_n (рис. 6.19 а). Соотношения между параметрами схемы практически всегда таковы, что разрядка конденсатора протекает много медленнее, чем его зарядка, а абсолютная величина изменения напряжения u_{S1} много меньше его среднего

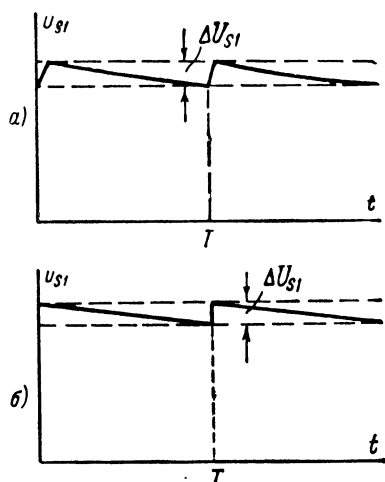


Рис. 6.19. Графики зависимости от времени напряжения на конденсаторе $C_{\Phi 1}$ П-образного фильтра выпрямителя.

значения. Поэтому зависимость $u_{S1} = f(t)$ может быть изображена в виде быстрого возрастания напряжения u_{S1} на величину Δu_{S1} и последующего линейного уменьшения величины напряжения u_{S1} в течение времени, равного периоду T переменного напряжения (рис. 6.19б; при двухполупериодной схеме выпрямления уменьшение напряжения u_{S1} длится в течение времени $\frac{T}{2}$). При этом величина пульсаций напряжения u_{S1} определяется выражением

$$\Delta u_{S1} = \frac{I_0 T}{C_{\Phi 1}}.$$

Амплитуда составляющей низшей частоты спектра напряжения $u_{S1} = f(t)$ равна $U_{m1\pi} = \frac{\Delta u_{S1}}{\pi}$. Соответственно амплитуда напряжения этой частоты на выходе фильтра (т. е. на клеммах 3 и 4 на рис. 6.17б):

$$U_{m2\pi} \approx \frac{\Delta u_{S1}}{\pi \omega_n^2 L_{\Phi} C_{\Phi 2}}.$$

Полагая попрежнему, что величина пульсаций выпрямленного напряжения на полезной нагрузке ΔU_0 близка к амплитуде напряжения $U_{m2\pi}$, напомним:

$$\Delta U_0 \approx \frac{I_0 T}{\pi \omega_n^2 L_{\Phi} C_{\Phi 1} C_{\Phi 2}}. \quad (6.15)$$

Полученное выражение может служить для ориентировочной оценки величины пульсаций напряжения ΔU_0 . При этом можно показать, что сделанные при его выводе приближения приводят к тому, что найденное по формуле (6.15) значение ΔU_0 превышает истинное.

Перепишем соотношение (6.15) в виде, удобном для определения значений параметров фильтра, при которых пульсации напряжения на его выходе не превосходят заданной величины ΔU_0 :

$$C_{\Phi 1} C_{\Phi 2} L_{\Phi} \geq \frac{I_0 T}{\pi \omega_n^2 \Delta U_0}. \quad (6.16)$$

В случае использования П-образного фильтра в схеме однополупериодного выпрямления $\omega_n = 2\pi \cdot 50 \text{ рад/сек}$, и выражение (6.16) перепишется так:

$$C_{\Phi 1} C_{\Phi 2} L_{\Phi} \geq 5 \cdot 10^{-8} \frac{I_0}{\Delta U_0}. \quad (6.17)$$

Совершенно аналогично для двухполупериодной схемы выпрямления:

$$C_{\Phi 1} C_{\Phi 2} L_{\Phi} \geq 5 \cdot 10^{-9} \frac{I_0}{\Delta U_0}. \quad (6.18)$$

Из рассмотрения выражений (6.17) и (6.18) видно, что при заданной суммарной емкости конденсаторов, которые могут быть

использованы для постройки фильтра, их целесообразнее всего включить таким образом, чтобы $C_{\Phi 1} = C_{\Phi 2}$.

Еще меньшие пульсации выпрямленного напряжения можно получить, применяя цепочки фильтров, составленных из идентичных Г- или П-образных звеньев. На рис. 6.17а приведена схема фильтра, построенного из двух звеньев Г-типа. Комбинируя найденные выше соотношения для выбора параметров фильтров, получим приближенное выражение для оценки величины емкостей конденсаторов и индуктивностей дросселя такого двухзвенного фильтра [при условии, что соотношения (6.14) выполнены]:

$$L_{\Phi 1} L_{\Phi 2} C_{\Phi 1} C_{\Phi 2} \geq \frac{1}{\omega_H^4} \frac{U_0}{\Delta U_0}.$$

Если $L_{\Phi 1} = L_{\Phi 2} = L_{\Phi}$ и $C_{\Phi 1} = C_{\Phi 2} = C_{\Phi}$ и фильтр предназначен для однополупериодной схемы выпрямления, то написанное неравенство принимает вид:

$$L_{\Phi}^2 C_{\Phi}^2 \geq 10^{-10} \frac{U_0}{\Delta U_0}. \quad (6.19)$$

В случае применения такого фильтра в схеме двухполупериодного выпрямителя, его параметры можно определить из условия:

$$L_{\Phi}^2 C_{\Phi}^2 \geq 6 \cdot 10^{-12} \frac{U_0}{\Delta U_0}. \quad (6.20)$$

Рассматривая написанные выражения, нетрудно убедиться, что фильтр, образованный из двух Г-образных звеньев, обеспечивает еще меньшую величину пульсаций выпрямленного напряжения, чем П-образный фильтр, если суммарная емкость и индуктивность элементов того и другого фильтра одинаковы.

Однако фильтр с емкостным входом не может быть применен, если выпрямительная лампа не рассчитана на пропускание больших импульсов тока, которые протекают в цепи при зарядке емкости $C_{\Phi 1}$ после включения выпрямителя в сеть. Поэтому в газотронных выпрямителях используют Г-образные фильтры, начинающиеся с индуктивности.

Значительное улучшение работы фильтров и уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения дает настройка дросселя фильтра. Для этого параллельно последнему присоединяют конденсатор, выбирая его емкость так, чтобы он вместе с индуктивностью дросселя образовал резонансный контур, настроенный на частоту пульсаций выпрямленного напряжения (50 гц при однополупериодном выпрямлении и 100 гц при двухполупериодном выпрямлении).

Описывая работу фильтров, мы не принимали во внимание активного сопротивления дросселя, величина которого может быть порядка нескольких сотен или даже тысяч ом. Поэтому введение в схему выпрямителя фильтра может сопровождаться потерей заметной доли

выпрямленного напряжения. Величину теряемого постоянного напряжения легко найти, если известны значения активного сопротивления дросселя (или дросселей) фильтра и значение выпрямленного тока. Потеря выпрямленного напряжения в фильтре должна приниматься во внимание при расчете выпрямительной схемы и определении амплитуды переменного напряжения, питающего схему.

При значениях выпрямленного напряжения, превышающих 4—5 кВ, в фильтрах вместо дросселей используют активные сопротивления. С целью облегчения и удешевления источника питания, RC-фильтры иногда применяют и в низковольтных выпрямителях, рассчитанных на небольшой постоянный ток.

4. Высокочастотные и импульсные преобразователи напряжения. Для питания счетчиков частиц, ионных источников электроннолучевых трубок и других устройств, потребляющих слабый ток, но требующих для своей работы высокого напряжения, находят применение устройства, в которых сравнительно низкое постоянное напряжение преобразуется в постоянное же напряжение значительно большей величины [229, 230, 231]. Эти устройства содержат высокочастотный генератор (обычно его частота выбирается порядка многих десятков килогерц или даже порядка 100—200 кГц), повышающий трансформатор, выпрямитель и фильтр. Благодаря тому, что выпрямлению подвергается относительно высокочастотное напряжение, даже при малой емкости конденсаторов фильтра, пульсации выходного напряжения получаются малыми. Малая емкость конденсаторов фильтра, в которых запасается небольшая энергия, делает относительно безопасной работу с таким источником напряжения. При использовании экономичных ламп и надлежащем конструировании прибора можно создать очень легкий и портативный источник высокого напряжения, что иногда бывает необходимо.

Пример схемы высокочастотного преобразователя напряжения приведен на рис. 6.20. Генератор высокой частоты, питаемый от стабилизированного источника питания (см. § 3 настоящей главы) или от батарей, построенный на лампе 6П6, собран по схеме с индуктивной обратной связью и колебательным контуром в анодной цепи лампы. С катушкой контура L_1 индуктивно связаны сеточная катушка L_2 и катушки L_3 и L_4 . Катушки L_3 служат для питания накалов кенотронов, а с концов катушки L_4 , содержащей большое число витков, снимается высокое напряжение. Величина последнего определяется соотношением числа витков в катушках L_1 и L_4 , величиной связи между ними, потерями в высокочастотном трансформаторе и настройкой генератора. Частота генератора должна быть близкой к резонансной частоте контура, образованного индуктивностью L_4 и включенными параллельно ей емкостями. Для настройки генератора служит переменный конденсатор, включенный в его колебательный контур. Выпрямитель собран по схеме удвоения на экономичных кенотронах (каждый из них требует для питания накала

около $0,13 \text{ вт}$). Применение схемы удвоения облегчает изготовление высокочастотного трансформатора, конструкцией и надежностью работы которого в значительной степени определяется успешная работа всего высокочастотного преобразователя напряжения. Каркас трансформатора должен быть изготовлен из материала, обладающего хорошими изоляционными свойствами и малыми потерями (например, из полистирола). Иногда катушки мотаются в виде отдельных бескаркасных секций и затем насаживаются на один общий стержень. Катушка L_4 , содержащая большое число витков, большей частью делится на несколько отдельных секций. Для изготовления

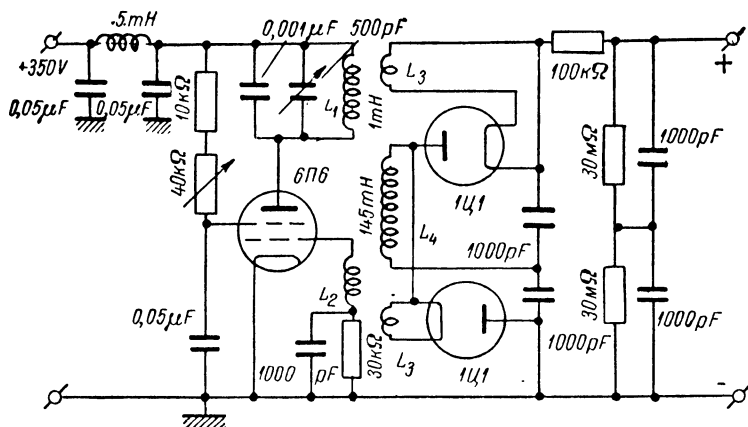


Рис. 6.20. Схема высокочастотного преобразователя напряжения.

катушек чаще всего применяют многожильный высокочастотный провод — литцендрат, хотя в некоторых конструкциях используется и обычный медный провод. Перед включением трансформатора в схему бывает полезно проварить катушки в парафине для повышения качества межвитковой изоляции. Большие потери в трансформаторе или пробой обмоток являются основными причинами, нарушающими нормальную работу высокочастотного преобразователя напряжения.

На рис. 6.21 приведены два варианта конструкции высокочастотного трансформатора — бескаркасная конструкция и конструкция с намоткой катушек в отдельные пазы между щеками из изолирующего материала.

Указанные на рис. 6.21а числа витков обмоток приблизительно соответствуют трансформатору для преобразователя, дающего максимальное выходное напряжение порядка 3000 в , а числа витков на рис. 6.21б — трансформатору для преобразователя на 8000 кВ (в том и в другом случае — с удвоением напряжения в схеме

выпрямителя). Если в схеме используется однополупериодное выпрямление без удвоения, одна из накальных обмоток L_3 может быть удалена.

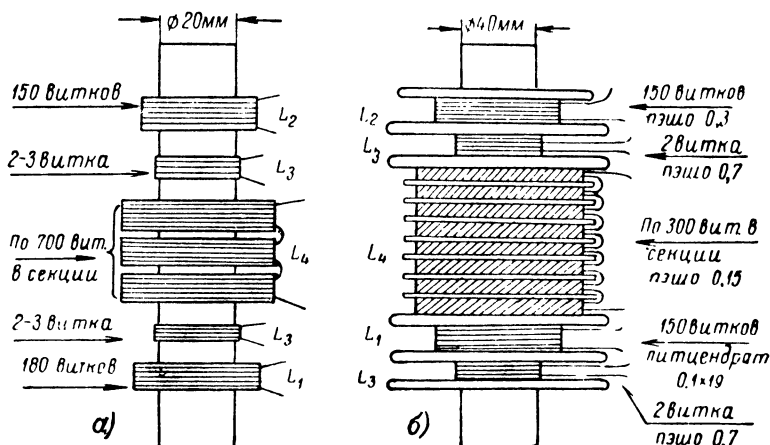


Рис. 6.21. Примеры конструкций высокочастотных трансформаторов для преобразователей напряжения.

Регулировка величины выпрямленного напряжения в высокочастотных преобразователях чаще всего производится путем изменения потенциала экранной сетки генераторной лампы.

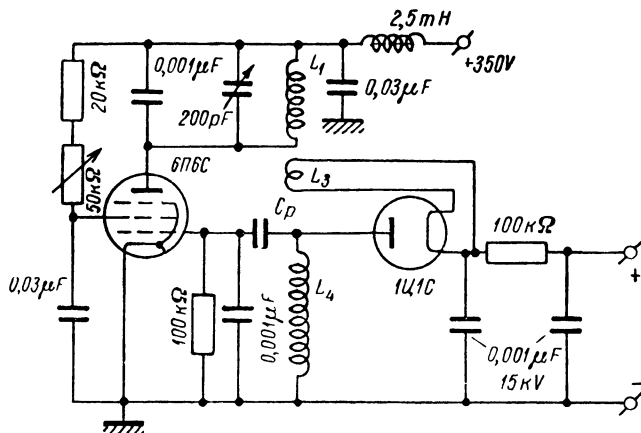


Рис. 6.22. Вариант схемы преобразователя напряжения с емкостной обратной связью.

Другой вариант построения схемы высокочастотного преобразователя напряжения иллюстрирует рис. 6.22. Эта схема отличается от схемы на рис. 6.20, тем, что напряжение обратной связи на

сетку генераторной лампы снимается через разделительную емкость C_p (порядка нескольких пикофард) с повышающей обмотки трансформатора. Разделительный конденсатор может быть выполнен в виде двух металлических пластинок, укрепленных на изолирующем материале. Пробивное напряжение, конденсатора должно быть значительно выше напряжения, снимаемого с выхода преобразователя, а необходимая величина емкости подбирается экспериментально. Исключение обмотки обратной связи упрощает конструкцию трансформатора. Кроме того, последняя схема хорошо работает при значительно большей расстройке генератора относительно резонансной частоты высоковольтного контура, чем первая. Требования, предъявляемые

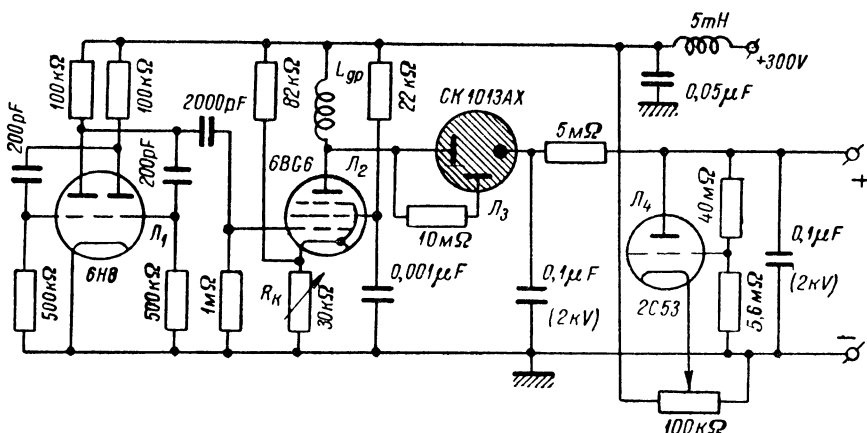


Рис. 6.23. Схема импульсного преобразователя напряжения.

к высокочастотному трансформатору, и соотношения между витками обмоток остаются такими же, как и в случае применения в преобразователе индуктивной обратной связи.

Несколько иначе работает схема преобразователя напряжения, приведенная на рис. 6.23. В этой схеме используется э.д.с. самоиндукции, развивающейся на зажимах дросселя при резком уменьшении величины протекающего через него тока. Дроссель включен в анодную цепь лампы, через которую протекает небольшой ток вследствие большого смещения на ее управляющей сетке (величину смещения можно изменять сопротивлением R_k). На сетку этой лампы подается напряжение, возбуждаемое в мультивибраторе, собранном на лампе L_1 . При запираании левой лампы мультивибратора лампа L_3 отпирается, и через некоторое время в ее анодной цепи устанавливается ток $I_{ам}$. С переходом мультивибратора во второе крайнее состояние лампа L_2 резко запирается, и на дросселе возникает последовательность более или менее быстро затухающих колебаний. Амплитуда

первого импульса определяется крутизной заднего фронта импульса мультивибратора, величиной тока I_{am} , индуктивностью дросселя и величиной шунтирующей его емкости (в которую входит и межвитковая емкость самого дросселя) [232]. Если лампа запирается достаточно быстро, то максимальная амплитуда напряжения на дросселе может быть приближенно определена из условия того, что вся энергия, запасенная в дросселе, при прекращении протекания через него тока переходит в энергию электростатического поля емкости $\frac{1}{2} L_{др} I_{am}^2 \approx \frac{1}{2} C U_m^2$ и, следовательно,

$$U_m \approx I_{am} \sqrt{\frac{L_{др}}{C}}. \quad (6.21)$$

Поэтому, например, при $I_{am} = 100$ ма, $L_{др} = 0,1$ гн и $C = 50$ нф $U_m = 4,5$ кв. Очевидно, что для того, чтобы получить от такого импульсного источника возможно большее напряжение без увеличения тока I_{am} , необходимо сконструировать дроссель таким образом, чтобы величина отношения $\frac{L_{др}}{C}$ была бы максимальна. Кроме того, дроссель должен быть рассчитан на достаточно высокое пробивное напряжение.

В схеме, изображенной на рис. 6.23, импульсы напряжения, снимаемые с анода лампы L_2 , выпрямляются с помощью газонаполненной лампочки, работающей в режиме тлеющего разряда. Выпрямленное напряжение поступает на выход устройства, причем в схему введена дополнительная лампа (L_4) для стабилизации величины постоянного напряжения (см. § 3 настоящей главы).

Использование э. д. с. самоиндукции дросселя позволяет строить высоковольтные источники питания еще меньшего габарита и веса, чем высокочастотные преобразователи напряжения. Поэтому они иногда используются для питания установок, поднимаемых на шарах-зондах, или других устройств, которые по условиям работы должны обладать малым весом [232, 233, 234, 235]. Импульсные преобразователи применяются в телевизионных приемниках для питания кинескопов, причем для управления анодным током лампы с дросселем в анодной цепи используется напряжение строчной развертки.

Как высокочастотные, так и, в особенности, импульсные преобразователи напряжения обычно обладают малой мощностью и поэтому при изменении сопротивления нагрузки напряжение, даваемое ими, может изменяться весьма значительно. Если же потребляемая нагрузкой мощность остается неизменной, то преобразователи напряжения работают вполне удовлетворительно.

В периодической литературе можно найти подробное описание преобразователей, рассчитанных на получение напряжения порядка десятков и даже сотен киловольт [230, 236, 237].

§ 2. Простые стабилизаторы величины постоянного напряжения и тока с нелинейными элементами

1. Простые стабилизаторы напряжения с нелинейными элементами. Напряжение или ток питания многих устройств, применяемых в экспериментальной физике, должны поддерживаться неизменными с большой точностью, так как колебания их значений могут привести к существенным погрешностям в измерении тех или иных величин. Примерами устройств, требующих большой степени постоянства режима питания, могут служить счетчики частиц, источники излучения для фотометрических работ, фотоэлектронные умножители, магниты масс-спектрометров и ускорителей частиц, электроннооптические системы электронных микроскопов, измерительные усилители (особенно усилители постоянного тока) и т. д. Абсолютные значения напряжения или тока, которые должны поддерживаться неизменными, определяются характеристиками устройства, а допустимые колебания режима питания — допустимой величиной экспериментальных ошибок, связанных с изменением питающего напряжения или тока.

В настоящее время разработано большое число различных устройств, применяемых для стабилизации переменного или постоянного тока и напряжения. Эти устройства классифицируются по мощности, на которую они рассчитаны, по типу схемы (последовательные, параллельные и комбинированные стабилизаторы), по типу элементов, используемых для стабилизации (магнитные, электронные, ионные и т. д.), по степени стабильности выходного напряжения или тока, по величине выходного сопротивления и т. д. Различные типы стабилизаторов подробно рассмотрены в специальных монографиях и обзорах [238, 239, 240]. Здесь мы ограничимся кратким описанием лишь небольшого числа стабилизаторов постоянного тока, часто используемых в лабораторной практике и применяемых при постройке экспериментальных установок.

В настоящее время аккумуляторы и сухие батареи все чаще и чаще заменяются выпрямителями, снабженными стабилизирующими устройствами. При этом, помимо чисто технических удобств, связанных с исключением батарей или аккумуляторов, стабилизированные выпрямители позволяют получить большую стабильность режима питания, обладают меньшим выходным сопротивлением и дают возможность легко регулировать напряжение или ток питания установки. Колебания величины напряжения на выходе выпрямителя обусловлены пульсациями выпрямленного тока, изменением амплитуды переменного напряжения, питающего выпрямитель, и вариациями величины сопротивления нагрузки выпрямителя. Для уменьшения пульсаций выпрямленного тока применяются фильтры.

Независимость величины постоянного напряжения на полезной нагрузке от амплитуды напряжения в силовой сети может быть

достигнута двойка. Во-первых, можно осуществить питание выпрямителя через стабилизатор переменного напряжения, поддерживающий неизменной амплитуду напряжения на входе выпрямителя при колебаниях сетевого напряжения. Во-вторых, можно ввести между выпрямителем и нагрузкой устройство, поддерживающее постоянный режим питания нагрузки при изменении выпрямленного напряжения. При этом стабилизирующее устройство может быть построено таким образом, что величина тока в нагрузке или напряжения на ее клеммах сохраняются постоянными не только при изменении напряжения питания на входе выпрямителя, но также при переходе от одного сопротивления нагрузки к другому (разумеется, в известных пределах изменения величины R_n).

Стабилизаторы постоянного напряжения (или тока) ослабляют также колебания напряжения, связанные с пульсациями выпрямленного тока. Это позволяет включать в схему выпрямителя менее громоздкие фильтры.

Работу стабилизаторов можно численно оценивать величинами коэффициентов стабилизации. Так как напряжение на выходе устройства — функция величины напряжения на его входе и величины сопротивления нагрузки $U_2 = f(U_1, R_n)$, то изменение выходного напряжения может быть найдено как полный дифференциал написанного выражения:

$$dU_2 = \left(\frac{\partial U_2}{\partial U_1} \right) dU_1 + \left(\frac{\partial U_2}{\partial R_n} \right) dR_n.$$

Это выражение можно переписать в виде:

$$\frac{dU_2}{U_{2_0}} = \left[\frac{\partial U_2}{\partial U_1} \frac{U_{1_0}}{U_{2_0}} \right] \frac{dU_1}{U_{1_0}} + \left[\frac{\partial U_2}{\partial R_n} \frac{R_{n0}}{U_{2_0}} \right] \frac{dR_n}{R_{n0}}.$$

Величина

$$x'_n = \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \frac{U_{2_0}}{U_{1_0}} \quad (6.22)$$

связывает относительное изменение напряжения на выходе возле $U_2 = U_{2_0}$ с относительным изменением напряжения на входе возле $U_1 = U_{1_0}$ при постоянном сопротивлении нагрузки.

Точно так же величина

$$x''_n = \frac{\partial R_n}{\partial U_2} \frac{U_{2_0}}{R_{n0}} \quad (6.23)$$

связывает относительное изменение напряжения на клеммах нагрузки вблизи от величины $U_2 = U_{2_0}$ с относительным изменением сопротивления последней возле $R_n = R_{n0}$, при неизменном напряжении питания. Эти величины будем называть коэффициентами стабилизации напряжения. Для идеальных стабилизирующих устройств коэффициенты стабилизации, очевидно, равны бесконечности. Прежде чем рассматривать

относительно сложные схемы стабилизаторов постоянного напряжения, построенные на электронных лампах, остановимся на простых стабилизаторах, содержащих в своем составе нелинейный элемент, позволяющий снизить колебания выходного напряжения по сравнению с колебаниями входного напряжения. Такой элемент должен обладать вольтамперной характеристикой, в пределах некоторого участка которой падение напряжения на нем приблизительно не зависит от протекающего через него тока (участок mn на графике, изображенном на рис. 6.24). Элемент с такой вольтамперной характеристикой присоединяется к источнику стабилизируемого напряжения последовательно с дополнительным активным сопротивлением (рис. 6.25). Полезная нагрузка присоединяется параллельно стабилизирующему элементу. Пока рабочая точка находится в пределах крутого участка вольтамперной характеристики, напряжение на нагрузке остается приблизительно постоянным (точнее — меняется в пределах $2\Delta U_0$; рис. 6.24) независимо от того, по какой причине изменяется сила тока, отбираемого от источника постоянного напряжения.

Если изменяется величина напряжения U_1 , то меняется величина тока, текущего через сопротивление R и стабилизирующий элемент, но напряжение на нагрузке остается неизменным. Если варьируется величина сопротивления R_n , то величина тока, текущего через сопротивление R , остается постоянной, но меняется распределение токов между стабилизирующим элементом и нагрузкой, а величина напряжения U_2 попрежнему остается неизменной. В качестве стабилизирующих элементов, имеющих участок вольтамперной характеристики с большой крутизной, используются газоразрядные приборы с тлеющим разрядом. В частности, для этой цели может быть применена неоновая лампочка. Крутой участок вольтамперной характеристики обычной неоновой лампочки ограничен довольно узкими пределами изменения тока, абсолютные значения которого малы. Поэтому неоновые лампочки могут быть использованы только в слабых цепях и при условии, что напряжение питания и сопротивление нагрузки изменяются в малых пределах. В противном случае рабочая точка может выйти за пределы крутого участка характеристики лампочки.

Широкое распространение получили стабилизаторы напряжения, называемые стабилвольтами, представляющие собой неоновые

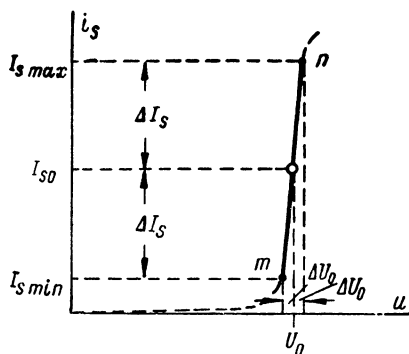


Рис. 6.24. Вольтамперная характеристика нелинейного элемента, позволяющего стабилизировать величину постоянного напряжения.

разрядники с большой площадью электродов. Увеличение площади электродов приводит к расширению рабочей области характеристики стабилизатора. Эта область соответствует нормальному тлеющему разряду (см. § 4 гл. I). Чем больше поверхность катода, тем при больших значениях тока нормальный разряд переходит в аномальный и тем, следовательно, шире рабочая область характеристики прибора.

Стабилонивольты выпускаются на разные значения стабилизированного напряжения и на разные предельные токи, ограничивающие рабочий участок их вольтамперной характеристики. В табл. 6.2 приведены данные некоторых распространенных типов стабилонивольтов. В последней графе этой таблицы указано напряжение зажигания разряда в лампе, которое несколько превышает нормальное рабочее падение напряжения на ней после установления разряда (см. § 4 гл. I). При построении схемы стабилизатора ее параметры должны быть выбраны таким образом, чтобы в момент включения напряжение, приложенное к стабилонивольту, было бы достаточно высоко для вспышки в нем разряда.

Т а б л и ц а 6.2

Тип стабилонивольта	Напряжение горения U_0 (в)	Пределы изменения тока (ма)	Пределы изменения напряжения (в)	Сопротивление R_i (в рабочей области) (ом)	Напряжение зажигания (в)
СГ2С (75С5-30, VR-75)	75	5 — 30	2 — 3	80 — 120	105
СГ3С (105С5-30, VR-105)	105	5 — 30	2 — 3	80 — 120	130
СГ4С (150С5-30, VR-150)	150	5 — 30	4 — 5	160 — 200	180
СГ226 (STV-280, СД10-40)	280 (70×4)	10 — 40	4 — 6 (×4)	130 — 200 (×4)	400

Если необходимо увеличить значение стабилизированного напряжения, то несколько стабилонивольтов, рассчитанных на одинаковый рабочий ток, могут быть включены последовательно. В этом случае под величиной R_i следует понимать сумму внутренних сопротивлений всех ламп, соединенных последовательно. Иногда несколько разрядных промежутков помещают в одном баллоне, и электроды каждого из них выводят наружу. Так, например, стабилонивольт типа СГ-226 содержит пять концентрических цилиндров, образующих четыре разрядных промежутка. Каждый цилиндр, за исключением двух крайних,

служит одновременно анодом для одного разрядного промежутка и катодом для другого, причем для каждого из них рабочее напряжение равно 70 в. Напряжение U_2 может сниматься между любыми двумя выводами прибора и благодаря этому его величину можно изменять в пределах от 70 до 280 в (через 70 в).

Напряжение питания схемы, содержащей стабилитрон, должно превосходить напряжение на нагрузке на величину падения напряжения на сопротивлении R , т. е. в исходном режиме должно выполняться соотношение:

$$U_1^{(0)} = U_0 + \left(I_{S_0} + \frac{U_0}{R_{\text{н}}} \right) R, \quad (6.24)$$

где $U_1^{(0)}$ и U_0 — исходные напряжения на входе и на выходе схемы, I_{S_0} — начальный ток, текущий через стабилитрон, а R и $R_{\text{н}}$ — балластное и нагрузочное сопротивления (рис. 6.24).

Далее, от выбора величины балластного сопротивления R существенно зависят пределы, в которых может изменяться напряжение питания U_1 без выхода рабочей точки за пределы крутого участка вольтамперной характеристики стабилитрона. Действительно, замечая, что величина тока, протекающего через стабилитрон, связана с падением на нем напряжения соотношением $I_S = I_{S_0} + \frac{U_2 - U_0}{R_i}$ (см. рис. 6.24; полагаем, что в пределах участка mn характеристику с достаточной степенью точности можно считать линейной), и составляя уравнения для токов, протекающих в участках цепи рис. 6.25, получим:

$$U_2 \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R} \right) = \frac{U_1}{R} + \frac{U_0}{R_i} - I_{S_0}. \quad (6.25)$$

Заменяя в этом выражении I_{S_0} величиной, найденной из (6.24), напишем $(U_2 - U_0) \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_i} \right) = \frac{U_1 - U_1^{(0)}}{R}$. Отклонение величины выходного напряжения от его начального значения, т. е. величина $\Delta U_2 = U_2 - U_0$, не должно превосходить значения $\Delta I_S R_i$. Поэтому допустимые колебания входного напряжения ограничиваются величиной

$$\Delta U_1 = \frac{\Delta I_S}{R_{\text{н}}} (R_i R + R_{\text{н}} R + R_i R_{\text{н}}). \quad (6.26)$$

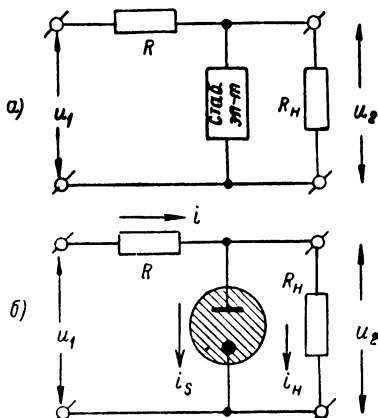


Рис. 6.25. Схема включения нелинейного элемента, стабилизирующего напряжение (а), и применение для этой цели стабилитрона (б).

Поскольку обычно R_i значительно меньше R и R_n , то

$$\Delta U_1 \approx \Delta I_S R. \quad (6.27)$$

Из написанных соотношений видно, что чем больше величина балластного сопротивления R , тем в больших пределах может изменяться напряжение питания без нарушения нормальной работы стабилитров. При расчете стабилизатора большей частью задаются относительной, а не абсолютной величиной колебаний напряжения питания.

Из выражений (6.24) и (6.27) легко получаем:

$$R = \frac{\Delta U_1}{U_1^{(0)}} \frac{U_0}{\Delta I_S - \left(I_{S_0} + \frac{U_0}{R_n} \right) \frac{\Delta U_1}{U_1^{(0)}}}. \quad (6.28)$$

Наконец, коэффициент стабилизации κ'_n рассматриваемой схемы найдем, воспользовавшись (6.25):

$$\kappa'_n = \left(1 + \frac{R}{R_n} + \frac{R}{R_i} \right) \frac{U_0}{U_1^{(0)}}, \quad (6.29)$$

или, при обычно имеющих место соотношениях между R_i , R и R_n :

$$\kappa'_n \approx \frac{U_0}{U_1^{(0)}} \frac{R}{R_i}. \quad (6.30)$$

Положим, например, что необходимо стабилизировать напряжение 300 в на нагрузке $R_n = 20$ ком, причем колебания напряжения источника питания $\frac{\Delta U_1}{U_1^{(0)}} = \pm 10\%$. Для стабилизации выберем последовательное включение двух стабилитров типа СГ4С ($I_{S_0} = 18$ ма и $\Delta I_S = 12$ ма). Воспользовавшись выражением (6.28), найдем, что в схему должно быть включено балластное сопротивление $R = 3,5$ ком. При этом значении сопротивления R напряжение источника питания схемы [выражение (6.24)] $U_1^{(0)} = 415$ в. Коэффициент стабилизации $\kappa'_n = 13$. Следовательно, при изменении напряжения питания на величину $\Delta U_1 = 41,5$ в, напряжение на нагрузке будет изменяться на 2,3 в.

Подобно тому, как были найдены допустимые пределы изменения напряжения питания схемы, можно найти и допустимые изменения сопротивления нагрузки, в пределах которых выходное напряжение изменится не более, чем на $\pm \Delta U_0$, и стабилитры не выйдут из режима нормальной работы. Нетрудно убедиться, что максимально допустимое сопротивление нагрузки:

$$R_{n \max} = \frac{U_0 + \Delta U_0}{\frac{U_0}{R_n} - \Delta I_S}, \quad (6.31)$$

а минимально допустимое:

$$R_{H \min} = \frac{U_0 - \Delta U_0}{\frac{U_0}{R_H} + \Delta I_S}. \quad (6.32)$$

Следовательно, в приведенном выше примере сопротивление R_H может изменяться от 100 до 11 ком. При этом ток, текущий через стабилитрон, будет изменяться от 30 до 5 ма, а напряжение на нагрузке оставаться неизменным с точностью до величины $2\Delta U_0$.

Для увеличения коэффициента стабилизации иногда пользуются последовательным включением нескольких звеньев, содержащих стабилитроны. Пример построенной таким образом схемы приведен на рис. 6.26.

На этом рисунке указаны значения сопротивлений, которые должны быть включены в схему для того, чтобы стабилитроны работали в нормальном режиме. Величина балластного сопротивления R_2 определяется током, протекающим в нагрузке, нормальным током последнего стабилитрона и, наконец, напряжениями на нагрузке и на выходе первого стабилизирующего звена. Величина сопротивления R_1 определяется током, протекающим

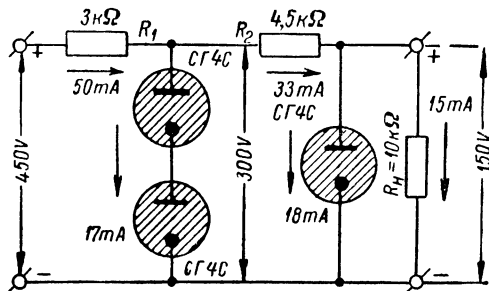


Рис. 6.26. Двухзвенная схема стабилизации напряжения с помощью стабилитронов.

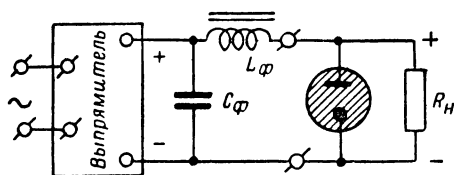


Рис. 6.27. Схема включения стабилитрона на выход выпрямителя с фильтром.

через него, напряжением пикирования его величины (см. выше). По мере увеличения числа звеньев возрастает коэффициент стабилизации схемы, но одновременно увеличивается и напряжение, необходимое для пикирования стабилизатора.

Пределы допустимых колеба-

ний входного напряжения в основном определяются выбором величины первого балластного сопротивления.

Часто балластное сопротивление R не вводят в схему, а его роль играет сопротивление дросселя в фильтре выпрямителя. Тогда стабилитрон присоединяют к выходу фильтра параллельно нагрузке (рис. 6.27). Как уже отмечалось выше, применение стабилизации постоянного напряжения позволяет выбрать меньшие емкости и индуктивности фильтра, так как пульсации выпрямленного напряжения сглаживаются в цепях стабилизатора.

Необходимо подчеркнуть, что наблюдается довольно большой разброс рабочих напряжений стабилвольтов. Так, например, рабочее напряжение у разных экземпляров стабилвольтов СГ2С может колебаться от 70 до 80 в, стабилвольтов СГ3С — от 100 до 112 в, СГ4С — от 145 до 160 в и т. д. Кроме того, как показали многочисленные исследования [241, 242, 243], падение напряжения на стабилвольте после его включения изменяется и устанавливается лишь через время порядка получаса. Часть этих изменений носит необратимый характер, и поэтому после длительной работы рабочее напряжение стабилвольта оказывается отличным от начального. Но и в установившемся режиме наблюдаются медленные изменения напряжения, достигающие нескольких десятых процента рабочего напряжения. Помимо этих медленных изменений, имеются также более или менее нерегулярные быстрые скачки напряжения, величина которых также составляет несколько десятых процента величины U_0 . Эти особенности работы стабилвольтов необходимо учитывать при использовании их в схемах.

2. Простые стабилизаторы тока с нелинейными элементами. В отличие от стабилизаторов напряжения, стабилизаторы тока предназначены для поддержания постоянной величины тока (а не напряжения) в нагрузке при изменении как ее величины, так и напряжения питания схемы. Работа стабилизатора тока может быть оценена величинами коэффициентов стабилизации. Принимая во внимание, что ток в нагрузке $I_n = f(U_1, R_n)$, найдем, что его относительное изменение может быть записано в виде:

$$\frac{dI_n}{I_{n0}} = \left[\frac{\partial I_n}{\partial U_1} \frac{U_{10}}{I_{n0}} \right] \frac{dU_1}{U_{10}} + \left[\frac{\partial I_n}{\partial R_n} \frac{R_{n0}}{I_{n0}} \right] \frac{dR_n}{R_{n0}}.$$

Величина

$$\chi'_T = \frac{\partial U_1}{\partial I_n} \cdot \frac{I_{n0}}{U_{10}} \quad (6.33)$$

связывает относительное изменение тока в нагрузке вблизи от значения $I_n = I_{n0}$ с относительным изменением напряжения на входе возле $U_1 = U_{10}$ при постоянном сопротивлении нагрузки, а величина

$$\chi''_T = \frac{\partial R_n}{\partial I_n} \cdot \frac{I_{n0}}{R_{n0}} \quad (6.34)$$

связывает относительное изменение тока в нагрузке возле $I_n = I_{n0}$ с относительным изменением сопротивления последней вблизи от значения $R_n = R_{n0}$ при неизменном напряжении на входе устройства. Величины χ'_T и χ''_T будем называть коэффициентами стабилизации тока.

Нетрудно убедиться, что коэффициент стабилизации напряжения χ'_n численно совпадает с коэффициентом стабилизации тока χ'_T .

Для идеальных стабилизирующих устройств коэффициенты стабилизации, очевидно, равны бесконечности.

Построить простой стабилизатор тока позволяет элемент, в пределах некоторого участка вольтамперной характеристики которого ток, текущий через него, мало зависит от приложенного к нему напряжения (рис. 6.28). Иначе говоря, элементом, стабилизирующим ток в цепи, может служить элемент с большим внутренним (дифференциальным) сопротивлением $R_i = \frac{\Delta u_s}{\Delta i}$, такой элемент включается последовательно с полезной нагрузкой (рис. 6.29а).

Начальный режим работы схемы выбирается таким образом, что рабочая точка на вольтамперной характеристике стабилизирующего элемента располагается в пределах ее пологого участка (например в середине его). Очевидно, что для этого при заданном сопротивлении нагрузки достаточно выбрать такую величину напряжения питания, чтобы удовлетворить условию

$U_1^{(0)} = U_{S0} + U_H$, где U_{S0} — падение напряжения на стабилизирующем элементе, соответствующее начальному режиму работы, а U_H — напряжение на клеммах полезной нагрузки. Изменение напряжения питания сопровождается малым изменением тока в цепи, пока рабочая точка находится в пределах пологого участка вольтамперной характеристики стабилизирующего элемента, т. е. пока его динамическое сопротивление велико. Очевидно, что если стабилизирующий элемент идеальный, т. е. $R_i = \infty$, то $x'_T = x''_T = \infty$. Практически же вследствие конечного значения сопротивления R_i коэффициенты x'_T и x''_T также имеют конечные значения.

Находя зависимость $U_2 = f(U_1)$, нетрудно показать, что

$$x'_T = \frac{R_i + R_H}{R_p + R_H}, \quad (6.35)$$

где $R_p = \frac{U_{S0}}{I_{S0}}$ — сопротивление стабилизирующего элемента для постоянного тока, протекающего в цепи в исходном режиме.

Простым элементом, стабилизирующим величину постоянного тока, может служить кенотрон (рис. 6.29), работающий в режиме тока насыщения. Величину тока I_{S0} , соответствующую току насыщения лампы, можно регулировать путем изменения тока накала. Для того чтобы получить четко выраженную область тока насыщения и иметь возможность работать при пониженном питании катода без его

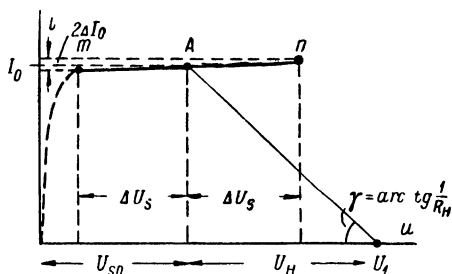


Рис. 6.28. Вольтамперная характеристика нелинейного элемента, позволяющего стабилизировать величину постоянного тока.

порчи, необходима лампа с вольфрамовой или торированной нитью. Однако даже у таких ламп наблюдается заметное непостоянство тока насыщения при изменении величины напряжения U_a . Поэтому стабилизация получается несовершенной.

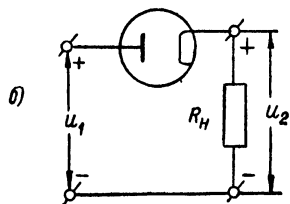
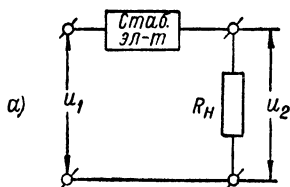


Рис. 6.29. Схема включения нелинейного элемента, стабилизирующего ток (а), и применение для этой цели диода (б).

Вместо кенотрона в качестве простого стабилизатора тока может быть использован пентод (рис. 6.30), причем рабочей областью его характеристик в этом случае являются их пологие участки. В такой схеме величина напряжения на клеммах нагрузки легко регулируется изменением смещения на управляющей сетке пентода, и лампа работает при нормальной температуре катода.

Для того чтобы проиллюстрировать, каким образом выбирается режим работы пентода при использовании его в качестве стабилизатора тока, положим, что в нагрузке, имеющей сопротивление $R_H = 200 \text{ ком}$, нужно поддерживать постоянную величину тока 5 ма . Если в схеме применить пентод 6Ж7, то, как легко убедиться из рассмотрения его характеристик, для того чтобы рабочая точка располагалась в пределах участков, соответствующих $i_a \approx \text{const}$, анодное напряжение лампы должно быть не меньше, чем $100-120 \text{ в}$.

Слишком большим это напряжение выбирать не следует, так как при этом придется сильно увеличивать значение напряжения U_1 по сравнению с величиной U_H . Кроме того, возможность увеличения напряжения U_{a0} ограничивается допустимой величиной мощности, рассеиваемой на аноде лампы. С другой стороны, напряжение U_{a0} нельзя брать малым, так как при уменьшении напряжения питания по сравнению с номинальной величиной, рабочая точка может выйти за пределы пологих участков характеристик лампы, и ток в нагрузке упадет. Положим, что, исходя из этих соображений, величина U_{a0} выбрана равной 200 в .

Для того чтобы при этом значении U_a анодный ток лампы был бы равен 5 ма , смещение на управляющей сетке должно быть приблизительно -1 в . Наконец, для получения на клеммах нагрузки

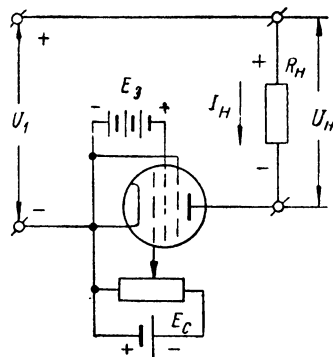


Рис. 6.30. Схема включения пентода для стабилизации постоянного тока.

напряжения 1000 в необходим источник постоянного напряжения $U_1 = 1200$ в.

Составляя уравнение для тока, протекающего в схеме, и напряжений на ее элементах, можно показать, что коэффициент стабилизации тока χ'_T выражается соотношением:

$$\chi'_T = \frac{R_i + R_n}{R_p + R_n},$$

где R_p — величина сопротивления интервала анод — катод лампы для постоянного тока.

При $U_a = 200$ в и $U_c = -1$ в, внутреннее сопротивление пентода 6Ж7 $R_i = 2 \cdot 10^6$ ом, а сопротивление анод — катод лампы для постоянного тока $R_p = 4 \cdot 10^4$ ом. Поэтому коэффициент χ'_T имеет значение около 9. Следовательно, относительные колебания тока, протекающего через нагрузку, приблизительно в десять раз меньше, чем относительные колебания напряжения, питающего схему (если, разумеется, рабочая точка не выходит за пределы приблизительно линейных участков характеристик пентода).

Рассматривая характеристики пентодов, можно убедиться, что стабилизация тока с их помощью тем менее совершенна и в тем меньшей области изменений величины напряжения U_1 может быть осуществлена, чем больше значение стабилизируемого тока. Кроме того, падение напряжения на лампе должно быть порядка 100—200 в (с тем, чтобы рабочая точка располагалась в области линейных участков характеристик) и поэтому пентоды не могут быть использованы в качестве стабилизаторов в низковольтных цепях.

Для стабилизации величины постоянного и переменного тока порядка нескольких десятых долей, единиц или десятков ампер при небольшом падении напряжения на стабилизаторе разработаны специальные приборы, носящие название бареттеров. Обычно бареттеры выполняются в виде отрезка железного проводника, помещенного в атмосферу водорода. Тепловой режим провода подбирается таким образом, что его сопротивление растет с увеличением разности потенциалов, приложенной к его зажимам в некоторой области изменения последней. Очевидно, что при этом ток, текущий через

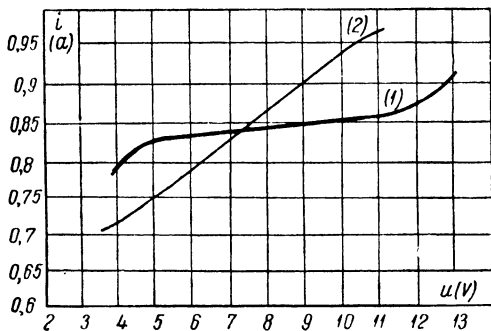


Рис. 6.31. Вольтамперные характеристики бареттера при медленном (1) и быстром (2) изменении величины напряжения на его клеммах.

бареттер, изменяется сравнительно мало и, следовательно, его характеристика подобна изображенной на рис. 6.28. В качестве примера на рис. 6.31 приведена характеристика одного из бареттеров (кривая I). Область $I \approx \text{const}$ носит название области „бареттирования“. Так как бареттер — тепловой прибор, то он пригоден для стабилизации тока лишь при медленном изменении напряжения питания. График 2 на рис. 6.31 представляет собой характеристику бареттера при быстром изменении напряжения на его клеммах. Легко видеть, что при

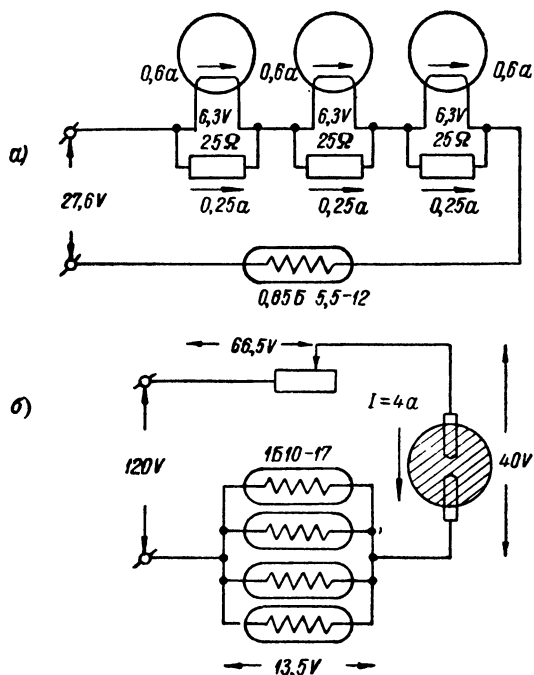


Рис. 6.32. Схема включения бареттеров для питания нагрузки, потребляющей малый (а) и большой (б) ток.

этом области бареттирования нет. Поэтому бареттеры можно использовать в том случае, если изменение напряжения происходит достаточно медленно или если прибор, в котором должен поддерживаться постоянный ток, сам обладает большой инерцией. В табл. 6.3 приведены данные некоторых бареттеров. Первая цифра в обозначении бареттера указывает номинальный ток, на который он рассчитан (в амперах), а последние две цифры — пределы бареттирования (в вольтах). Бареттер может поддерживать только номинальный ток, на который он рассчитан. Если в нагрузке нужно поддерживать ток, не совпадающий с рабочим током ни одного из имеющихся бареттеров, можно

использовать бареттер с большим рабочим током, соответственно зашунтировав полезную нагрузку сопротивлением. Это иллюстрирует рис. 6.32а, на котором изображена схема стабилизации с помощью бареттера тока накала усилительных ламп. Если необходимо стабилизировать относительно сильный ток, несколько бареттеров можно включить параллельно. На рис. 6.32б приведена схема, в которой для стабилизации тока, питающего газоразрядную лампу (например сверхвысокого давления), используются четыре включенных параллельно бареттера типа 1Б10-17.

Таблица 6.3

Тип бареттера	Номинальный ток бареттера I_n (а)	Пределы бареттирования (по току)		Пределы бареттирования (по напряжению)		Динамическое сопротивление $R_i = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}}$ (ом)
		I_{\min} (а)	I_{\max} (а)	U_{\min} (в)	U_{\max} (в)	
0,24Б12-18 . . .	$0,24 \pm 0,02$	0,23	0,25	12	18	300
0,3Б65-135 . . .	$0,3 \pm 0,02$	0,27	0,32	65	135	1400
0,42Б5,5-12 . . .	$0,42 \pm 0,02$	0,41	0,43	5,5	12	330
0,85Б5,5-12 . . .	$0,85 \pm 0,03$	0,83	0,87	5,5	12	160
0,3Б17-35	$0,3 \pm 0,02$	0,27	0,32	17	35	360
1Б5-9	$1 \pm 0,04$	0,96	1,04	5	9	50
1Б10-17	$1 \pm 0,04$	0,96	1,04	10	17	90

После включения схемы должно пройти известное время (порядка 5—10 мин.) для того, чтобы установился стационарный режим работы бареттера. Номинальный ток бареттирования зависит от температуры окружающей среды. Потому, если нужно строго поддерживать величину силы тока в цепи, необходимо позаботиться о том, чтобы температура бареттера оставалась неизменной. Следует подчеркнуть, что при неизменной величине сопротивления нагрузки стабилизация протекающего через нее тока одновременно означает стабилизацию падения на ней напряжения. Поэтому стабилизаторы тока могут быть использованы в качестве стабилизаторов напряжения, если нагрузка имеет постоянное сопротивление.

§ 3. Электронные стабилизаторы постоянного напряжения и тока

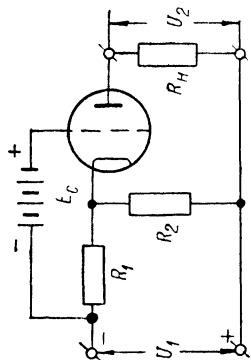
1. Электронные стабилизаторы напряжения с управлением со стороны входа. Под электронными стабилизаторами здесь подразумеваются схемы, построенные на электронных лампах и предназначенные для стабилизации величины постоянного напряжения или

тока. Электронные стабилизаторы получили широкое распространение благодаря тому, что с их помощью можно поддерживать постоянной величину напряжения или тока с высокой степенью стабильности. Кроме того, выходное сопротивление некоторых типов электронных стабилизаторов, играющее роль сопротивления источника питания, может быть доведено до нескольких ом для всех частот, включая и постоянный ток. Это позволяет уменьшить опасность самовозбуждения многокаскадных схем вследствие обратной связи через источник питания.

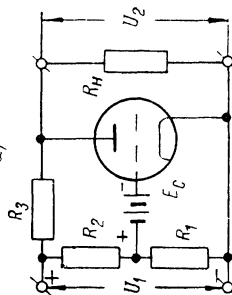
При постройке простых схем стабилизации с нелинейными элементами, элемент, стабилизирующий ток, включают последовательно с полезной нагрузкой, а элемент, стабилизирующий напряжение, — параллельно с ней. Совершенно так же и лампа, играющая роль стабилизирующего элемента в электронных стабилизаторах, может быть включена либо последовательно в цепь питания нагрузки, либо параллельно последней. В первом случае лампа играет роль переменного гасящего сопротивления, которое автоматически регулируется таким образом, что режим питания полезной нагрузки поддерживается неизменным. Во втором случае лампа играет роль автоматически регулируемого шунта, также позволяющего стабилизировать режим питания нагрузки. Свойства как параллельных, так и последовательных схем стабилизации существенно зависят от метода управления работой регулируемой электронной лампы. Управляющее напряжение, подаваемое на ее сетку, может быть пропорционально либо изменению напряжения питания, либо изменению напряжения на клеммах полезной нагрузки, либо, наконец, изменению величины тока, питающего нагрузку. Эти три типа схем иллюстрируют рис. 6.33, 6.34 и 6.35. Помимо них, могут быть комбинированные схемы — с управлением со стороны как входа, так и выхода. Некоторые из таких схем будут приведены ниже.

Рассматривая схему, изображенную на рис. 6.33а, легко убедиться, что всякое изменение величины напряжения ее питания приводит к изменению как анодного, так и сеточного напряжения лампы, причем направления этих изменений противоположны. Поэтому при увеличении напряжения питания анодное напряжение лампы возрастает, но напряжение на сетке уменьшается. Последнее приводит к тому, что падение напряжения на лампе возрастает. Совершенно так же, при уменьшении напряжения на входе уменьшается и падение напряжения на лампе. Соответствующим выбором параметров схемы ее можно поставить в такой режим, при котором изменение падения напряжения на лампе будет равно изменению напряжения питания. При этом, очевидно, выходное напряжение (напряжение на клеммах полезной нагрузки) будет оставаться неизменным.

Условие, которому должны удовлетворять параметры схемы для наилучшей работы стабилизатора, найдем следующим образом.

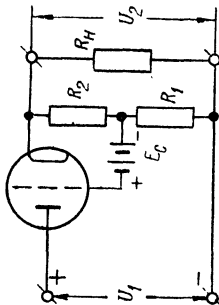


а)

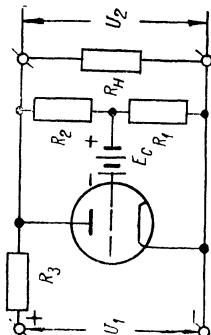


б)

Рис. 6.33. Схемы стабизаторов последовательного (а) и параллельного (б) типа с управлением со стороны входа.

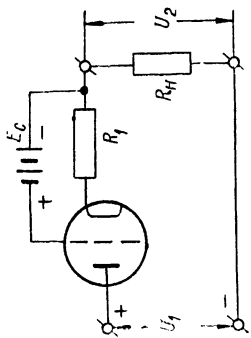


а)

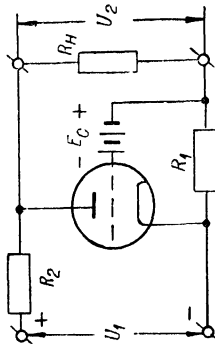


б)

Рис. 6.34. Схемы стабизаторов последовательного (а) и параллельного (б) типа с управлением со стороны выхода.



а)



б)

Рис. 6.35. Схемы стабизаторов последовательного (а) и параллельного (б) типов.

Изменение величины напряжения на выходе u_2 при изменении напряжения питания на величину u_1 может быть записано так:

$$u_2 = u_1 - u_a - u_{R_1}.$$

Величина изменения анодного тока лампы

$$i_a = \frac{\mu u_c + u_a}{R_i} = \frac{u_2}{R_H}.$$

Отсюда, замечая, что $u_c = -u_{R_1}$, получим:

$$u_a = \frac{u_2 R_i}{R_H} + \mu u_{R_1}.$$

Далее,

$$u_{R_1} = R_1 \left(i_a + \frac{u_a + u_2}{R_2} \right).$$

Определяя из двух последних соотношений u_{R_1} и u_a и подставляя их в выражение для u_2 , найдем:

$$u_2 = \frac{\frac{R_2}{R_1} - \mu}{\left(1 + \frac{R_i}{R_H}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{R_2}{R_1} (\mu + 1)} u_1. \quad (6.36)$$

Следовательно, коэффициент стабилизации схемы:

$$x'_H = \left[\frac{\left(1 + \frac{R_i}{R_H}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + \frac{R_2}{R_1} (\mu + 1)}{\frac{R_2}{R_1} - \mu} \right] \frac{U_2}{U_1}. \quad (6.37)$$

Величина x'_H обращается в бесконечность при условии, что

$$\frac{R_2}{R_1} = \mu. \quad (6.38)$$

Этот результат можно было предвидеть. Действительно, если напряжение на нагрузке неизменно и, следовательно, $u_2 = 0$, то изменение величины анодного напряжения лампы в рассматриваемой схеме равно изменению напряжения на сопротивлении R_2 , и изменение потенциала сетки совпадает с величиной изменения падения напряжения на сопротивлении R_1 . Очевидно, что величина u_c должна быть в μ раз меньше величины u_a для того, чтобы анодный ток лампы сохранил свою величину, а следовательно, величина напряжения на нагрузке осталась бы неизменной. Отсюда непосредственно следует, что значения сопротивлений R_1 и R_2 должны быть связаны соотношением (6.38).

В области $\frac{R_2}{R_1} > \mu$ коэффициент стабилизации $x'_H > 0$, а при $\frac{R_2}{R_1} < \mu$ коэффициент $x'_H < 0$, и в схеме наблюдается „перестабильзация“ — изменение входного напряжения вызывает изменение выходного напряжения обратного знака.

Выражение (6.37) найдено в предположении, что статический коэффициент усиления ламп в рассматриваемых пределах изменения величин анодного и сеточного напряжений остается постоянным. В противном случае коэффициент стабилизации χ_n имеет значение, отличное от бесконечности, даже если условие (6.38) удовлетворено для начального режима работы схемы.

В схемах электронных стабилизаторов последовательного типа, с управлением со стороны входа, выгодно применять триоды (с большим значением μ), так как у них статический коэффициент усиления сохраняется приблизительно постоянным в более широкой области изменения потенциалов электродов, чем у пентодов или тетродов.

Положим, например, что нужно получить стабилизированное напряжение $U_{a0} = 2500$ в, причем сопротивление нагрузки $R_n = 1,25$ мгом, т. е. ток, текущий в нагрузке, равен 2 ма. Для схемы стабилизатора выбран триод 6Ф5 ($\mu = 100$). На основании (6.38) имеем $R_2 = 100R_1$.

Цепь, состоящая из сопротивлений R_1 и R_2 , нагружает источник питания и поэтому желательно, чтобы текущий через нее ток был бы возможно меньшим.

Если считать, что величина этого тока не должна превышать 1 ма, то значения сопротивлений R_1 и R_2 будут: $R_1 = 25$ ком и $R_2 = 2,5$ мгом.

Далее, необходимо выбрать режим работы лампы в схеме. Напряжение на аноде лампы возьмем равным 200 в при номинальном напряжении источника питания схемы U_{i0} (его значение определим ниже).

Из семейства статических характеристик лампы находим, что анодный ток равен 2 ма при напряжении $U_{a0} = 200$ в, если сеточное смещение U_c равно -1 в. Величина падения напряжения на сопротивлении R_1 :

$$u_{R1} = R_1 \left(I_{a0} + \frac{U_{a0} + U_{a0}}{R_2} \right) = 77 \text{ в.}$$

Так как $U_{c0} = E_c - U_{R1}$, то для получения смещения на сетке $U_{c0} = -1$ в необходимо, чтобы батарея (рис. 6.33а) имела бы напряжение $E_c = 76$ в. (На самом деле, конечно, схема должна быть построена так, чтобы величину U_{c0} можно было бы легко менять в небольших пределах).

Наконец, напряжение источника питания схемы

$$U_{i0} = U_{a0} + U_{a0} + U_{R1} \approx 2770 \text{ в.}$$

Это, очевидно, и есть та номинальная величина напряжения U_1 , при которой режим установки соответствует рассчитанному и отклонение от которой стабилизируется схемой.

Величина коэффициента стабилизации действительной схемы отлична от бесконечности и зависит от пределов изменения входного

сопротивление 100 *ком*, благодаря чему конденсатор быстро разряжается. При включенном выпрямителе и запертой регулирующей лампе на ней падает все выпрямленное напряжение. Для того чтобы избежать опасности пробоя лампы при этом, последняя шунтируется сопротивлением 2 *ком*, которое включается одновременно с отсоединением батареи от потенциометра R_n .

Батарея в схеме находится под высоким потенциалом относительно земли. Это должно быть учтено при конструировании стабилизатора. Для питания накала лампы 6Ф5 необходим трансформатор, вторичная обмотка которого выдерживает без пробоя на сердечник напряжение порядка 5 *кв*.

Описанный стабилизируемый выпрямитель оказался весьма удобным в лабораторной практике для питания не только фотоэлектронных умножителей, но также и электроннооптических систем и других устройств, потребляющих ток, не превышающий нескольких миллиампер. Стабилизатор допускает изменение сопротивления нагрузки в довольно широких пределах без изменения параметров схемы. При этом разумеется, переходя от одного значения R_n к другому, для сохранения неизменным напряжения на нагрузке необходимо изменять положение движка потенциометра R_n .

В схеме стабилизатора параллельного типа с управлением со стороны входа (рис. 6.33б) последовательно с регулирующей лампой включено сопротивление R_3 , а нагрузка приключена параллельно лампе. Поэтому по своей структуре схема напоминает схему стабилизатора, построенную с использованием стабилвольта (рис. 6.25а). Через сопротивление R_3 протекает ток, питающий нагрузку, и анодный ток регулирующей лампы.

Путем соответствующего выбора параметров схемы можно добиться того, чтобы абсолютное значение изменения падения напряжения на сопротивлении R_3 равнялось бы величине изменения напряжения u_1 . Тогда, очевидно, приращение напряжения на сопротивлении R_n при изменении величины напряжения U_1 будет равно нулю. Для того чтобы найти условия, соответствующие этому режиму схемы, можно отыскать общее выражение, связывающее величины изменений напряжений u_2 и u_1 , и приравнять нулю величину $\frac{u_2}{u_1}$ (т. е. производную $\frac{dU_2}{dU_1}$).

Мы ограничимся более простым способом определения условия, которому должны удовлетворять параметры схемы.

Для постоянства величины напряжения U_2 необходимо выполнение условия $u_1 = i_a R_3$, где u_1 — изменение входного напряжения, а i_a — соответствующее изменение анодного тока лампы.

Так как при $U_2 = U_{20} = \text{const}$ анодное напряжение лампы остается постоянным ($U_a = U_{20}$), то

$$i_a = Su_c = Su_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Следовательно,

$$u_1 = Su_1 \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2}$$

Это равенство выполняется при условии, если

$$S \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2} = 1. \quad (6.39)$$

Соотношение (6.39) позволяет выбрать параметры схемы стабилизатора. Если оно удовлетворено, то $x'_n = \infty$. При $\frac{SR_1 R_3}{R_1 + R_2} > 1$ изменение падения на сопротивлении R_3 по абсолютной величине превосходит изменение входного напряжения, и в схеме наблюдается перестабильзация — выходное напряжение возрастает при уменьшении входного, и наоборот. Крутизна лампы не остается постоянной при изменении потенциала ее сетки. Поэтому соотношение (6.39) может быть выполнено только для определенного значения напряжения u_1 , а величина коэффициента стабилизации на самом деле оказывается конечной при конечном изменении напряжения на входе схемы. Как известно, изменение крутизны характеристики лампы тем меньше, чем меньше изменение потенциала ее сетки u_c . Последнее же связано с изменением напряжения на входе u_1 соотношением:

$$u_c = u_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Поэтому для того, чтобы коэффициент стабилизации был бы большим, параметры схемы следует выбирать так, чтобы отношение $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ было бы малым. Но чем меньше величина этого отношения, тем большим придется выбирать сопротивление R_3 для того, чтобы удовлетворить условие (6.39) для исходного режима. Следовательно, тем большими окажутся потери напряжения на этом сопротивлении и тем большей величины понадобится напряжение U_1 для получения на выходе стабилизатора заданного значения напряжения U_2 . Так как необходимая величина произведения $R_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ обратно пропорциональна крутизне лампы, то при выбранном значении отношения $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ величина сопротивления R_3 и падение напряжения на нем тем меньше, чем больше крутизна лампы. Поэтому для постройки стабилизатора параллельного типа желательно выбирать лампу с большой крутизной. Как известно, имеются пентоды и тетроды, обладающие крутизной, значительно большей, чем триоды. Тем не менее иногда предпочитают последние вследствие усложнения схемы при постройке ее на многосеточной лампе.

Для иллюстрации сказанного положим, что к нагрузке $R_n = 4 \text{ ком}$ должно подводиться стабилизированное напряжение $U_{s0} = 200 \text{ в}$.

Для постройки стабилизатора параллельного типа используется пентод 6Ф6 в триодном режиме (крутизна прямолинейной части анодной характеристики приблизительно $2,5 \text{ ма/в}$).

Величину отношения $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ возьмем равной 0,1. Тогда значение сопротивления R_3 окажется равным 4 *ком*. Через это сопротивление протекает ток, текущий в нагрузке $I_n = \frac{U_2}{R_n} = 50 \text{ ма}$, и анодный ток лампы. Анодное напряжение лампы известно: $U_a = U_{20} = 200 \text{ в}$. Потенциал сетки лампы следует выбрать таким, чтобы рабочая точка оказалась в области прямолинейных участков сеточных характеристик лампы, а анодный ток не был бы слишком большим, так как он создает дополнительное падение напряжения на сопротивлении R_3 . Из этих соображений выберем величину напряжения U_{c0} равной -5 в . Этим потенциалам анода и сетки лампы соответствует анодный ток $I_{a0} = 50 \text{ ма}$. Следовательно, падение напряжения на сопротивлении R_3 будет $U_3 = R_3(I_n + I_{a0}) = 400 \text{ в}$. Поэтому напряжение источника питания схемы $U_{i0} = U_{20} + U_3$ должно быть 600 в. Соответственно, напряжение батареи смещения, необходимой для получения на сетке лампы напряжения -5 в , определяется из очевидного соотношения $|E_c| = \left| U_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right| - |U_{c0}|$ и по абсолютной величине равно 55 в.

Каково значение коэффициента χ'_n в рассматриваемом примере, не выяснено, но если входное напряжение меняется, скажем, на 5% от своей номинальной величины, т. е. на $\pm 30 \text{ в}$, то потенциал сетки изменяется всего на $\pm 3 \text{ в}$. Обращаясь к характеристикам лампы, можно заметить, что крутизна анодной характеристики в этих пределах изменения величины напряжения u_c остается почти постоянной и оценка величины коэффициента χ'_n показывает, что он имеет значение порядка нескольких сотен.

Практически допускать потери напряжения на стабилизаторе, превосходящие напряжения на нагрузке, нецелесообразно и поэтому отношение $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ следует выбрать большим 0,1. Если, например, выбрать его величину равной 0,5, то получим $R_3 = 800 \text{ ом}$, $U_3 = 80 \text{ в}$ (при том же режиме лампы), напряжение питания $U_{i0} = 280 \text{ в}$ и, наконец, напряжение батареи сеточного смещения $E_c = 145 \text{ в}$. Если попрежнему величина напряжения на входе колеблется на $\pm 5\%$ от своей номинальной величины, то потенциал сетки лампы изменяется на $\pm 7 \text{ в}$ и, соответственно, значение коэффициента χ'_n оказывается несколько меньшим, чем при $\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,1$.

Вместо батареи смещения в схему электронного стабилизатора иногда вводят стабилитрон, включая его в цепь катода лампы (рис. 6.37). При этом потенциал катода оказывается выше потенциала отрицательного провода схемы на величину, равную падению

напряжения на стабилитрон. Последняя должна быть такой, чтобы получить приблизительно необходимое сеточное смещение при выбранных значениях параметров схемы, а окончательно потенциал сетки регулируется перемещением движка потенциометра $R_{\text{п}}$.

Что касается абсолютных значений сопротивлений R_1 и R_2 , то они выбираются настолько большими, чтобы протекающий через них ток был бы мал и не приводил к расходу заметной дополнительной мощности в схеме.

Как и последовательные стабилизаторы, стабилизаторы параллельного типа с управлением со стороны входа не стабилизируют выходное напряжение при изменении сопротивления нагрузки. Поэтому они могут быть использованы, если $R_{\text{н}} = \text{const}$.

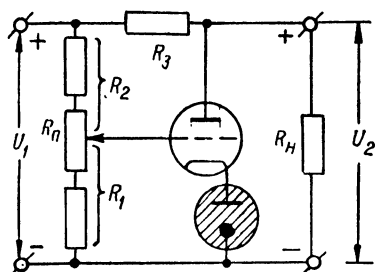


Рис. 6.37. Схема стабилизатора напряжения параллельного типа с управлением со стороны входа, в которой для получения нужного смещения на сетке лампы использован стабилитрон.

При стабилизации относительно высокого напряжения с помощью схемы параллельного типа приходится считаться с тем, что на аноде лампы действует целиком всё напряжение U_2 , и поэтому лампа должна быть рассчитана на работу с высоким анодным напряжением. Кроме того, как известно, на аноде лампы не может рассеиваться мощность, превосходящая определенную величину. Поэтому необходимо выбирать такой режим, при котором анодный ток мал, а следовательно, переходить в область, где крутизна сильно за-

висит от сеточного напряжения. Это связано с ухудшением стабилизации, и для увеличения значения коэффициента χ'_n требуется увеличение сопротивления R_3 , а следовательно, и напряжения U_1 . Для стабилизации напряжения порядка 2 — 3 кВ можно использовать генераторные триоды (ГК-20, ГД-50 и др.).

Вообще применять стабилизаторы параллельного типа рационально для стабилизации относительно низкого напряжения, а для стабилизации высокого напряжения при сравнительно малом токе питания нагрузки выгоднее использовать схемы последовательной стабилизации.

Еще раз подчеркнем, что стабилизаторы с управлением со стороны входа не поддерживают неизменным выходное напряжение при изменении сопротивления нагрузки, или, иначе говоря, при изменении величины тока, протекающего в нагрузке. Это соответствует тому, что такие стабилизаторы имеют большое выходное сопротивление. Вместе с тем схемы, управляемые со стороны входа, позволяют получить $\chi'_n = \infty$ (по крайней мере в пределах малых изменений величины питающего напряжения) или даже осуществить перестабилизацию.

2. Электронные стабилизаторы напряжения с управлением со стороны выхода. В отличие от стабилизаторов с управлением со стороны входа, электронные стабилизаторы с управлением со стороны выхода не позволяют получить $x_n = \infty$. Это непосредственно следует из принципа их работы — для того, чтобы изменить потенциал сетки регулирующей (параллельной или последовательной) лампы, необходимо, чтобы выходное напряжение изменило свою величину. Следовательно, U_2 не может быть постоянно и x_n всегда будет иметь конечное значение. Вместе с тем, поскольку регулирующая лампа управляется выходным напряжением, схема может стабилизировать последнее независимо от того, изменяется ли оно вследствие непостоянства входного напряжения или вследствие изменения тока, потребляемого нагрузкой. Поэтому эти схемы обладают малым выходным сопротивлением и пригодны для питания устройств, у которых сопротивление не сохраняется постоянным во время работы. В частности, такие стабилизаторы используются для питания усилителей.

Очевидно, что выходное напряжение в схемах с управлением со стороны выхода будет поддерживаться с тем большим постоянством, чем меньше изменения его величины окажутся достаточными для управления регулирующей лампой. Поэтому в стабилизаторы такого типа обычно вводят дополнительные усилительные каскады, связывающие сетку регулирующей лампы с потенциометром, присоединенным к выходу схемы, с которого снимается управляющее напряжение. В том же виде, как они изображены на рис. 6.34, схемы стабилизаторов применяются сравнительно редко, хотя иногда и встречаются в составе тех или иных устройств (см., например, схему на рис. 6.23, в которой используется стабилизатор параллельного типа с управлением со стороны выхода).

Практически наибольший интерес представляют схемы с управлением со стороны выхода последовательного типа. Такая схема с дополнительной усилительной лампой изображена на рис. 6.38. С сопротивления R_1 , входящего в состав потенциометра, присоединенного к выходу схемы, снимается напряжение, равное pU_2 , где $p = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

Это напряжение усиливается в схеме усилителя с непосредственной связью и подается на сетку регулирующей лампы Π_1 . Если значение напряжения U_2 изменяется в какую-либо сторону в результате

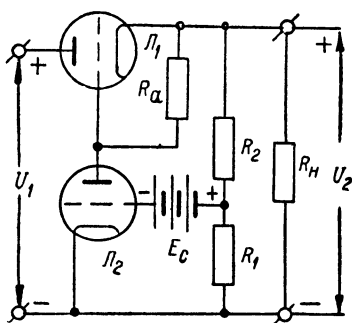


Рис. 6.38. Схема стабилизатора напряжения последовательного типа с управлением со стороны выхода, включающая дополнительную усилительную лампу.

непостоянства величины напряжения U_1 или вариации сопротивления R_n , то потенциал сетки лампы L_1 изменяется в обратную сторону. Поэтому возрастание U_2 сопровождается увеличением сопротивления R_p лампы для протекающего через нее постоянного тока, питающего нагрузку, а уменьшение U_2 — снижением R_p . Следовательно, автоматически осуществляющееся в схеме изменение сопротивления для постоянного тока управляющей, или, как ее часто называют, „проходной“, лампы приводит к компенсации непостоянства величины напряжения U_2 .

Анализ процессов в схеме не встречает принципиальных трудностей, но вследствие громоздкости выкладок мы сразу приведем выражение для напряжения на клеммах нагрузки [114]:

$$U_2 = R \left[\frac{U_1 (R_a + R_{i2}) + \mu_1 \mu_2 R_a E_c}{(R_a + R_{i2})(R + R_{i1}) + R R_{a\mu_1} (1 + \mu_2)} \right]. \quad (6.40)$$

Здесь R — полное сопротивление в цепи катода лампы L_1 :

$$R = \frac{R_n (R_1 + R_2)}{R_n + R_1 + R_2} \quad (\text{так как обычно } R_n \ll R_1 + R_2, \text{ то } R \approx R_n),$$

а μ_1 , μ_2 , R_{i1} и R_{i2} — параметры ламп L_1 и L_2 .

На основании выражения (6.40) находим:

$$\frac{\partial U_2}{\partial U_1} = \frac{R (R_a + R_{i2})}{(R_a + R_{i2})(R + R_{i1}) + R R_{a\mu_1} (1 + \mu_2)}.$$

Обычно $\mu_2 \gg 1$, $R R_{a\mu_1 \mu_2} \gg (R_a + R_{i2})(R + R_{i1})$; поэтому

$$\frac{\partial U_2}{\partial U_1} \approx \frac{R_a + R_{i2}}{R_{a\mu_1 \mu_2}}.$$

Так как величина $K_2 = \mu_2 \frac{R_a}{R_a + R_{i2}}$ представляет собой коэффициент усиления схемы, собранной на лампе L_2 , то коэффициент стабилизации напряжения x_n можно записать в следующем виде:

$$x_n \approx \mu K_2 \mu_1 \frac{U_{20}}{U_{10}}. \quad (6.41)$$

Из выражения (6.40) легко найти величину напряжения батареи смещения E_c , которая должна быть введена в схему. Так как практически величина $\mu_1 \mu_2 R_a E_c$ может быть сделана много больше, чем величина $\mu_1 (R_a + R_{i2})$, то

$$E_c \approx \mu U_2. \quad (6.42)$$

Такое значение напряжения батареи смещения соответствует начальному смещению на сетке лампы L_2 , близкому к нулю. Выражение (6.42) показывает, что величину напряжения на клеммах нагрузки можно регулировать либо изменением напряжения источника сеточного смещения, либо изменением соотношения между

сопротивлениями R_1 и R_2 . Последнее (изменение величины p) практически удобнее, и обычно выходное напряжение регулируют именно таким путем, хотя при этом одновременно несколько изменяется и коэффициент стабилизации x'_n .

Воспользовавшись соотношением (6.40), можно найти коэффициент стабилизации x''_n :

$$x''_n = \frac{\partial R_n}{\partial U_2} \cdot \frac{U_{20}}{R_{n0}}$$

[см. выражение (6.23)], который позволяет судить о степени постоянства напряжения на нагрузке при изменении ее сопротивления. Обращаясь к выражению (6.40) и принимая во внимание написанные выше неравенства, найдем:

$$\frac{\partial R_n}{\partial U_2} = \frac{(R_n R_c \mu_1 \mu_2 p)^2}{(R_a + R_{i2}) (R_n + R_{i1}) \mu_1 \mu_2 R_a E_c}.$$

Так как

$$K_2 = \mu_2 \frac{R_a}{R_a + R_{ia}} \text{ и } U_2 \approx \frac{E_c}{p},$$

то

$$\frac{\partial R_n}{\partial U_2} \approx \frac{p \mu_1 K_2 R_n^2}{U_2 (R_n + R_{i1})}$$

и, следовательно,

$$x''_n = \frac{p \mu_1 K_2 R_n}{R_n + R_{i1}}. \quad (6.43)$$

Последнее выражение показывает, что значение коэффициента стабилизации x''_n , вообще говоря, зависит от величины сопротивления нагрузки. Но так как внутреннее сопротивление лампы L_1 обычно невелико, то во многих случаях можно считать $x''_n \neq f(R_n)$. Легко видеть, что если $R_{i1} \ll R_n$, а $U_2 \approx U_1$, то $x'_n \approx x''_n$, т. е. если схема обладает большим коэффициентом стабилизации x'_n , то одновременно будет иметь большое значение и величина коэффициента стабилизации x''_n .

Наконец, анализ приводит к заключению, что сопротивление между выходными клеммами рассматриваемого стабилизатора, к которым присоединяется нагрузка, может быть записано в виде

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{i1}}{p K_2 \mu_1}. \quad (6.44)$$

Это сопротивление играет роль внутреннего сопротивления источника питания для установки, присоединенной к выходу стабилизатора. Как известно, в ряде случаев существенно, чтобы его величина была бы возможно меньшей. Так, например, чем ниже сопротивление источника питания многокаскадного усилителя, тем

меньше опасность самовозбуждения последнего вследствие протекания в цепи питания переменного тока. Так как с понижением частоты компонент спектра усиливаемых сигналов уменьшается эффективность работы развязывающих фильтров, то особенно существенно располагать источником питания, имеющим малое внутреннее сопротивление для тока низкой частоты. В выражение (6.44) для $R_{\text{вых}}$ частота тока не входит вовсе. Но оно справедливо только, если выполняется неравенство $R_{\text{г}} \ll Z_{\text{вых}} \cdot \chi'_{\text{н}}$, где $Z_{\text{вых}}$ — импеданс между выходными клеммами стабилизатора при выключенном накале ламп. Это неравенство легко может быть выполнено для широкой области частот, так как значение сопротивления $R_{\text{г}}$ невелико, а коэффициент стабилизации $\chi'_{\text{н}}$ — большая величина. При этом, чем ниже частота, тем большим оказывается значение импеданса $Z_{\text{вых}}$, так как обычно в схеме имеются емкости, уменьшающие величину $Z_{\text{вых}}$ по мере возрастания частоты.

Следовательно, чем ниже частота тока, протекающего в цепи питания усилителя, тем в большее число раз величина $Z_{\text{вых}}$ превосходит значение $R_{\text{г}}/\chi'_{\text{н}}$ и тем с большим правом можно считать справедливым соотношение (6.44).

Обратим внимание на то, что величина $R_{\text{вых}}$ уменьшается с возрастанием коэффициента стабилизации схемы. Поэтому высокостабильные схемы питания одновременно оказываются и низкоомными.

Выражение (6.40) получено в предположении постоянства параметров ламп. Поэтому соотношения (6.41), (6.42), (6.43) и (6.44) справедливы только в известных пределах изменения напряжений в схеме. Вне области, где параметры ламп остаются приблизительно постоянными, величины коэффициентов $\chi'_{\text{н}}$ и $\chi''_{\text{н}}$ оказываются меньшими, чем это следует из написанных выражений, а выходное сопротивление — большим. Наконец, могут быть достигнуты такие значения напряжения U_2 , при которых схема вообще перестанет работать как стабилизатор. Действительно, для того чтобы при неизменной величине напряжения U_1 увеличить напряжение U_2 , необходимо уменьшать значение параметра $p = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. При этом умень-

шается потенциал сетки лампы \mathcal{L}_2 . При некотором значении p лампа \mathcal{L}_2 запирается, смещение на сетке лампы \mathcal{L}_1 становится близким к нулю и больше не зависит от величины напряжения U_2 . Таким образом, максимальное выходное напряжение, которое может быть получено, меньше напряжения питания схемы (напряжения, даваемого выпрямителем под нагрузкой) на величину минимального падения напряжения на проходной лампе (последнее порядка 100 в).

С другой стороны, для получения малого значения U_2 необходимо, чтобы на лампе \mathcal{L}_1 было бы большое падение напряжения. Следовательно, смещение на ее сетке должно быть по абсолютной величине

велико. Для этого через лампу L_2 должен протекать большой анодный ток. Но с уменьшением U_2 падает анодное напряжение этой лампы, и при малых значениях U_2 большой анодный ток i_{a2} не может быть получен. Таким образом, минимальное напряжение на выходе равно разности между напряжением питания схемы и максимальным падением напряжения на проходной лампе, которое может быть получено при наибольшем анодном токе лампы L_2 , определяемом ее характеристиками и параметрами схемы. Кроме того, возможность уменьшения напряжения U_2 при $U_1 = \text{const}$ может ограничивать допустимая величина анодного напряжения проходной лампы.

Из рассмотрения выражений для x'_n , x''_n и $R_{\text{вых}}$ следует, что для того, чтобы коэффициенты стабилизации были бы большими, а выходное сопротивление малым, коэффициент усиления усилителя, связывающего выходной потенциометр с сеткой проходной лампы, должен быть большим, а проходная лампа должна иметь большое значение μ и малое внутреннее сопротивление R_i . Кроме того, так как через лампу L_1 протекает весь ток, питающий полезную нагрузку, она должна быть рассчитана на достаточно большой анодный ток в нормальном рабочем режиме.

Большой частью стабилизаторы последовательного типа с управлением со стороны выхода используются для питания усилителей и других устройств, потребляющих ток во много десятков или сотен миллиампер. В отдельных случаях такие схемы применяются в цепях питания, рассчитанных на ток порядка единиц или даже десятков ампер [245]. Поэтому в качестве лампы L_1 удачнее всего применять мощные оконечные лампы (6Н5, 6С4, 6ПЗ, 6П6, 6П9 и т. д.). Так как сопротивление для постоянного тока интервала анод — катод таких ламп относительно невелико, то соответственно невелики и потери напряжения на стабилизаторе (т. е. максимальное напряжение U_2 может быть сравнительно близко к напряжению, даваемому выпрямителем). Если потребляемый нагрузкой ток превосходит нормальный ток эмиссии выбранной лампы, то несколько ламп могут быть соединены параллельно или параллельно с лампой может быть включен активный шунт (последнее приводит к уменьшению коэффициента стабилизации). Так, например, в одной из описанных схем стабилизатора, рассчитанного на питание нагрузки током 20 а, в качестве проходных ламп были использованы 20 включенных параллельно ламп 6Н5 и, кроме того, в схему был введен активный шунт [246].

Благодаря сравнительно малому значению внутреннего сопротивления R_i оконечных ламп написанные выше неравенства выполняются, и приближенные выражения для x'_n , x''_n и $R_{\text{вых}}$ оправдываются с достаточной для практических расчетов точностью.

В качестве усилительной лампы в стабилизаторах последовательного типа с управлением со стороны выхода часто используют триоды с большим статическим коэффициентом усиления и маломощные пентоды (6Н9, 6Ж4, 6Ж7, 6Ж8 и т. д.).

На рис. 6.39 приведена практическая схема простого стабилизатора рассматриваемого типа. Она несколько отличается от схемы, изображенной на рис. 6.38. Во-первых, в схеме усилителя с непосредственной связью использован стабилитрон, позволяющий повысить потенциал катода усилительной лампы относительно нулевого провода. Исключение батареи E_c упрощает конструкцию стабилизатора, но введение в схему стабилитрона может привести к появлению быстрых скачков напряжения на выходе или к медленному изменению его величины за счет старения лампы (см. выше). Кроме того, вследствие того, что стабилитрон имеет конечное внутреннее сопротивление (см. табл. 6.2), его включение в катодную цепь лампы приво-

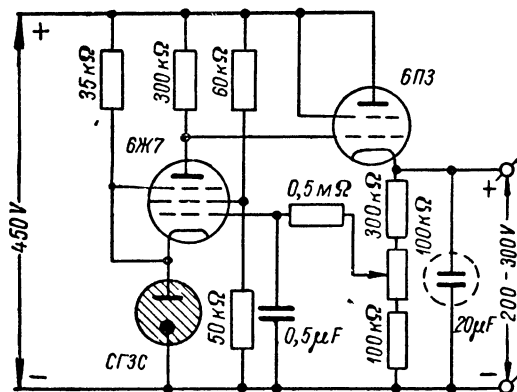


Рис. 6.39. Практическая схема стабилизатора последовательного типа с управлением со стороны выхода.

дит к появлению в усилителе отрицательной обратной связи, что снижает коэффициент усиления (а следовательно, x'_n и x''_n).

Во-вторых, анодная и экранная цепи усилительной лампы питаются не выходным, а входным напряжением схемы. Это несколько расширяет возможности регулировки выходного напряжения, но, вместе с тем, усложняет работу схемы по сравнению с работой простой схемы (рис. 6.38), анализ которой приводит к выражению (6.40). Последнее получено в предположении, что анодным током усилительной лампы управляет только изменение потенциала ее сетки. В схеме же стабилизатора, изображенной на рис. 6.39, изменяются также потенциалы остальных электродов лампы L_2 , причем их изменения связаны с непостоянством не выходного напряжения, а напряжения питания схемы. Поэтому, строго говоря, эта схема представляет собой схему с комбинированным управлением как со стороны выхода, так и со стороны входа. В частности, экранная сетка лампы, питаемая от потенциометра, присоединенного ко входу схемы, действует как управляющая сетка с малым коэффициентом усиления.

В результате этого изменение величины входного напряжения приводит к дополнительным изменениям анодного тока лампы L , и потенциала сетки проходной лампы. Не представляет труда убедиться, что полярность этих изменений такова, что они способствуют сглаживанию колебаний выходного напряжения, но при неудачно выбранных параметрах в схеме может наблюдаться перестабильзация.

В некоторых схемах стабилизаторов предусматривается возможность регулирования управления со стороны входа за счет изменения экранного напряжения усилительной лампы, для чего в схему вводится вспомогательная цепь. Примером этого может служить схема, приведенная на рис. 6.40а, в которой такая регулировка осуществляется путем изменения сопротивления R' , что позволяет значительно уменьшить фон на выходе. Регулируемое управление со стороны входа имеется и в схеме, изображенной на рис. 6.40б, в которой часть напряжения u_1 подается на управляющую сетку усилительной лампы. Связь усилительной лампы со входом схемы позволяет во много раз увеличить ее коэффициент стабилизации γ'_n (выходное сопротивление при этом не изменяют). Этот метод дает хороший эффект в схемах, рассчитанных на работу при неизменной величине выходного напряжения. При переходе же от одного значения напряжения U_q к другому необходимо изменять и связь со входом, что усложняет работу со схемой.

Если кагод усилительной лампы присоединен к делителю напряжения, питаемому входным напряжением (как это и имеет место в схеме на рис. 6.39), часть колебаний входного напряжения появляется

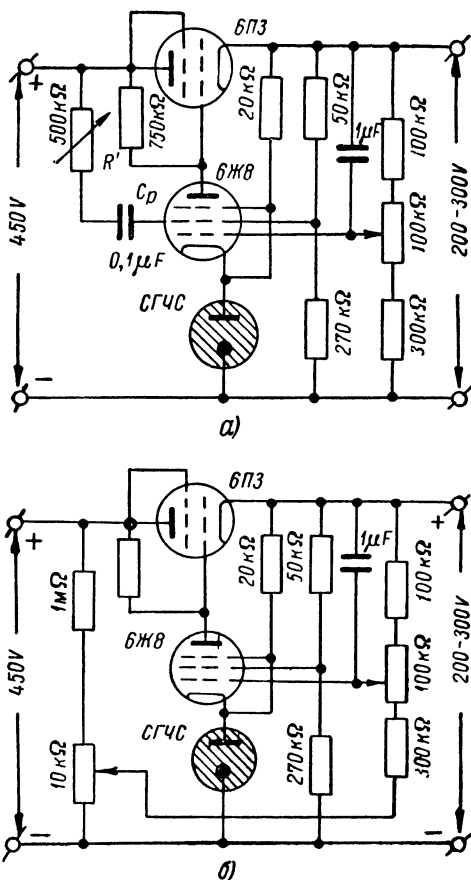


Рис. 6.40. Схемы стабилизаторов последовательного типа с управлением со стороны выхода и со стороны входа.

на катode лампы. Амплитуда этих колебаний зависит от внутреннего сопротивления стабилитрона, а их действие обратно действию изменения напряжения на управляющей и на экранной сетках лампы. Следовательно, эта цепь уменьшает коэффициент стабилизации схемы.

Практически коэффициент стабилизации κ'_H стабилизаторов, собранных по схемам, аналогичным приведенной на рис. 6.39, оказывается порядка нескольких десятков, а выходное сопротивление равно десяткам ом.

На рис. 6.41 приведена схема стабилизатора [247], в которой анодная цепь усилительной лампы питается напряжением U_2 , напряжение на экранной сетке стабилизировано с помощью стабилитрона,

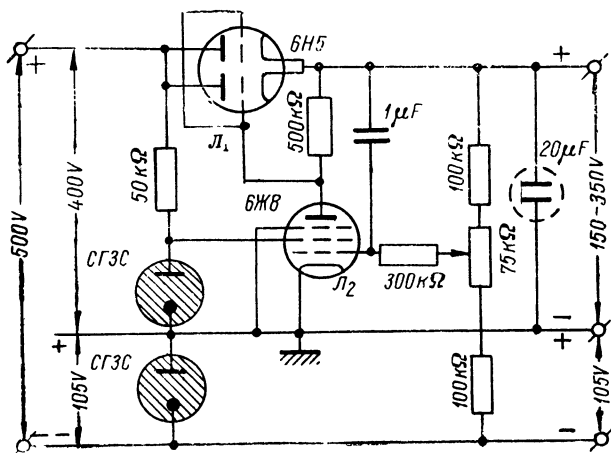


Рис. 6.41. Практическая схема стабилизатора последовательного типа с управлением со стороны выхода.

а для получения нужного начального смещения на управляющей сетке использован стабилитрон, питаемый от вспомогательного выпрямителя. Благодаря этому анодным током лампы L_2 управляют изменением только выходного напряжения, и в усилителе нет отрицательной обратной связи. Поэтому коэффициент стабилизации такой схемы выше, чем схемы, приведенной на рис. 6.39, а выходное сопротивление — меньше. Введение в эту схему управления со стороны входа позволяет увеличить κ'_H до нескольких сотен.

Для характеристики работы стабилизаторов напряжения обычно снимаются его характеристики — зависимость выходного напряжения от напряжения питания (часто — от напряжения питания выпрямителя) при неизменном сопротивлении нагрузки и зависимость выходного напряжения от тока в нагрузке при неизменных параметрах схемы и фиксированном напряжении питания. Эти характеристики имеют вид графиков, подобных приведенным на рис. 6.42 (они относятся к стабилизатору, собранному по схеме рис. 6.39).

Как уже говорилось, с целью увеличения тока, который можно отбирать от стабилизатора, иногда включают несколько проходных

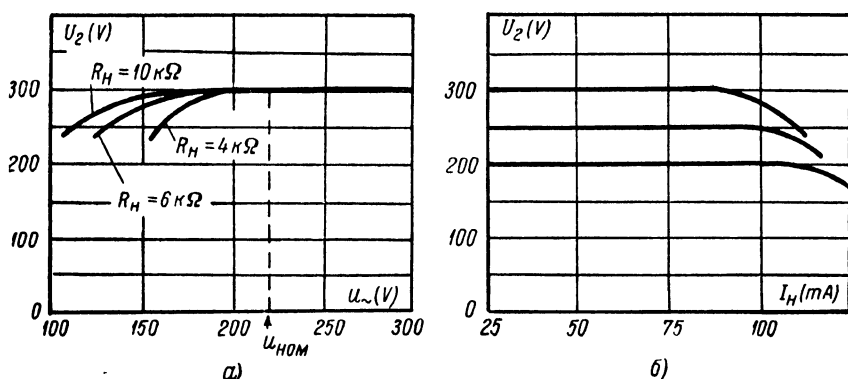


Рис. 6.42. Характеристики стабилизаторов напряжения.

ламп параллельно. Так, например, на рис. 6.43 приведена схема стабилизатора с тремя работающими параллельно проходными лампами.

В эту схему введен катодный повторитель, что уменьшает влияние сеточных токов проходных ламп на работу уси-

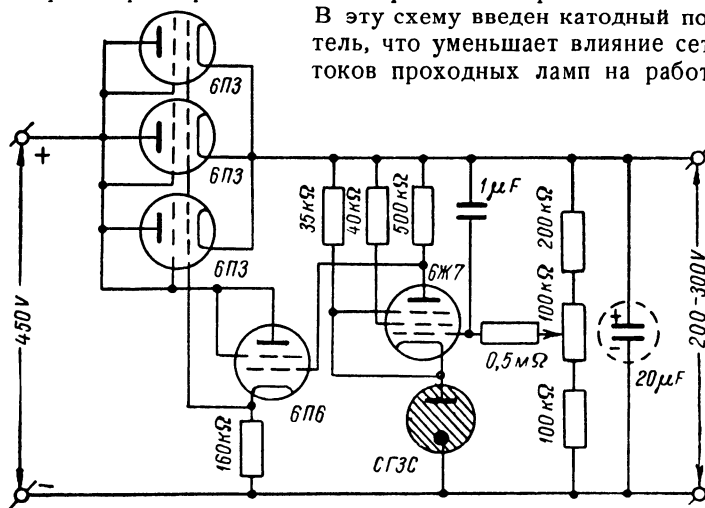


Рис. 6.43. Схема стабилизатора напряжения последовательного типа с управлением со стороны выхода, содержащая три включенные параллельно проходные лампы и катодный повторитель в цепи управления потенциалов сеток этих ламп.

лительной лампы. Собранный по этой схеме стабилизатор работает весьма устойчиво и допускает изменение параметров в довольно широких пределах без существенных изменений характеристик.

Коэффициент стабилизации схемы порядка ста, а выходное сопротивление около 10 ом.

Для увеличения коэффициентов стабилизации и, что имеет особенно существенное значение, для уменьшения выходного сопротивления стабилизатора, в схему вводят более сложные усилители постоянного напряжения, имеющие больший коэффициент усиления. Примеры построенных таким образом схем приведены на рис. 6.44 и 6.45. В первой из этих схем использован двухкаскадный усилитель с потенциометрической связью, а во второй — катодно-связанный каскад в комбинации с каскадом с газоразрядной лампой в катодной

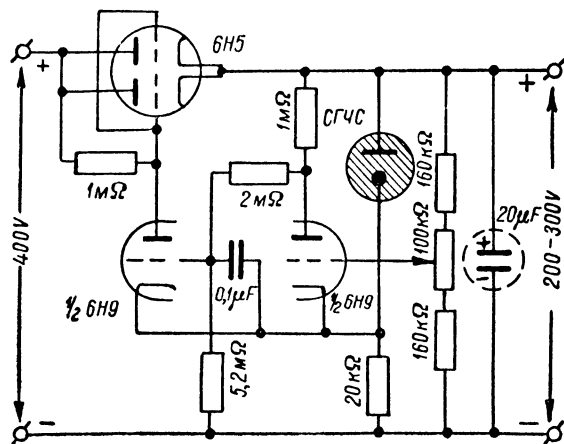


Рис. 6.44. Схема стабилизатора напряжения последовательного типа с управлением со стороны выхода, содержащая двухкаскадный усилитель постоянного напряжения с потенциометрической связью.

цепи. Коэффициенты стабилизации напряжения обеих схем — порядка нескольких сотен, а выходное сопротивление — порядка нескольких ом. Схема на рис. 6.45, содержащая на одну лампу больше, чем схема на рис. 6.44, более проста в наладке. Кроме того, известным преимуществом ее является меньшая зависимость режима работы усилителя постоянного тока от напряжения накала, которое изменяется вместе с изменением входного напряжения (это обусловлено применением катодно-связанного каскада; см. § 4 гл. III). Поэтому значение коэффициента γ_n этой схемы несколько выше, чем схемы, изображенной на рис. 6.44, а диапазон возможных изменений входного напряжения питания — несколько шире.

Дальнейшее увеличение числа каскадов усилителя связано с трудностями, которые встречаются при постройке стабильных усилителей постоянного напряжения. Для того чтобы обойти некоторые из этих трудностей, можно применить усилитель с преобразованием постоянного

напряжения в переменное [248] или ввести в усилитель положительную обратную связь [56]. И то и другое усложняет схему и практически не дает заметного выигрыша в коэффициенте стабилизации. Величина χ'_u может быть сравнительно просто доведена до нескольких тысяч введением управления со стороны входа, но при этом, как уже говорилось, стабилизатор требует дополнительной регулировки при переходе от одного значения напряжения U_2 к другому. Эта трудность может быть устранена постройкой двухзвенной схемы, представляющей собой последовательное включение двух стабилизаторов (рис. 6.46) [248]. Первое звено схемы представляет собой стабили-

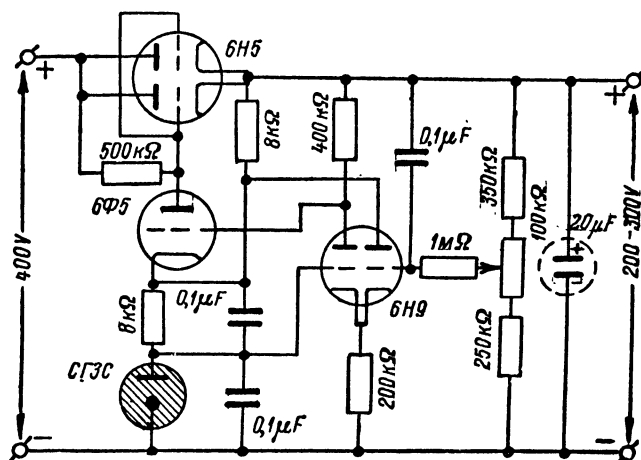


Рис. 6.45. Схема стабилизатора напряжения последовательного типа с управлением со стороны выхода, содержащая двухкаскадный усилитель постоянного напряжения.

затор, работающий при нерегулируемом выходном напряжении (U'_2). Усижительная лампа этого стабилизатора управляется как со стороны выхода, так и со стороны входа (цепь R' , R_1 , R_2), подобно тому, как это осуществлено в простой схеме, приведенной на рис. 6.40б. Напряжение, снятое с выхода первого звена стабилизатора, питает второе звено, в котором предусмотрена возможность регулировки выходного напряжения (U_2). Благодаря отделению части стабилизатора, управляемой входным напряжением, от части, в которой осуществляется установка нужного значения напряжения U_2 (с помощью потенциометра R), изменение последнего не требует дополнительной регулировки схемы.

Коэффициент χ'_u стабилизатора, построенного по схеме на рис. 6.46, достигает нескольких тысяч, а выходное сопротивление равно нескольким ом. Выпрямитель, питающий стабилизатор, должен быть рассчитан на несколько более высокое напряжение, чем в случае

однозвенных схем, так как при последовательном включении проходных ламп потери напряжения в стабилизаторе возрастают.

Выше было упомянуто, что для хорошей работы стабилизатора существенное значение имеет поддержание постоянства накалов ламп (т. е. постоянства режимов работы катодов). Это особенно важно при постройке прецизионных стабилизаторов, предназначенных для питания усилителей постоянного тока, ламповых электрометров, потенциометров и т. д. В типичных схемах стабилизаторов, в которых не приняты специальные меры для поддержания режима работы като-

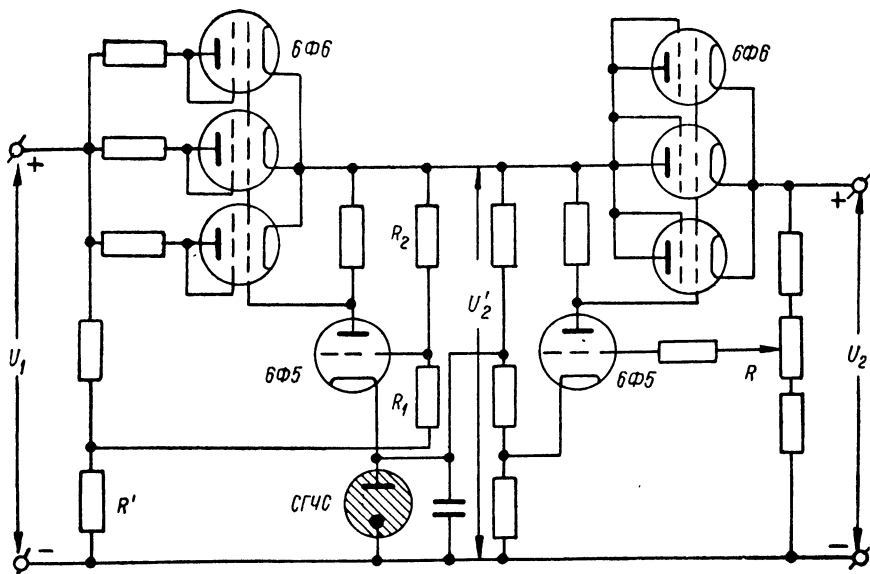


Рис. 6.46. Двухзвенная схема стабилизатора напряжения последовательного типа.

дов ламп, внезапное изменение входного напряжения на $\pm 10 - 15\%$ вызывает медленный дрейф величины выходного напряжения. Величина этого дрейфа может в десятки раз превосходить величину быстрых изменений напряжения U_2 , следующих за скачком U_1 [249]. Поэтому большие по величине и длительно действующие изменения питающего стабилизатор напряжения могут привести к снижению величины x_n во много раз. Стабилизировать режим работы катодов дает возможность питание накалов ламп от аккумуляторов (что практически мало удобно), питание от стабилизированного источника напряжения, включение в цепь накалов бареттеров или, наконец, введение специальных компенсационных цепочек, изменяющих потенциал управляющей сетки усилительной лампы при изменении эмиссии катодов ламп [250]. Бареттеры были применены,

например, для стабилизации накалов усилительных ламп в приведенной выше схеме двухзвенного стабилизатора. В стабилизаторах, предназначенных для питания ламповых электрометров и точной измерительной аппаратуры, чаще всего применяется последовательное включение накалов ламп стабилизатора и измерительной схемы и питание их напряжением, снятым с выхода стабилизатора. Простая схема стабилизатора такого типа приведена на рис. 6.47 [351].

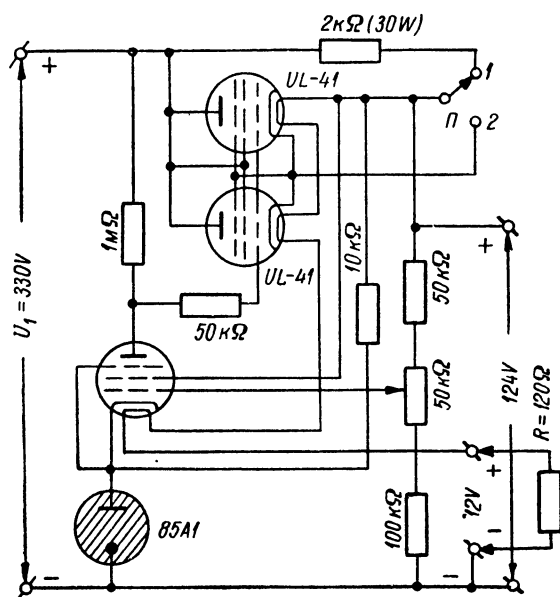


Рис. 6.47. Простая схема стабилизатора последовательного типа с питанием накалов ламп стабилизированным напряжением.

При включении стабилизатора переключатель Π находится в положении 1. Затем, после прогрева ламп в течение нескольких минут, он переключается в положение 2 и этим самым накалы ламп переводятся на питание стабилизированным напряжением. Последовательно с накалами ламп стабилизатора включена цепь, входящая в состав питаемой от стабилизатора установки. Эта цепь имеет сопротивление 120 ом, и на ней падает напряжение, равное 12 в при нормальном токе накалов ламп (100 ма).

Все приведенные выше схемы стабилизаторов с управлением со стороны выхода (или комбинированным управлением) рассчитаны на напряжение порядка нескольких сотен вольт. Совершенно аналогичным образом могут быть построены и схемы, рассчитанные на получение на их выходе постоянного напряжения порядка одного

или нескольких киловольт. Пример такой схемы, использовавшейся для питания фотоэлектронных умножителей, приведен на рис. 6.48. Ее работа совершенно аналогична работе других схем стабилизаторов, и поэтому она не требует дополнительного рассмотрения.

Постройка стабилизаторов напряжения обычно не встречает больших трудностей. Параметры схемы выбирают таким образом, чтобы обеспечить нормальный режим работы ламп. Выбор схемы определяется требованиями, которые предъявляются к стабилизатору. Простые стабилизаторы с однокаскадным усилителем, имеющие значения x_n порядка нескольких десятков и выходное сопротивление порядка

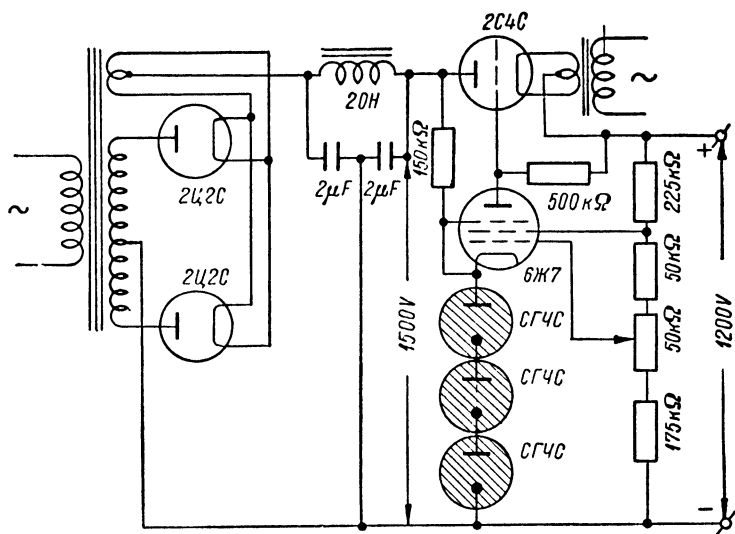


Рис. 6.48. Схема высоковольтного стабилизатора последовательного типа с управлением со стороны выхода.

10 ом, пригодны для питания большинства лабораторных усилителей, генераторов, релейных схем и т. д. Число параллельно включаемых проходных ламп в таком стабилизаторе зависит от потребляемого нагрузкой тока. Извесные трудности может представлять борьба с фоном переменного напряжения на выходе стабилизатора. Его источником является не только фон на выходе выпрямителя, но и питание накалов ламп стабилизатора переменным током. Включение на выход схемы конденсатора большой емкости и настройка дросселя фильтра позволяют снизить величину фона в простых схемах стабилизаторов до нескольких милливольт.

Другим источником паразитных колебаний выходного напряжения могут быть стабилитроны. Кроме подбора наиболее удачных экземпляров ламп, иногда бывает полезно ввести RC-фильтр с доста-

точно большой постоянной времени между стабилловольтом и лампой усилителя постоянного тока. Замена стабилловольта сухими батареями усложняет конструкцию стабилизатора и во многих случаях не дает выигрыша вследствие большого температурного коэффициента напряжения батарей.

Постройка стабилизатора с двухкаскадным усилителем лишь немногим сложнее постройки схемы с однокаскадным усилителем, но коэффициент стабилизации его значительно выше, а выходное сопротивление меньше. Параметры схемы, которые предварительно определяют из соображений обеспечения нормального режима работы ламп, окончательно подбирают при регулировке стабилизатора. Как и в стабилизаторах с однокаскадным усилителем, качество деталей должно быть высоким (в ответственных случаях применяют проволочные сопротивления), так как неконтролируемые изменения параметров схемы сопровождаются уходом величины выходного напряжения.

Для стабилизации накалов ламп в большинстве случаев бывает достаточно применение бареттеров или феррорезонансного стабилизатора.

3. Электронные стабилизаторы постоянного тока. В практике физического эксперимента часто бывает необходимо поддерживать силу постоянного тока с такой степенью точности, которую не могут обеспечить простые стабилизаторы тока. Так, например, в современных масс-спектрометрах, предназначенных для определения относительного содержания в пробе разных изотопов, сила тока, протекающего через обмотку электромагнита, должна сохраняться постоянной с точностью до порядка $0,001\%$ [282]. Неконтролируемые изменения силы тока, питающего электромагнит, могут быть обусловлены не только непостоянством питающего напряжения, но и изменением сопротивления обмотки вследствие нагревания ее током, непостоянством температуры в помещении и т. д. Поэтому стабилизатор должен быть построен таким образом, чтобы величина тока автоматически регулировалась при изменении как напряжения питания, так и сопротивления нагрузки.

Высокую степень стабильности силы тока могут дать схемы, построенные на электронных лампах, подобные изображенным на рис. 6.35а и б. При этом, поскольку на сетку лампы, включенной последовательно с нагрузкой или параллельно ей, подается напряжение, пропорциональное силе тока в цепи (при $R_1 = \text{const}$), схема стабилизирует его величину, независимо от того, по какой причине ток не остается постоянным. Вместе с тем очевидно, что такой метод управления работой лампы приводит к тому, что величина тока в цепи не может сохраняться строго постоянной, подобно тому, как в стабилизаторах напряжения с управлением со стороны выхода не может сохраняться строго неизменной величина выходного напряжения.

Оценка стабилизатора тока может быть сделана на основании значений коэффициентов стабилизации χ'_1 и χ''_1 [выражения (6.33)

и (6.34)]. Обращаясь, например, к последовательной схеме стабилизации постоянного тока (рис. 6.35а) и замечая, что $u_c = -i_n R_1$, $i_n = i_a = \frac{u_a + \mu u_c}{R_i}$ и $u_a = u_1 - i_n (R_n + R_1)$, получим:

$$i_n = \frac{u_1}{R_i + R_n + (\mu + 1) R_1}. \quad (6.45)$$

Далее, так как $I_{н0} = \frac{U_{10}}{R_p + R_n + R_1}$, где R_p — сопротивление лампы постоянному току в исходном режиме, найдем, что коэффициенты стабилизации схемы вблизи значений $i_n = I_{н0}$ и $u_1 = U_{10}$:

$$x'_T = \frac{R_i + R_n + (\mu + 1) R_1}{R_p + R_n + R_1}, \quad (6.46)$$

$$x''_T = - \frac{[R_i + R_n + R_1 (\mu + 1)]^2}{R_n (R_n + R_p + R_1)}. \quad (6.47)$$

Из рассмотрения последних выражений видно, что для получения больших значений x'_T и x''_T лампа, на которой построена схема,

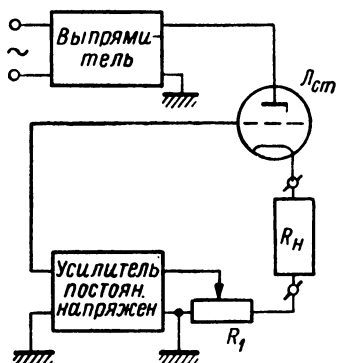


Рис. 6.49. Блок-схема стабилизатора тока последовательного типа с дополнительным усилителем.

должна обладать большим статическим коэффициентом усиления и большим внутренним сопротивлением. Кроме того, лампа должна иметь малую величину сопротивления R_p (при этом малы потери напряжения на лампе) и должна быть рассчитана на протекание через нее всего стабилизируемого тока, питающего полезную нагрузку. Поэтому, хотя наибольшие значения x'_T и x''_T можно получить, применяя пентоды, предназначенные для усиления напряжения, обычно последовательные стабилизаторы тока строят на лампах, предназначенных для усиления мощности. У этих ламп значения R_i и μ невелики и коэффициенты x'_T и x''_T могут оказаться меньшими,

чем это необходимо для получения требуемой стабильности тока.

Положим, например, что необходимо стабилизировать ток $I_{н0} = 200$ ма в нагрузке, сопротивление которой $R_n = 2$ ком. Для постройки стабилизатора возьмем две лампы 6П3С, включенные параллельно (при этом $I_{a0} = 100$ ма, $R_i = 12$ ком, $\mu = 130$ и $R_p = 1$ ком, если $U_{a0} = 100$ в), а сопротивление R_1 выберем равным 100 ом. Подставляя эти значения в выражения (6.46) и (6.47), получим $x'_T = 8$ и $x''_T = 85$. Увеличив сопротивление R_1 , можно повысить коэф-

эффициент x'_T . Так, например, если взять $R_1 = 1000 \text{ ом}$, то получим $x'_T = 40$ (и $x''_T = 2700$).

Значительно возрастают коэффициенты стабилизации тока при усилении изменений величины падения напряжения на R_1 до подачи их на сетку стабилизирующей лампы (рис. 6.49). Если усилитель содержит нечетное число каскадов и усиление его K , то $u_c = -i_n R_1 K$, и вместо (6.46) и (6.47) получаем:

$$x'_T = \frac{R_i + R_n + (K\mu + 1) R_1}{R_p + R_1 + R_n} \quad (6.48)$$

и

$$x''_T = - \frac{[R_i + R_n + R_1 (K\mu + 1)]^2}{R_n (R_n + R_p + R_1)}. \quad (6.49)$$

Поэтому, если при значениях R_1 , R_i , μ и R_p , соответствующих приведенному выше численному примеру, в схему ввести усилитель, имеющий $K = 10^3$, то коэффициент стабилизации x'_T возрастет до $5 \cdot 10^3$.

Для нормальной работы схемы величина сопротивления R_1 , с которого снимается управляющее напряжение на сетку стабилизирующей лампы, должна поддерживаться неизменной с достаточно большой степенью точности. Пользуясь соотношением (6.45) (и полагая, что в схеме имеется усилитель), можно получить следующее выражение, связывающее относительное изменение тока в нагрузке с относительным изменением величины сопротивления R_1 :

$$x_R = \frac{\partial i_n}{\partial R_1} \frac{R_{10}}{I_{n0}} = - \frac{(K\mu + 1) R_1 (R_p + R_n + R_1)}{[R_i + R_n + (K\mu + 1) R_1]^2}. \quad (6.50)$$

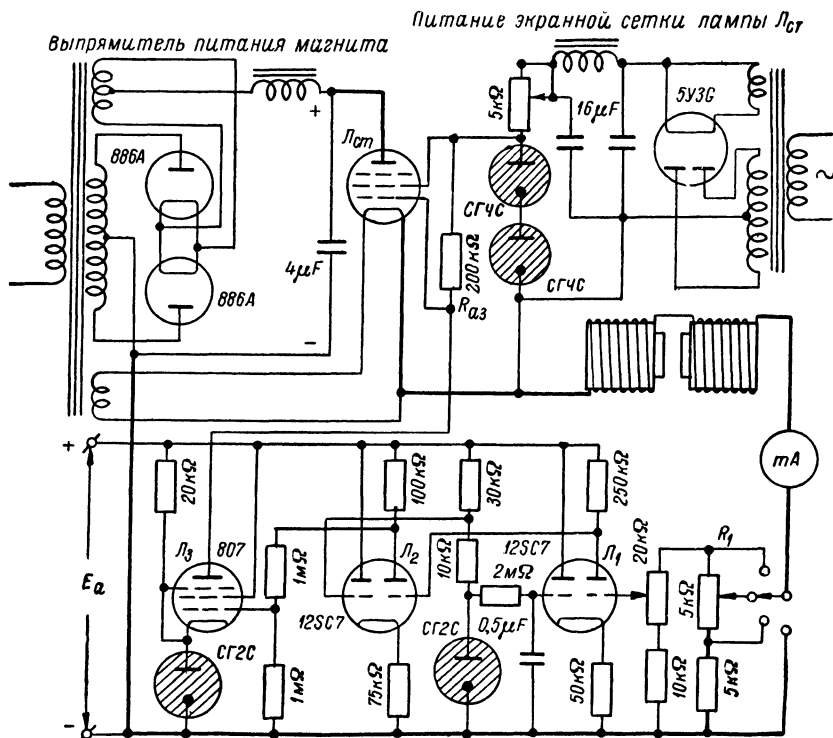
При $R_i = 12 \text{ ком}$, $R_n = 2 \text{ ком}$, $R_1 = 100 \text{ ом}$, $\mu = 130$ и $K = 1$, $x_R = 0,05$, т. е. изменение величины сопротивления R_1 на 1% вызывает изменение силы тока, протекающего в цепи, на 0,05%. Введение усилителя снижает требования к стабильности величины сопротивления R_1 .

Одна из схем стабилизатора описываемого типа изображена на рис. 6.50.¹ Для ясности цепь, через которую протекает ток, питающий обмотку электромагнита, выделена толстыми линиями. Возрастание величины падения напряжения на сопротивлении R_1 (т. е. возрастание величины тока, текущего через электромагнит), приводит к увеличению анодного тока последней лампы усилителя (лампа \mathcal{L}_3). Вследствие этого увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_{a3} , включенном в анодную цепь этой лампы, и потенциал управляющей сетки стабилизирующей лампы (лампа $\mathcal{L}_{ст}$) понижается. Это, в свою очередь, ведет к уменьшению величины тока, текущего через обмотку электромагнита.

¹ Приведенная схема заимствована с небольшими упрощениями из описания лабораторного масс-спектрометра [253].

Усилители постоянного тока, построенные из катодно-связанных каскадов, были описаны в § 4, гл. III. Поэтому на рассмотрении работы усилителя, использованного в стабилизаторе, и соображений, на основании которых выбираются параметры схемы, останавливаться не будем.

Стабилизатор, построенный по схеме, приведенной на рис. 6.50, позволял поддерживать постоянной величину тока с точностью около



4. Стабилизаторы сильного постоянного тока. В ряде случаев необходимо поддерживать постоянной величину тока порядка десятков или даже сотен ампер. Примером этого может служить электромагнит циклотрона [253, 254, 255]. Как известно, напряженность магнитного поля в плоскости движения частиц должна поддерживаться строго неизменной во времени, так как в противном случае нарушается синхронизм между частотой генератора, питающего дуанты, и временем прохождения в них частиц. Источником питания магнита циклотрона обычно служит мотор-генератор с независимым возбуждением. Величина тока, текущего в цепи, может меняться вследствие непостоянства числа оборотов двигателя, изменения расположения и сопротивления обмоток генератора при их разогревании, изменения сопротивления нагрузки при протекании через нее тока и т. д. Схема стабилизации чаще всего строится таким образом, что это изменение тока вызывает автоматическое изменение напряжения возбуждения генератора, компенсирующее приращение тока в цепи полезной нагрузки.

В качестве примера устройства подобного типа приведем схему, в которой обмотка воз-

буждения генератора, к клеммам которого присоединена полезная нагрузка, питается от вспомогательного генератора (рис. 6.51) [256].

Обмотка возбуждения вспомогательного генератора включена на выход усилителя постоянного тока, а напряжение на вход последнего снимается с сопротивления R_1 , включенного в цепь протекания стабилизируемого тока. Возрастание величины тока I_H приводит к увеличению разности потенциалов на концах сопротивления R_1 . Это вызывает уменьшение тока возбуждения генератора G_2 , а следовательно, и уменьшение тока в обмотке возбуждения генератора G_1 . В результате этого напряжение, питающее нагрузку, уменьшается. Это уменьшение напряжения должно компенсировать действие дестабилизирующих факторов, которое привело к возрастанию тока I_H .

Для оценки величины коэффициента стабилизации схемы положим, что ток, протекающий в нагрузке, пропорционален величине тока в обмотке возбуждения генератора G_2 :

$$I_H = A I_2.$$

Коэффициент пропорциональности A — функция числа оборотов генераторов, сопротивления и расположения их обмоток, сопротивления

*

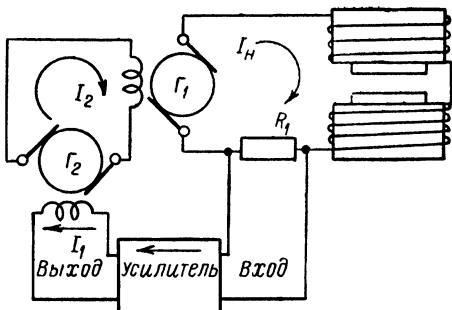


Рис. 6.51. Схема устройства для стабилизации величины сильного постоянного тока.

нагрузки и т. д. Если $I_1 = \text{const}$ (т. е. схема стабилизации не работает), то нестабильность тока оценивается величиной

$$\frac{\Delta I_n}{I_n} = \frac{\Delta A}{A}, \quad (6.51)$$

причем приращение коэффициента A определяется действием всех дестабилизирующих факторов. Если же ток I_1 не сохраняется постоянным, то

$$\frac{\Delta I'_n}{I_n} = \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta I_1}{I_1}.$$

В схеме, изображенной на рис. 6.51,

$$I_{10} - I_1 = \Delta I_1 = -S_y u_R = -S_y \Delta I'_n R_1,$$

где I_{10} — ток возбуждения генератора G_2 при номинальном режиме работы всей схемы, т. е. при условии, что ток в нагрузке равен своему номинальному значению, а S_y — крутизна усилителя. Знак минус перед левой частью соответствует принципу построения схемы стабилизации. Поэтому при работе цепи стабилизации

$$\frac{\Delta I'_n}{I_n} = \frac{\Delta A}{A} \frac{1}{1 + S_y R_1 A}. \quad (6.52)$$

Полагая, что величина $\frac{\Delta A}{A}$ в выражении (6.51) численно совпадает с величиной $\frac{\Delta A}{A}$ в выражении (6.52), т. е. что действие дестабилизирующих факторов в обоих случаях одинаково, получим, что введение схемы стабилизации позволяет уменьшить абсолютное значение изменения силы тока в обмотке электромагнита в число раз, равное

$$x_T = \frac{\Delta I_n}{\Delta I'_n} = 1 + S_y R_1 A. \quad (6.53)$$

Так как увеличение сопротивления R_1 связано с возрастанием потерь энергии, причем эти потери могут быть очень значительными, если речь идет о стабилизации величины тока порядка многих десятков или нескольких сотен ампер, то для получения больших значений коэффициента x_T необходимы усилители с большой крутизной. Если, например, $S_y = 10$ а/в, а сопротивление $R_1 = 1$ ом и $A = 100$, то $x_T = 1000$.

Часто в установках питания мощных потребителей тока обмотка возбуждения генератора питается не от вспомогательного генератора, а от тиратронного выпрямителя. В этом случае величиной тока возбуждения можно управлять путем изменения потенциала сеток тиратронов. Наиболее удачными оказываются схемы, в которых сила

тока регулируется не изменением величины сетевого напряжения, а сдвигом фазы этого напряжения по отношению к фазе напряжения на аноде [287].

Для этого через специальное фазовращающее устройство на сетки ламп подается часть переменного напряжения от сети, питающей анодные цепи. Как известно, ток в анодной цепи тиратрона начинает протекать только в том случае, если при заданном напряжении на аноде лампы потенциал сетки превосходит известную величину. На рис. 6.52 представлен график изменения с течением времени анодного напряжения тиратрона, питаемого от сети переменного тока, и график изменения величины потенциала сетки, соответствующего зажиганию лампы. На этом же рисунке нанесена зависимость от времени напряжения на сетке лампы, снимаемого с фазовращающего устройства, также питающегося от сети переменного тока.

Анодный ток лампы протекает лишь в интервалы времени, соответствующие заштрихованным областям графика $u_a = f(t)$. Величина этих интервалов времени, а следовательно, и постоянная составляющая анодного тока — функции угла сдвига фаз между напряжениями u_a и u_c .

Стабилизаторы с фазовой регулировкой строятся таким образом, что вариации величины тока в нагрузке сопровождаются автоматической регулировкой фазового сдвига между напряжениями u_a и u_c . Эти фазовые сдвиги приводят к таким изменениям величины постоянной составляющей тока в цепи, питаемой через тиратрон, что действие дестабилизирующих факторов корректируется.

Принципиальная схема одного из предложенных стабилизаторов с фазовой регулировкой приведена на рис. 6.53 [288]. В этой схеме обмотка возбуждения генератора постоянного тока (G_1) питается от тиратронного двухполупериодного выпрямителя. Сетки тиратронов присоединены к концам вторичной обмотки трансформатора Tr_2 , а средняя точка этой обмотки соединена с катодами тиратронов. Если бы первичная обмотка трансформатора была бы приключена непосредственно к источнику переменной э. д. с., т. е. к тем же зажимам, что и первичная обмотка анодного трансформатора выпрямителя, то напряжение на сетках тиратронов изменилось бы в фазе с напряжением на их анодах. Однако дело существенно меняется благодаря наличию цепи RL_1 — фазы напряжения на первичной обмотке Tr_1 и Tr_2 оказываются различными и, следовательно, напряжения u_a и u_c тиратронов сдвинуты по фазе. Величина сдвига

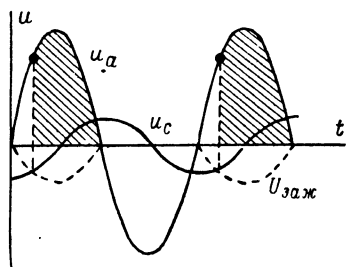


Рис. 6.52. Графики к рассмотрению управления величиной постоянного тока путем изменения сдвига фаз анодного и сетевого напряжений тиратрона.

и сетках тиратронов. Происходящее вследствие этого изменение величины тока I при соответствующем выборе параметров схемы дает изменение величины тока I_n , компенсирующее в значительной мере то, которое вызвало весь процесс.

Аналогичным образом с помощью вакуумных ламп может быть построена схема с управлением величиной тока, протекающего в обмотке подмагничивания генератора. Принцип построения такой схемы, иллюстрирует рис. 6.54 [289]. Работа этой схемы почти не

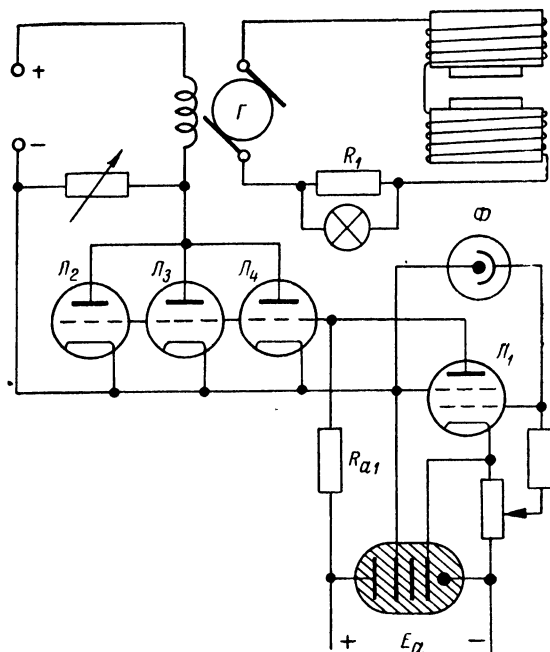


Рис. 6.54. Схема стабилизатора тока магнита, построенная на вакуумных лампах.

требует пояснений. В цепи питания обмотки подмагничивания от сети постоянного тока включено переменное сопротивление, образованное интервалами анод — катод трех включенных параллельно электронных ламп (L_2 , L_3 и L_4). Величиной сопротивления для постоянного тока этих ламп управляет напряжение, снимаемое с анода усилительной лампы (L_1). Потенциал сетки последней — функция фототока, фотоэлемента Φ , освещаемого лампочкой, включенной параллельно сопротивлению R_1 в цепи обмотки электромагнита. Уменьшение тока, протекающего в обмотке, вызывает уменьшение накала нити этой лампочки, понижение потенциала сетки

лампы L_1 , повышение ее анодного напряжения и уменьшение сопротивления проходных ламп (L_2 , L_3 и L_4). Поэтому ток подмагничивания возрастает, и напряжение генератора, питающего магнит, увеличивается. Установка позволяла поддерживать постоянной величину тока через магнит с точностью до $\pm 0,05\%$.

В приведенных схемах не указан ряд элементов, необходимых для их регулировки перед началом работы, и элементов, предохраняющих схему от возникновения в ней паразитных колебаний. Причиной их появления могут служить флуктуации анодного тока лампы, колебания зеркала гальванометра, случайные наводки и т. д. Борьба с паразитными колебаниями оказывается весьма сложной.

Иногда в системах стабилизации тока таких больших электромагнитов, как электромагнит циклотрона, применяют двойную стабилизацию. В этом случае режимом машинного генератора управляют сигналы, пропорциональные не только падению напряжения на сопротивлении R_1 , но также и скорости изменения этого напряжения. Это увеличивает скорость срабатывания схемы стабилизации, позволяет избавиться от ряда паразитных явлений и улучшает качество стабилизации. Полные схемы таких стабилизаторов значительно сложнее приведенных здесь.

ЛИТЕРАТУРА

1. Харкевич Л. А. Спектры и анализ. Гостехиздат, 1952.
2. Элмор Э. и Сендс М. Электроника в ядерной физике. Изд. Ин. лит., М. 1951.
3. Erickson R. a. Sommer H. Proc. Inst. of Rad. Eng. **38**, 1036 (1950).
4. Детали и элементы радиолокационных станций, т. 1. Перевод с английского под ред. А. Я. Брейтбарга. Сов. радио, М. 1952.
5. Trevor J. Electronics **18**, № 6, 135 (1943).
6. Lester J. Electronics **19**, № 4, 147 (1946).
7. Blewlett J. Proc. Inst. of Rad. Eng. **35**, 1580 (1947).
8. Kallman H. Proc. Inst. of Rad. Eng. **34**, 646 (1946).
9. Крейцер В. Л. Видеоусилители. Сов. радио, М. 1952.
10. Цикин Г. С. Радиотехника **7**, № 3, 24 (1952).
11. Лурье О. Б. ЖТФ **9**, вып. 1 (1939).
12. Young C. W. Electronics **20**, № 11, 116 (1950).
13. Walkers W. Electronics **24**, № 3, 126 (1951).
14. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты. Связьиздат, М. 1939.
15. Ризкин А. А. Электросвязь № 1, 1941.
16. Wheeler S. Proc. Inst. of Rad. Eng. **34**, № 2 (1936).
17. Боде Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. Изд. Ин. лит., М. 1948.
18. Лурье О. Б. ЖТФ **19**, № 8 (1949).
19. Лурье О. Б. Радиотехника **6**, № 4 (1951).
20. Крейцер В. Л. Изв. Электропр. сл. тока № 4—5, 54 (1940).
21. Flood T. Wireless Eng. **28**, № 335, 231 (1951); Вестник информации № 22, 12 (1951).
22. Ризкин А. А. Научно-техн. сб. ЛЭИС, № 6 (1934).
23. Грановский В. Л. Электрические флюктуации. М. 1936.
24. Гольдман С. Гармонический анализ, модуляция и шумы. Изд. Ин. лит., М. 1951.
25. Бунимович В. И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. Сов. радио, М. 1951.
26. Glass F. Rev. Sc. Instr. **20**, № 4, 239 (1949).
27. Oakes F. Electronic Eng. **22**, 57 (1950); Вестник информации № 11, 16 (1950).
28. Лютов С. А. Индустриальные помехи и борьба с ними. Госэнергоиздат, М.—Л. 1951.
29. Hansen W. Journ. Appl. Phys. **16**, 528 (1945).
30. Plowman I. Electronic Eng. **21**, 338 (1949); Вестник информации № 2, 4 (1949).
31. Цикин Г. С. Радиотехника **7**, № 3, 24 (1952).
32. Миттельман Л. В. Радиотехника **6**, № 6, 48 (1951).
33. Garner L. Rad. a. Tel. News **44**, № 2, 44 (1950).
34. Wells O. Wir. World **56**, № 1, 35 (1951).
35. Tomlinson T. Electronic Eng. **21**, 204 (1949).
36. Бонч-Бруевич А. М. ЖТФ **22**, 259 (1951).

37. Schultz M. Proc. Inst. of Rad. Eng. **38**, 475 (1950).
38. Johnson E. a. Johnson A. Phys. Rev. **50**, 170 (1936).
39. Waddel R. Rev. Sc. Instr. **10**, 311 (1939).
40. Jordan W. a. Bell P. Rev. Sc. Instr. **18**, 703 (1947).
41. Magee F., Bell P. a. Jordan W. Rev. Sc. Instr. **23**, 30 (1952).
42. Chase R. a. Higginbotham W. Rev. Sc. Instr. **23**, 34 (1952).
43. Lewis L. a. Robinson J. Rev. Sc. Instr. **21**, 593 (1950).
44. Higginbotham W., Galaher J. a. Sands M. Rev. Sc. Instr. **18**, 706 (1947).
45. Ginzton F., Hewlett W., Jasbery J. a. Noe J. Proc. Inst. of Rad. Eng. **36**, 956 (1948).
46. Wheeler H. Proc. Inst. of Rad. Eng. **27**, 429 (1939).
47. Rudenberg H. a. Kennedy F. Electronics **22**, № 11, 106 (1949).
48. Horton W., Jasbery J., Noe J. Proc. Inst. of Rad. Eng. **38**, 748 (1950).
49. Copson A. Electrical Eng. **69**, 893 (1950).
50. Marshall J. Rev. Sc. Instr. **21**, 1010 (1950).
51. Cormak A. Electronic Eng. **24**, 144 (1952).
52. Manrice E. a. Minus P. Wir. Eng. **24**, № 6 (1947).
53. Kelley G. Rev. Sc. Instr. **21**, 71 (1950).
54. Колосов А. А. Резонансные системы и резонансные усилители. Связьиздат, М. 1949.
55. Волин М. Л. Усилители промежуточной частоты. Сов. радио, М. 1950.
56. Ламповые усилители. Перевод с английского под ред. В. И. Сушкевича. Сов. радио, М. 1950.
57. Сушинский М. М. ЖЭТФ **20**, 304 (1950).
58. Ginzton E. Electronics **17**, № 3, 98 (1944).
59. Jannone F. a. Baller H. Electronics **19**, № 10, 106 (1946).
60. Bishop P. Electronic Eng. **21**, 61 (1950).
61. Williamis E. Electronic Eng. **16**, 509 (1944).
62. Hafstad L. Phys. Rev. **44**, 201 (1933).
63. Miller S. Electronics **14**, № 11, 27 (1941).
64. Bishop P. a. Harris E. Rev. Sc. Instr. **21**, 366 (1950).
65. Harris E. a. Bishop P. Electronic Eng. **21**, 332 (1949).
66. Sowerby J. Wir. World **56**, 293 (1950).
67. Соколов А. А. Электричество № 10, 74 (1949).
68. Круссер Б. В. ЖТФ, **17**, 63 (1947).
69. Miller S. Wir. World **48**, 111 (1942).
70. Goldbery A. Proc. Inst. of Rad. Eng. **32**, 330 (1944).
71. Roberts A. Rev. Sc. Instr. **10**, 181 (1939).
72. Thomas H. Electronics **19**, № 12, 130 (1946).
73. Liston M., Quinn C., Sargent W. a. Scott G. Rev. Sc. Instr. **17**, 195 (1946).
74. Sear S. Electronics **13**, № 1, 28 (1940).
75. Theron J. Journ. of Sc. Instr. **26**, 233 (1949).
76. Shafer C. Electronics **23**, № 3, 104 (1950).
77. Kanke J. Rad. a. Tel. News **43**, № 5, 64 (1950).
78. Black L. a. Scott M. Proc. Inst. of Rad. Eng. **28**, 269 (1940).
79. Шинтльмейстер И. Электронная лампа как прибор для физических измерений. ГТТИ, М—Л, 1949.
80. Царев Б. П. Усп. физ. наук **35**, 251 (1948).
81. Кацман Ю. А. ЖТФ **7**, 405 (1937).
82. Macdonald P. Physics **7**, 265 (1936).
83. Gabus K. a. Pool M. Rev. Sc. Instr. **8**, 196 (1937).
84. Nielsen C. Rev. Sc. Instr. **18**, 18 (1947).
85. Presscott J. Rev. Sc. Instr. **19**, 553 (1948).
86. Grawford K. Electronic Eng. **20**, 227 (1948).
87. Чечик Н. О. Доклады АН СССР **56**, 157 (1947).
88. Лопашин Б. А. Заводская лаборатория **14**, 1004 (1948).

89. Lafferty T. a. Kingdon K. J. Appl. Phys. **17**, 894 (1943).
90. Penik D. Rev. Sc. Instr. **6**, 115 (1935).
91. Чечик Н. О. Заводская лаборатория **14**, 423 (1948).
92. Du-Bridge L. a. Brown Rev. Sc. Instr **4**, 532 (1934).
93. Barth G. Zeit. f. Phys. **87**, 399 (1934).
94. Wyatt D. Journ. of Sc. Instr. **26**, 13 (1949).
95. Elliot A. Electronic Eng. **20**, 317 (1948).
96. Никонов В. и Куликовский П. Астрономич. журн. **16**, 54 (1939).
97. Павлов Н. Н. Труды Пулк. Обсерватории **14** (1946).
98. Blocker, W. Kenney R. a. Panofsky W. Phys. Rev. **79**, 419 (1950).
99. Galdwell P. Rev. Sc. Instr. **19**, 85 (1948).
100. Heidelberg Q. a. Rense W. Rev. Sc. Instr. **11**, 386 (1940).
101. Caldecourt V. Rev. Sc. Instr. **10**, 748 (1949).
102. Peirson D. Electronic Eng. **22**, 48 (1950).
103. Nier A., Ney E. a. Ingharm M. Rev. Sc. Instr. **18**, 294 (1947).
104. Le Gaine H. a. Waghorne I. Canad. J. of Research **19**, № 2 (1941).
105. Reese H. Nucleonics **6**, 41 (1950).
106. Ляшенко В. И. и Павленко А. М. Труды Всесоюзного совещания по катализу 1948. АН УССР, Киев 1950.
107. Waddel R. Rev. Sc. Instr. **19**, 31 (1948).
108. Имянитов И. М. ЖТФ **19**, 1020 (1949).
109. Phillips G. Nature **165**, 895 (1950).
110. Gunn R. Phys. Rev. **40**, 307 (1932).
111. Pichlmaier. Die Messtechnik **3**, 35 (1940).
112. Rust H. a. Endesfelder. Zeit. f. Angew. Phys. **2**, 39 (1950).
113. Rust H. Zeit. f. Angew. Phys. **2**, 290 (1950).
114. Palevsky H., Swank R. a. Grenchik. R. Rev. Sc. Instr. **18**, 298 (1947).
115. Scherbatskoy S., Gelmartin T. a. Swift G. Rev. Sc. Instr. **18**, 415 (1947).
116. Пумпер Е. Я. Обзор новых работ по электрометрии — приложение к книге И. Шинтльмейстера [79].
117. Лопатин Б. А. Ламповые гальванометры постоянного тока. Госэнергоиздат, Л.—М. 1952.
118. Шульман А. Р. и Шепсенов М. А. Сборник посв. 70-летию акад. А. Ф. Иоффе, 510. АН СССР, М. 1950.
119. Модель З. И. и Невяжский И. Х. Радиопередающие устройства. Связьиздат, М. 1950.
120. Дробов С. А. Радиопередающие устройства. Воениздат, М. 1951.
121. Шкурин Г. П. Справочник по электроизмерительным и радиоизмерительным приборам. Военно-морское изд., М. 1950.
122. Сифоров В. И. Изв. электропр. сл. тока № 10, 4 (1940).
123. Terman F., Buss R., Howlett W. a. Chanhil F. Proc. Inst. of Rad. Eng. **27**, 649 (1939).
124. Gallacher J. Rad. a. Tel. News **45**, 62 (1951).
125. Butler F. Electronic Eng. **21**, 140 (1949).
126. Андронов А. А. и Хайкин С. Э. Теория колебаний. ОНТИ, М.—Л. 1937.
127. Железнов Н. А. Радиотехнические устройства управляющих колебаний. Изд. ЛКВВИА, Л. 1949.
128. Штейншлейгер В. Б. Изв. электропр. сл. тока. № 8, 28 (1940).
129. Williams E., Aldrich D. a. Woodford J. Proc. Inst. of Rad. Eng. **38**, 60 (1950).
130. Vanerjee B. Ind. Journ. Physics **25**, 329 (1951).
131. Chang Sing. Electronic Eng. **21**, 102 (1949); Вестник информаций № 22, 14 (1949).
132. Chang Sing a. Chu Yao-J. Electronic Eng. **24**, 270 (1952).
133. Толстой Н. А. и Феофилов П. П. УФН **41**, 44 (1950).
134. Арифов У. А. и Ловцов В. М. ДАН СССР **75**, 365 (1950).

135. Архангельская В. А. и Бонч-Бруевич А. М. ДАН СССР **77**, 229 (1951).
136. Garner L. Rad. a. Tel. News **45**, 67 (1951).
137. Bahandall P. Wir. World **54**, 6 (1948).
138. Roddam T. Wir. World **56**, 8 (1950).
139. Бонч-Бруевич А. М. ЖТФ **22**, 259 (1952).
140. Паккл О. С. Генераторы развертки. Госэнергоиздат, М. 1948.
141. Катаев С. И. Генераторы импульсов телевизионной развертки. Госэнергоиздат, М.—Л. 1951.
142. Современный катодный осциллограф. Сб. статей под ред. И. С. Абрамсона. Изд. Ин. лит., М. 1951.
143. Sulzer P. Rev. Sc. Instr. **20**, 78 (1949).
144. Генерирование электрических колебаний специальной формы. Пер. с англ. под ред. Л. Ю. Блюмберга и Т. Р. Брахмана. Изд. Сов. радио, М. 1951.
145. Мигулин В. В. и Левитас Д. М. ЖТФ **17**, № 10, 1947.
146. Меерович Л. А. Изв. АН СССР, отд. техн. наук, № 1 (1946).
147. Ицхоки Я. С. Импульсная техника. Изд. Сов. радио, М. 1949.
148. Крылов Н. Н. Импульсная техника. Связьиздат, М. 1950.
149. Лукин Ф. В. Радиотехника **2**, № 4 (1947).
150. Бонч-Бруевич А. М. Труды Академии ВЭТАС № 7, 83 (1944).
151. Wells F. Journ. Br. IRE **11**, 491 (1951); Вестник информации № 5, 1 (1952).
152. Кораблев Л. Н. ДАН СССР **75**, 375 (1950).
153. Cook-Jarborough E. Journ. Br. Inst. Rad. Eng. **11**, 367 (1951).
154. Ahmed R. Ind. Journ. of Phys. **25**, 99 (1951).
155. Арденне М. Электроннолучевые трубки и их применение в технике слабых токов. Радиоиздат, М. 1936.
156. Стекольников И. С. Электронный осциллограф. Госэнергоиздат, М. 1949.
157. Von Ardenne M. Hochf. u. Electroak. **54**, 181 (1939).
158. Lee G. Proc. Inst. of Rad. Eng. **34**, 120W (1946).
159. Atwood H. a. Owen R. Electronics **17**, № 12, 110 (1944).
160. Abenhouse R. Electronics **22**, № 8, 106 (1949).
161. Kelley G. Rev. Sc. Instr. **21**, 71 (1950).
162. Reyner J. Electronics **21**, № 7, 102 (1948).
163. Бонч-Бруевич А. М. ДАН СССР **82**, 371 (1951).
164. Мамырин Б. А. ЖТФ **23**, 904 (1953).
165. Fitch V. a. Titterton W. Rev. Sc. Instr. **18**, 821 (1947).
166. McMillan D. Electronic. Eng. **18**, 21 (1946).
167. Richter W. Electronics **17**, № 9, 128 (1944).
168. Bennet A. Electronic Eng. **23**, 81 (1951).
169. Ruark A. a. Brammer F. Phys. Rev. **52**, 322 (1937).
170. Alaoglu L. a. Smith N. Phys. Rev. **53**, 832 (1938).
171. Blackman M. a. Michiely. Pros. Phys. Soc. **60**, 559 (1948).
172. Elmor W. Nucleonics **6**, 26 (1950).
173. Льюис В. Б. Методы электрического счета альфа- и бета-частиц. Гостехиздат, 1947.
174. Cooke-Jarborough E., Bradwell J., Florida G. a. Howles G. Proc. Inst. Electr. Eng. **97**, p. III, № 3, 108 (1950).
175. Sharpless T. Electronics **21**, № 3, 122 (1948).
176. Aström B. Rev. Sc. Instr. **21**, 323 (1950).
177. Montgomery G. Journ. Appl. Phys. **22**, 780 (1951).
178. Potter J. Electronics **17**, № 6 (1944).
179. Lowde R. Journ. of Sc. Instr. **24**, 322 (1947).
180. Rotblat J., Sayle E. a. Thomas D. Journ. of Sc. Instr. **25**, 33 (1948).
181. Collinge S. a. Tai C. Journ. of Sc. Instr. **28**, 58 (1951).
182. Lewis J. a. Roffle J. Journ. of Sc. Instr. **27**, 7 (1950).

183. Lorentz E., Weikel I. a. Norton S. Rev. of Sc. Instr. **17**, 276 (1946).
184. Kip A., Bousquet A., Evans A. a. Tuttle W. Rev. of Sc. Instr. **17**, 323 (1946).
185. Schultz H. Rev. of Sc. Instr. **18**, 223 (1947).
186. Elmor W. Nucleonics **2**, № 4, 43 (1948).
187. Санин А. А. Радиотехнические методы исследования излучений. Гостехиздат, 1951.
188. Smith G. Electronic Eng. **24**, 15 (1952).
189. Bolequet A. Nucleonics **4**, № 2, 67 (1949).
190. Cooke-Jarborough E. Proc. Inst. Electr. Eng. **98**, II, № 62, 91 (1951).
191. Westcott C. a. Hanna G. Rev. Sc. Instr. **20**, 181 (1949).
192. Parson I. Proc. Inst. of Rad. Eng. **37**, 564 (1949).
193. Adler R. Electronics **23**, № 2, 82 (1950).
194. Francis J., Bell B. a. Gundlach G. Rev. Sc. Instr. **22**, 133 (1951).
195. Cooke-Jarborough E. Journ. of Sc. Instr. **26**, 96 (1949).
196. Wells F. Journ. of Sc. Instr. **29**, 111 (1952).
197. Epstein J. Journ. of Sc. Instr. **28**, 41 (1951).
198. Fairstein E. Rev. Sc. Instr. **22**, 761 (1951).
199. Wilson R. Journ. of Sc. Instr. **29**, 70 (1952).
200. Freundlich H., Hincks E. a. Ozeroff W. Rev. Sc. Instr. **18**, 90 (1947).
201. Elmor W. Nucleonics **6**, № 3, 16 (1948).
202. Moody N., Battel W., Howell W. a. Taplin R. Rev. Sc. Instr. **22**, 551 (1951).
203. Wilkinson D. Proc. Phil. Soc. **46**, № 3, 508 (1950); УФН **43**, 148 (1951).
204. Glen W. Nucleonics **9**, № 6, 24 (1951).
205. Watkins P. Rev. Sc. Instr. **20**, 495 (1949).
206. Kelly G. Nucleonics **10**, № 4, 34 (1952).
207. Hofstadter R. a. McInture J. Rev. Sc. Instr. **21**, 52 (1950).
208. Kurshan J. Rev. Sc. Instr. **18**, 647 (1947).
209. Stall P., Walter M. u. Zünti W. Helv. Phys. Acta **21**, 177 (1948).
210. Жданов Г. Б. и Наумов А. А. ЖЭТФ **19**, 73 (1949).
211. Калашникова В. И. ЖЭТФ **12**, 201 (1942).
212. Schultz H. a. Pollard E. Rev. Sc. Instr. **19**, 617 (1948).
213. Smaller B. a. Avery E. Rev. Sc. Instr. **22**, 341 (1951).
214. Schultz H. a. Beringer R. Rev. Sc. Instr. **19**, 424 (1948).
215. Корблев Л. Н. ДАН СССР **62**, 215 (1948).
216. Howland B., Schroeder C. a. Shipman J. Rev. Sc. Instr. **18**, 551 (1947).
217. Bay Z. a. Papp G. Rev. Sc. Instr. **19**, 565 (1948).
218. Norton G. a. Robinson K. Nucleonics **4**, № 2, 24 (1949).
219. Baldinger E., Huber P. a. Mayer K. Rev. Sc. Instr. **19**, 473 (1949).
220. Shrader E. Rev. Sc. Instr. **21**, 883 (1950).
221. Elmore W. Rev. Sc. Instr. **21**, 649 (1950).
222. Lundby A. Rev. Sc. Instr. **22**, 324 (1951).
223. Meyer K., Baldinger E., Hahn B., Huber P. Helv. Phys. Acta **22**, 420 (1949).
224. Moran R. Electronics **20**, № 10, 120 (1947).
225. Hershberger W. Proc. Inst. of Rad. Eng. **32**, 205 (1946).
226. East T. a. Standing A. Journ. of Sc. Instr. **26**, 236 (1949).
227. Emric R. Rev. Sc. Instr. **18**, 150 (1948).
228. Pitman D. Electronic Eng. **20**, 384 (1948).
229. Shade O. Proc. Inst. of Rad. Eng. **31**, 158 (1943).
230. Woodyard J. Electrical Eng. **69**, 720 (1950).
231. Heher H. a. Pickering W. Rev. Sc. Instr. **12**, 143 (1941).
232. Бонч-Бруевич А. М. Труды Академии № 7, 83 (1944). ВЭТАС, Л.

233. Hunton R. Rev. Sc. Instr. **10**, 176 (1939).
 234. Watts P. Rev. Sc. Instr. **21**, 342 (1950).
 235. Michaelis M. Electronic Eng. **22**, 112 (1950).
 236. Siezen G. a. Kerkhof F. Proc. Inst. of Rad. Eng. **36**, 401 (1948).
 237. Ramsey W. Electronics **23**, 98 (1950).
 238. Гольдреер И. Г. Стабилизаторы напряжения. Госэнергоиздат, Л.—М. 1952.
 239. Петров В. В. и Пионтковский Б. А. Стабилизаторы напряжения и тока. Связьиздат, М. 1952.
 240. Мазель К. Б. Выпрямители и стабилизаторы напряжения. Госэнергоиздат, М.—Л. 1951.
 241. Рагозин Ю. Д. Тр. Моск. энерг. ин-та им. Молотова, вып. 4.
 242. Benson F. Journ. of Sc. Instr. **28**, 186 (1951).
 243. Benson F. Journ. of Sc. Instr. **28**, 339 (1951).
 244. Мазель К. Б. Радиотехника **6**, № 5, 53 (1951).
 245. Luo P. Proc. Inst. of Rad. Eng. **36**, 583 (1948).
 246. Wance A. a. Shumard C. Electronics **24**, № 12, 109 (1951).
 247. Williams J. Rad. a. Tel. News **46**, 68 (1951).
 248. Гейман И. И. Труды ВНИИМ, вып. 6 (1949).
 249. Scroggie Wir. World **54**, 416 (1948).
 250. Sulzer P. Electronics **23**, № 12, 162 (1950).
 251. Morton C. Electronic Eng. **24**, 65 (1952).
 252. Graham R., Harkins M. a. Thode M. Journ. Sc. Instr. **24**, 119 (1947).
 253. Rogers E. Rev. Sc. Instr. **10**, 104 (1939).
 254. Lawson J. a. Taylor A. Rev. Sc. Instr. **10**, 304 (1939).
 255. Perry T. Phys. Rev. **53**, 943 (1939).
 256. Danforth W. Rev. Sc. Instr. **10**, 211 (1939).
 257. Gilbert P. Proc. Inst. of Rad. Eng. **24**, 1239 (1936).
 258. Henderson M. a. White M. Rev. Sc. Instr. **9**, 19 (1938).
 259. Smitz W. u. Wielbe W. Zeit. Techn. Phys. **24**, 200 (1943).
-

Бонч-Бруевич Алексей Михайлович

Применение электронных ламп
в экспериментальной физике

Редактор *Ю. В. Новожил*
Техн. редактор *К. М. Волчок*
Корректор *А. И. Исакова*

Подписано к печати 11/XII 1954 г.
Бумага 60×92/16. Физ. печ. л. 41,0.
Усл. печ. л. 41,0. Уч.-изд. л. 44,2.
Т-08492. Тираж 20 000 экз. Заказ № 27.
Цена 23 р. 60 к.

Государственное издательство
технико-теоретической литературы.
Москва, Б. Калужская, 15.

Министерство культуры СССР.
Главное управление полиграфической
промышленности.
4-я тип. им. Евг. Соколовой,
Ленинград, Измайловский пр., 29

Отпечатано с матриц
2-й тип. «Печатный Двор»
им. А. М. Горького.

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ТЕХНИКО-ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

ИМЕЮТСЯ В ПРОДАЖЕ КНИГИ:

Грановский В. Л., Электрический ток в газе, том I.
Общие вопросы электродинамики газов. Стр. 432. Ц. 23 р. 10 к.

Льюис В. Б., Методы электрического счета альфа
и бета частиц. Перевод с англ. Н. Н. Воронова, под ред.
Г. Д. Латышева. Изд. 2. Стр. 164. Ц. 3 р. 85 к.

Сена Л. А., Столкновение электронов и ионов с
атомами газа. (Современные проблемы физики.) Стр. 216.
Ц. 7 р. 50 к.

Стекольников И. С., Электронная осциллография
кратковременных процессов. (Физико-математиче-
ская библиотека инженера.) Стр. 258. Ц. 7 р. 70 к.

Сушкин Н. Г., Электронный микроскоп. (Физико-мате-
матическая библиотека инженера.) Стр. 276. Ц. 8 р. 40 к.

*Книги продаются в книжных магазинах и высылаются также
почтой наложенным платежом без задатка всеми респуб-
ликанскими, краевыми и областными отделениями*

«КНИГА - ПОЧТОЙ».

