

И. Л. КАГАНОВ

**ЭЛЕКТРОННЫЕ  
И ИОННЫЕ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

И. Л. КАГАНОВ  
Профессор, доктор технических наук

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ИОННЫЕ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ  
(ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ)

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ  
ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

*Допущено Министерством высшего образования СССР  
в качестве учебника для энергетических  
и электротехнических вузов и факультетов*



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
МОСКВА 1950 ЛЕНИНГРАД

*В данной книге, являющейся первой частью курса «Основы промышленной электроники», изложена физическая теория действия, описано устройство и даны характеристики электронных приборов, используемых в промышленности, а также приведены основные схемы применения и дан расчет схем. Первая глава содержит теорию работы выпрямительных схем. Следующие главы посвящены полупроводниковым и электронным вентилям, электронным вентилям с сетками, усилителям, генераторам, фотоэлементам и электронно-лучевым приборам.*

*Книга является учебником для студентов вузов всех электротехнических специальностей, а также может служить руководством для инженеров, работающих в области промышленной электроники.*

Редактор *И. В. Аятик*

Технический редактор *Л. М. Фридкин*

Сдано в пр-во 16/VI 1950 г.

Подписано к печати 7/VIII 1950 г.

Объем п. л. 41,5

Уч.-изд. л. 43,5.

Тираж 10 000 экз.

Формат бумаги 60×92<sup>1</sup>/<sub>16</sub>

T-06517

Заказ 190

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Последние десятилетия знаменуют собой особенно мощное развитие электроники. Наряду с гигантскими успехами, достигнутыми с помощью электроники в радиотехнических устройствах, росло и многогранно развивалось внедрение электроники и в различного рода промышленные устройства. Эти применения и определили собой область техники, которая получила название промышленной электроники.

По своему назначению промышленная электроника может быть разбита на две ветви:

- а) электроника систем управления и измерения;
- б) электроника систем преобразования тока или энергетическая электроника.

Электроника систем управления получила свое преемственное развитие от радиотехнической электроники, открывшей путь к широкому распространению радиотехники, начало развития которой было положено знаменитыми работами изобретателя радио А. С. Попова.

Дальнейшие этапы радиотехники, как и сопутствующее ей развитие промышленной электроники, были тесно связаны с постановкой производства усилительных и генераторных ламп.

Несмотря на серьезные запросы, предъявленные вновь развивающимися отраслями техники к производству электронных ламп, и наличия с 1914—1915 гг. разработанных Н. Д. Палекси усилительных ламп, дело это до Великой Октябрьской социалистической революции шло крайне медленно. Причины этого заключались главным образом в технической отсталости царской России и в рабологии реакционных правящих классов перед иностранной наукой и техникой. Только после Великой Октябрьской социалистической революции, когда специальным указанием В. И. Ленина была создана Нижегородская радиолаборатория для разработки усилительных и генераторных ламп и были объединены в одно крупное производство разрозненные мелкие предприятия в Ленинграде, производство электронных усилительных и генераторных ламп начало налаживаться. Еще на ранней стадии их развития значительное усовершенствование в лампы было внесено работами

М. А. Бонч-Бруевича и А. А. Чернышева, предложившего к использованию подогревный катод. Большое влияние на дальнейшее развитие ламповой техники имели работы коллектива сотрудников завода «Светлана», работавшего под руководством С. А. Векшинского.

Явление фотоэмиссии, открытое в 1888 г. А. Г. Столетовым, положило начало развитию фотоэлектронных приборов. Разработка и внедрение в промышленность первых отечественных типов фотоэлектронных приборов проходило под руководством П. В. Тимофеева.

В системах энергетической электроники получили преимущественное применение ионные приборы (ртутные вентили, газотроны и тиратроны). Первые отечественные типы ртутных вентилях в стеклянном исполнении были разработаны и изготовлены под руководством В. П. Вологодина, а металлические ртутные вентили — под руководством В. К. Крапивина. Первые отечественные промышленные типы газотронов и тиратронов, а также ртутных вентилях с многократным зажиганием (игнитронов) были разработаны на заводе «Светлана» под руководством Ю. Д. Болдыря и А. М. Шерешевского. Пионерские разработки этих приборов проводились во Всесоюзном электротехническом институте.

Развитию и широкому внедрению в производство полупроводниковых вентилях много способствовали исследовательские работы, которые проводились в Физико-техническом институте Академии наук под руководством А. Ф. Иоффе.

Развитие приборов сопровождалось одновременно и развитием преобразовательных схем. Разработке таких схем посвятили ряд исследований В. Ф. Миткевич, А. П. Гершуи, Н. Д. Папалекси, Г. И. Бабат и др.

Организация на основе пионерских разработок выпуска первых партий промышленных типов приборов явилась лишь первым этапом в том широком плане развития, которое получило производство электронных и ионных приборов в Советском Союзе. Наряду с промышленностью, производящей широкую номенклатуру приборов для радиотехнической и промышленной электроники, у нас создан ряд специализированных производств, выпускающих комплектные промышленные электронные и ионные устройства.

По мере развития промышленности число творцов и новаторов этого вида техники, располагающих в нашем социалистическом государстве исключительно благоприятными условиями для своего творчества, необычайно выросло.

Отдельные имена их, приведенные в соответствующих главах книги в связи с описанием выполненных ими разработок, составляют лишь небольшой отряд из той многочисленной плеяды ученых, инженеров и техников, которые, следуя при-

зыву вождя нашей партии и народа И. В. Сталина, создают новейшие образцы техники, поднимая уровень производства нашей социалистической промышленности, и добиваются высоких показателей в работе энергетических систем.

Сейчас, когда перед нашей страной стоит задача всемерного увеличения производительности труда и систематической ликвидации противоположности между трудом умственным и трудом физическим, особую роль приобретает автоматизация станков и орудий производства, а также всех звеньев энергетических систем. Ведущим звеном в автоматизации является электроника управления.

При решении задачи переброски энергии на сверхдальние расстояния, что имеет для нашей страны особенное значение, несомненно, будут реализованы те значительные преимущества, которыми обладает постоянный ток в звене передачи энергии. Не менее важна роль энергетической электроники и при решении других проблем в планах развития нашего народного хозяйства (электрификация транспорта, цветная металлургия, химическая промышленность).

Прогрессивная роль электроники в самых различных областях техники выдвигает перед высшими техническими учебными заведениями, в первую очередь перед энергетическими и электротехническими институтами, неотложную задачу — вооружить кадры молодых инженеров достаточно прочными знаниями основ электроники.

Этим и объясняется то серьезное внимание, которое Министерство высшего образования уделяет вопросам постановки преподавания промышленной электроники в первую очередь на электротехнических специальностях электротехнических и энергетических вузов. Для всех этих специальностей принята единая программа курса «Промышленная электроника», объем преподавания по которой отличается только числом часов, отводимых по разным разделам курса, на отдельных специальностях.

В соответствии с утвержденной программой и составлен настоящий учебник «Основы промышленной электроники», выходящий двумя частями: 1) электронная техника и 2) силовая техника. Эта книга является дальнейшим развитием учебника «Электронные и силовые преобразователи», вышедшего двумя изданиями в 1937 г. и 1940 г. От предыдущих изданий книга отличается тем, что в ней значительно больше внимания уделено приборам и схемам, применяемым в электронных системах управления. Так, электронные усилители, приобретшие исключительное значение в таких системах, выделены в самостоятельную главу. Раздел об электронных генераторах в связи с широким и все нарастающим применением высокой частоты в разного рода промышленных устройствах, значительно рас-

ширен и также выделен в самостоятельную главу. В связи с ростом промышленного применения полупроводниковых вентилях и фотоэлементов главы, им посвященные, заметно расширены.

Новая глава «Электронно-лучевые приборы и их применение» освещает физические свойства, рабочие характеристики и роль этих приборов в современной электронике.

Во второй части книги введена новая глава «Приборы тлеющего разряда» и значительно обновлены главы, посвященные приборам с накаленным и ртутным катодом, в связи с теми усовершенствованиями, которые эти приборы получили за последние 10 лет.

В определении содержания и построения плана изложения отдельных глав книги и книги в целом нашла свое отражение та постановка учебного процесса по курсу «Промышленная электроника», которая проводится на разных специальностях и специализациях Московского ордена Ленина энергетического института им. В. М. Молотова коллективом кафедры Пром-электроники в течение ряда лет. На тех специальностях, где число часов по учебному плану недостаточно для полного охвата всех разделов программы, при разбивке книги по параграфам предусмотрена возможность частичного ознакомления студентов с тем или иным разделом по книге в соответствии с разметкой преподавателя.

Рукопись книги была подвергнута детальному обсуждению коллективом преподавателей кафедры «Промышленная электроника» МЭИ. Результаты этого обсуждения были учтены автором при окончательной обработке рукописи для печати.

С благодарностью автор принял также ряд замечаний, которые были сделаны проф. П. В. Тимофеевым по главе «Фотоэлементы», С. Н. Кризе по главе «Усилители» и проф. Г. А. Тягуновым по главе «Электронные вентилях».

Автор благодарит также рецензентов проф. В. Ф. Власова и Г. И. Бабага за выполненный им большой труд по просмотру рукописи при подготовке к печати.

*Автор*

## СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	13

### Глава первая

#### Общая теория выпрямления тока

1-1. Выпрямление как один из видов преобразования тока . . . . .	18
1-2. Простейшая схема выпрямления. Основные определения . . . . .	19
1-3. Типы электрических вентиляв и их классификация . . . . .	21
1-4. Основные требования к вентилям . $\sqrt{\quad}$ . . . . .	23
1-5. Присоединение вентиляльного комплекта к сети через трансформатор. Исходные и искомые величины при расчете схем . . . . .	25
1-6. Однополупериодное выпрямление однофазного тока . . . . .	28
1-7. Двухполупериодное выпрямление однофазного тока . . . . .	34
а) Схема с нулевым выводом . . . . .	34
б) Однофазная мостовая схема . . . . .	38
1-8. Выпрямление трехфазного тока . . . . .	40
а) Схема с нулевым выводом . . . . .	40
б) Трехфазная мостовая схема . . . . .	48
1-9. Работа выпрямителя на активное сопротивление и индуктивность . . . . .	53
а) Однополупериодное выпрямление . . . . .	53
б) Двухполупериодное выпрямление . . . . .	58
1-10. Работа выпрямителя на активное сопротивление и емкость . . . . .	60
1-11. Работа выпрямителя на встречную э. д. с. . . . .	65
а) Ограничение тока активным сопротивлением . . . . .	66
б) Ограничение тока индуктивностью . . . . .	69
1-12. Пульсации напряжения на выходе выпрямителя . . . . .	78
1-13. Сглаживающие фильтры . . . . .	81
а) Индуктивность как фильтр . . . . .	82
б) Емкость как фильтр . . . . .	83
в) Г-образный фильтр . . . . .	88
г) П-образный фильтр . . . . .	92
д) Фильтр с резонансными параллельными ветвями . . . . .	93
е) Фильтр с резонансными последовательными ветвями (фильтр-пробка) . . . . .	96
1-14. Мощность, к. п. д. и коэффициент мощности в цепях с выпрямителями . . . . .	97

### Глава вторая

#### Полупроводниковые вентили и их применение

2-1. Типы полупроводниковых вентиляв . . . . .	100
2-2. Технология и конструкция промышленных типов полупроводниковых вентиляв и вентиляльных комплектов . . . . .	102
а) Меднозакисные вентили . . . . .	102
б) Селеновые вентили . . . . .	105
в) Серийно-медные вентили . . . . .	108



2-3. Электропроводность металлов, изоляторов и полупроводников . . . . .	109
2-4. Теория вентильного действия . . . . .	115
2-5. Вольтамперная характеристика. Класс вентилях. Сопротивление вентилях . . . . .	117
2-6. Формовка вентилях . . . . .	123
2-7. Нестабильность характеристик вентилях. Старение, ползучесть . . . . .	125
2-8. Вентильная прочность. Пробивные напряжения вентилях . . . . .	127
2-9. Емкость вентилях . . . . .	129
2-10. Токи и напряжения в вентильном комплекте. Коэффициенты усреднения . . . . .	130
2-11. Потери мощности в вентильном комплекте . . . . .	136
2-12. Коэффициент полезного действия вентильного комплекта . . . . .	138
2-13. Нагрев вентильных столбов. Допускаемые токи нагрузки . . . . .	139
2-14. Расчет полупроводникового выпрямителя. Схема замещения. Внешняя характеристика. Параметры заводских вентильных столбов . . . . .	147
2-15. Расчет регулируемого вентильного моста. Схема замещения . . . . .	158
2-16. Расчет регулируемого моста при активно-индуктивной нагрузке . . . . .	160
2-17. Расчет регулируемого моста при активно-емкостной нагрузке . . . . .	171
2-18. Расчет регулируемого моста при активной нагрузке и встречной э. д. с. . . . .	174
2-19. Расчет параметров схемы замещения регулировочного реактора, включенного последовательно с вентильным мостом . . . . .	178
2-20. Применения полупроводниковых выпрямителей . . . . .	184
а) Зарядка аккумуляторных батарей . . . . .	185
б) Магнитный усилитель постоянного тока . . . . .	187
в) Бесконтактный быстродействующий регулятор тока . . . . .	189
г) Стабилизатор тока . . . . .	190
д) Самовозбуждение синхронных машин . . . . .	191
е) Компаундирование синхронных генераторов с коррекцией их напряжения . . . . .	191
ж) Питание маломощных двигателей . . . . .	193
з) Питание электролизных ванн . . . . .	193
и) Питание релейных схем . . . . .	193
к) Питание измерительных схем . . . . .	194
л) Схемы телеконтроля . . . . .	195
2-21. Новые типы полупроводниковых вентилях и их применение . . . . .	196
2-22. Испытание полупроводниковых вентилях . . . . .	198
а) Напряжение и ток в проводящем направлении . . . . .	198
б) Обратные токи . . . . .	199

### Глава третья

#### Электронные вентиля

3-1. Устройство и принцип действия . . . . .	199
3-2. Вакуум и свободный пробег . . . . .	200
3-3. Тепловые скорости молекул в газе. Функция распределения Максвелла . . . . .	202
3-4. Энергия электронов в металле. Потенциальный барьер на поверхности металла . . . . .	207
3-5. Термоэлектронная эмиссия . . . . .	209

3-6.	Влияние внешнего поля у катода на работу выхода. Эмиссия с активированных поверхностей. Активированные и оксидные катоды . . . . .	213
3-7.	Эмиссионные характеристики катода. Влияние объемного заряда, начальной скорости электронов и контактной разности потенциалов . . . . .	216
3-8.	Связь между анодным током и напряжением . . . . .	222
	а) Плоские электроды . . . . .	223
	б) Цилиндрические электроды . . . . .	225
3-9.	Анодная характеристика и параметры электронного вентиля . . . . .	229
3-10.	Мощность, рассеиваемая анодом . . . . .	233
3-11.	Безнакальные вентили. Автоэлектронная эмиссия . . . . .	234
3-12.	Вентильная прочность электронного прибора. Напряжение пробоя . . . . .	235
3-13.	Типы и параметры электронных вентиляей . . . . .	236
3-14.	Конструкции электронных вентиляей . . . . .	239
3-15.	Низковольтные электронные выпрямители. Расчет тигровой схемы . . . . .	244
3-16.	Электронные устройства высокого напряжения . . . . .	252
	а) Устройства для испытания изоляции кабелей . . . . .	253
	б) Высоковольтные питающие устройства постоянного тока. Схема удвоения напряжения . . . . .	255
	в) Питание рентгеновских трубок. Схема утроения напряжения . . . . .	257
3-17.	Детекторные электронные устройства . . . . .	258

#### Глава четвертая

##### Электронные лампы (вентили) с сеточным управлением

4-1.	Действие сетки в электронном вентиле . . . . .	259
4-2.	Учет совместного действия сетки и анода по эквивалентному напряжению. Расчетная формула для катодного тока . . . . .	263
4-3.	Статические характеристики триода при отрицательной сетке . . . . .	270
4-4.	Сеточные токи при отрицательной сетке . . . . .	275
4-5.	Статические характеристики триода при положительной сетке . . . . .	279
4-6.	Статические параметры ламп . . . . .	284
4-7.	Четырехэлектродная лампа (тетрод) . . . . .	294
4-8.	Пятиэлектродная лампа (пентод) . . . . .	301
4-9.	Комбинированные и преобразовательные лампы . . . . .	313
4-10.	Специальные типы электронных ламп . . . . .	317
	а) Электрометрические лампы . . . . .	317
	б) Электронный индикатор . . . . .	
4-11.	Флюктуации электрического тока в лампах (шумы) . . . . .	324
4-12.	Применение электронных ламп с сеточным управлением . . . . .	325

#### Глава пятая

##### Электронные усилители

5-1.	Простейшая схема усиления . . . . .	326
5-2.	Построение кривых токов и напряжений по анодным характеристикам . . . . .	331
5-3.	Типы усилителей. Искажения в схемах усиления . . . . .	338
5-4.	Классы усиления . . . . .	346

5-5. Выбор лампы и нагрузочного сопротивления при расчете одноконтурного усилителя мощности . . . . .	351
а) Выбор схемы и класса усиления . . . . .	352
б) Предварительный выбор типа лампы . . . . .	352
в) Определение величины нагрузочного сопротивления . . . . .	354
5-6. Расчет основных величин в одноконтурной схеме усиления мощности . . . . .	360
а) Аналитический метод расчета . . . . .	361
б) Графический метод расчета. Определение коэффициента нелинейности . . . . .	364
в) Расчет звена автоматического смещения . . . . .	368
5-7. Пример расчета каскада одноконтурного усилителя мощности . . . . .	370
5-8. Расчет выходного каскада мощности при двухконтурной схеме . . . . .	374
5-9. Пример расчета усилителя мощности при двухконтурной схеме . . . . .	385
5-10. Предвыходной каскад . . . . .	389
5-11. Усилитель тока. Каскад с катодной нагрузкой . . . . .	392
5-12. Расчет реостатно-емкостного усилителя напряжения . . . . .	395
5-13. Пример расчета реостатно-емкостного усилителя напряжения . . . . .	405
5-14. Усилители напряжения с трансформаторной и реакторной связью. Коррекция частотных характеристик . . . . .	407
5-15. Резонансный усилитель . . . . .	413
5-16. Обратная связь в усилителях. Развязывающие фильтры . . . . .	416
5-17. Усилители постоянного тока . . . . .	421
5-18. Схемы усилителей постоянного тока с ограниченной нестабильностью . . . . .	430
5-19. Импульсный усилитель постоянного тока . . . . .	437
5-20. Нелинейные усилители постоянного тока с положительной обратной связью (триггеры) . . . . .	440
5-21. Усилители с переменным анодным напряжением (фазовые усилители) . . . . .	443
5-22. Другие применения электронных ламп, связанные с усилением тока . . . . .	445
а) Электронные реле напряжения и тока . . . . .	445
б) Электронные реле времени . . . . .	448
в) Измерительный элемент в регуляторе напряжения . . . . .	449
г) Электронный стабилизатор напряжения . . . . .	451
д) Анодное и сеточное детектирование . . . . .	452
5-23. Электронные измерительные схемы и приборы . . . . .	455
а) Вольтметры постоянного тока . . . . .	455
б) Вольтметр переменного тока . . . . .	457
в) Электронный фазометр . . . . .	459
г) Электронный частотомер . . . . .	460
д) Измерение весьма малых токов . . . . .	461

## Глава шестая

### Электронные генераторы

6-1. Принципиальные схемы генераторов типа <i>LC</i> . . . . .	463
6-2. Генераторные лампы . . . . .	467
6-3. Влияние колебательного контура на работу генератора <i>LC</i> . . . . .	472
6-4. Анализ режима работы генератора . . . . .	478
6-5. Расчет генератора . . . . .	493

6-6.	Особенности промышленных схем генераторов $LC$ . . . . .	494
	а) Поверхностная закалка и плавка металлов . . . . .	494
	б) Высокочастотная пайка . . . . .	497
	в) Высокочастотный нагрев пластических масс . . . . .	498
	г) Подлая схема высокочастотного генератора . . . . .	499
6-7.	Импульс-генераторы типа $L$ . . . . .	501
6-8.	Генераторы синусоидальных колебаний типа $RC$ . . . . .	504
6-9.	Генераторы прямоугольных и остроконечных импульсов типа $RC$ . . . . .	506
	а) Генераторы с независимым управлением . . . . .	507
	б) Генераторы с полузависимым управлением . . . . .	509
	в) Генераторы с самовозбуждением . . . . .	512
	г) Генераторы с самовозбуждением и синхронизацией. Деление частоты . . . . .	513
6-10.	Генераторы пилообразных напряжений (генераторы развертки) . . . . .	515
6-11.	Генераторы ультракоротких и сантиметровых волн . . . . .	521
6-12.	Модуляция колебаний электронного генератора . . . . .	532

### Глава седьмая

#### Фотоэлектронные приборы и их применение

7-1.	Виды фотоэффекта и типы фотоэлементов . . . . .	539
7-2.	Законы внешнего фотоэффекта . . . . .	542
7-3.	Сложные фотокатоды . . . . .	547
7-4.	Характеристики и параметры вакуумных и газонаполненных фотоэлементов . . . . .	552
7-5.	Фотосопротивления . . . . .	561
7-6.	Вентильные фотоэлементы . . . . .	565
7-7.	Фотоумножители . . . . .	570
7-8.	Электронно-оптический преобразователь . . . . .	576
7-9.	Применение фотоэлектронных приборов . . . . .	578
	а) Фоторелейные схемы . . . . .	579
	б) Фотометрические схемы . . . . .	582
	в) Фотоэлектронные измерители прозрачности . . . . .	585
	г) Фотоэлектронные пирометры . . . . .	587
	д) Фотоспектральные анализаторы . . . . .	588

### Глава восьмая

#### Электронно-лучевые приборы и их применения

8-1.	Устройство и принцип действия электронно-лучевых трубок . . . . .	589
8-2.	Управление яркостью и фокусировкой луча . . . . .	594
8-3.	Управление отклонением электронного луча . . . . .	598
8-4.	Свойства и характеристики флюоресцирующего экрана . . . . .	602
8-5.	Типы электронно-лучевых трубок . . . . .	608
8-6.	Схемы питания осциллографических трубок с электростатическим управлением . . . . .	612
8-7.	Схемы питания осциллографических трубок с электромагнитным управлением. Специальные типы разверток . . . . .	625
8-8.	Некоторые из применений электронного осциллографа . . . . .	629
	а) Измерение характеристик грозовых разрядов . . . . .	629
	б) Измерение состояния линий электропередач и линий связи . . . . .	631
	в) Снятие кривых гистерезиса . . . . .	636
	г) Снятие характеристик электронных ламп . . . . .	636
	д) Определение с помощью осциллографа сдвига фаз и соотношения частот. Запись одним лучом двух изображений . . . . .	637

---

8-9. Специальные типы электронно-лучевых приборов . . . . .	641
а) Электронный микроскоп . . . . .	641
б) Рентгеновские трубки . . . . .	648
в) Электронно-лучевые коммутаторы . . . . .	651
г) Ускорители электронов (бетатроны) . . . . .	655
Литература . . . . .	658
Алфавитный указатель . . . . .	661

---

---

## ВВЕДЕНИЕ

Как широко и разнообразно ни было бы применение электронных и ионных приборов, функции этих приборов сводятся в большинстве своем к роли элементов, с помощью которых один вид электрического тока преобразуется в другой, либо имеет место преобразование энергии. Сочетание различных видов преобразования и открыло путь к чрезвычайно многообразному использованию электроники как в системах управления и измерения, так и в энергетических системах. Продуктивность такого использования базируется на том, что процессы преобразования, совершаемые с помощью электронных и ионных приборов, происходят с исключительно большой скоростью, с высокой точностью и при высоком коэффициенте полезного действия. При этом достигается такая высокая чувствительность, которая совершенно недоступна для других классов приборов. Так, с помощью измерительного ионного прибора (масспектрометра) мы имеем возможность произвести тончайший химический анализ структуры тел, причем наблюдатель по стрелке прибора судит об атомном номере элемента в таблице Менделеева (включая и изотопы), а по стрелке другого прибора наблюдатель судит о процентном содержании элемента в исследуемом веществе, с весьма высокой степенью точности.

Пользуясь другим прибором — электронным микроскопом, исследователь имеет возможность изучить не только кристаллическую структуру тел и все мельчайшие примеси в нем, но и при специальной настройке делаются обозримыми отдельные молекулы или их группы для некоторых веществ.

С помощью электронных измерительных приборов стало возможным измерять столь малые величины токов, как  $10^{-17}$  ампера и столь малые величины напряжений, как  $10^{-10}$  вольта. Измерение таких величин с регистрацией непрерывного хода их изменений с помощью электронного (катодного) осциллографа в сочетании с возможностью преобразования процессов измерения неэлектрических величин (температур, деформаций, состава жидкостей, состава газов и т. д.) открыло совершенно необозримые возможности для измерительной техники.

Усиление до любого практически требуемого уровня самых слабых сигналов сделало возможным ряд столь тонких

измерений, которые раньше были совершенно немыслимы. Так, с помощью электроники в ряде случаев может быть произведено измерение физического состояния человеческого тела, связанного с его психологическими переживаниями, и эти измерения наглядно регистрируются на светящемся экране электронно-лучевой трубки.

Мельчайшие совершенно недоступные для механических измерительных инструментов неточности в изготовлении изделий вплоть до 1 микрона не только легко выявляются с помощью электронных приборов, но и изделия, нуждающиеся в такой точности измерения, легко сортируются в классы, с большим числом номеров.

Регистрируемые и усиливаемые мельчайшие изменения в скоростях машин-двигателей и в выходных токах и напряжениях электрических машин открыли путь не только к обеспечению высокого постоянства режима работы их, но и позволили задавать режим работы машины по любому требующемуся графику. Примером этого может служить фотокопировальный станок, обрабатывающий сложнейшие детали, следуя движениям, задаваемым чертежом.

Фотоэлектронные приборы позволяют не только количественно отличать разницу в яркости освещения самых отдаленных источников света вплоть до небесных светил, но и позволяют делать видимыми предметы, совершенно недоступные для зрительного восприятия их человеческим глазом. Новые типы электронной и ионной аппаратуры, как электронные и ионные переключатели, электронные ионные реле, электронные и ионные индикаторы, позволили совершенно по-новому решить вопрос коммутации ряда электрических схем.

С помощью электронных приборов реализуется автоматизация систем любой сложности действия, вплоть до создания вычислительных аппаратов, производящих любые сложные математические операции. Такая автоматизация и ее применение для контроля за ходом работы и управления отдаленными объектами (телеконтроль и телеуправление) с большим успехом находят себе широкое применение в нашем социалистическом хозяйстве.

К числу интенсивно развивающихся областей электроники относится также широкое применение термообработок (закалки и плавки металла, обработки полупроводниковых масс, сушки дерева, электрической пайки, вакуум обработки и т. д.).

В более мощных системах преобразования особенно большое распространение получили ионные приборы. Эти приборы позволяют при весьма высоких экономических показателях не только выпрямлять и инвертировать ток, но и преобразовать ток одного вида в ток любого другого вида. Благодаря высоким экономическим показателям выпрямления тока с помощью

ионных приборов сферы применения постоянного тока значительно расширились. По неполным данным на постоянном токе потребляется сейчас не менее 20% от общей производимой электростанциями энергии. С высокими техническими и экономическими преимуществами постоянного тока связано широкое внедрение его в металлургической и металлообрабатывающей промышленности. При органическом сочетании электрических машин с ионными приборами родились и новые типы приводов — не только на постоянном, но и на переменном токе, а также новые типы электрических генераторов. Таковы синхронные машины системы С. Б. Юдицкого, у которых вместо возбuditеля постоянного тока применяется полупроводниковый выпрямитель со своей системой регулирования.

Передача энергии на далекие расстояния с помощью постоянного тока, над разработкой систем которой много трудился М. О. Доливо-Добровольский, представляющая огромный интерес для нашей страны, стала сейчас доступной для реализации в крупных масштабах благодаря тем успехам, которые у нас достигнуты в построении мощных высоковольтных ртутных вентилей. Естественно, что столь многообразное развитие и внедрение промышленной электроники должно было найти свое отражение и в общем курсе «Основы промышленной электроники», ставящим себе задачу осветить основные направления такого развития. Кроме рассмотрения свойств и характеристик приборов, широко используемых в различных областях промышленной электроники, необходимо осветить свойства электрических схем, с которыми связано применение таких приборов, и ознакомить с методами расчета наиболее распространенных схем.

Каждая из глав книги содержит поэтому комплексный материал, включающий описание и анализ рабочих свойств приборов, их конструктивное выполнение, технические характеристики и параметры приборов, а также описание типовых схем применения приборов и расчет некоторых из них.

При описании рабочих свойств и характеристик приборов автор стремился к тому, чтобы эти свойства были увязаны с физическим процессом действия приборов, с тем чтобы предупредить догматическое усвоение учебного материала и помочь студенту разобраться в тех путях диалектического развития, которые определяют непрерывное совершенствование приборов.

При рассмотрении схем автор стремился постепенно познакомить читателя с основными видами преобразования тока и энергии, находящими себе применение в современной электронике. К ним в первую очередь относятся:

1) выпрямление, под которым понимается преобразование переменного тока в постоянный;



2) инвертирование, которым названо преобразование постоянного тока в переменный;

3) усиление и генерирование тока, представляющие собой по энергетическому режиму не что иное, как преобразование постоянного тока в переменный, меняющийся по той же закономерности, что и подаваемое на сетку прибора напряжение;

4) преобразование частоты, представляющее собой преобразование переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты и числа фаз;

5) модуляция и детектирование (демодуляция), представляющие собой прямое и обратное преобразование одной формы колебаний (по частоте, амплитуде или фазе) в колебания другой формы с использованием в процессе детектирования и выпрямления тока.

Видами преобразований энергии, совершаемых с помощью электронных и ионных приборов, являются преобразование лучистой энергии в энергию электрического тока (фотоэлектронные приборы), а также энергии электрического тока в световую энергию (электронно-лучевые приборы и газоразрядные источники света).

Обычным для электронных устройств, применяемых в системах управления и регулирования, является сочетание в одном устройстве нескольких узлов преобразования. Так, например, узел усиления или генераторный узел должен быть дополнен еще узлом выпрямления, так как для питания усилительных и генераторных электронных ламп требуется постоянное напряжение, между тем как сети, от которых производится питание устройства, обычно дают переменное напряжение. Фотоэлектронный узел также обычно питается постоянным током. Выпрямительный узел входит, таким образом, в качестве составного звена в большинство электронных устройств.

Существенным фактом является то, что подавляющее большинство типов электронных и ионных приборов обладает односторонней проводимостью, т. е. выполняет наряду с другими функциями прежде всего функции электрических вентилялей. В схемах выпрямления тока приборы выполняют исключительно эти функции. Изложение материала в первой части курса начинается по ~~этим~~ двум причинам с рассмотрения основных закономерностей, связанных с теорией выпрямления тока.

Первая глава имеет целью не только познакомить читателя с теми требованиями, которые схема предъявляет к простейшим типам электронных и ионных приборов — электрическим вентилям, но и ознакомить с методами расчета простейших электрических схем, наиболее часто применяемых в выпрямительных устройствах на малую и среднюю мощность.

В первой главе вентили идеализируются, затем по мере изучения физических свойств и рабочих характеристик отдельных типов вентилях в конце каждой из последующих глав книги приводятся уточненные расчеты на конкретных схемах типового применения данного вентиля. Здесь же рассматриваются применения приборов в промышленных устройствах.

Значительное внимание уделено в пятой главе книги также расчетам усилительных схем. С определением параметров выпрямительного и усилительного звеньев электронного устройства инженеру, пользующемуся или разрабатывающему такое устройство, приходится наиболее часто встречаться.

Для конкретизации расчеты в отдельных случаях сопровождаются иллюстрирующими их примерами. Число таких примеров, однако, невелико, в связи с необходимостью выдерживать определенный объем книги. Это обстоятельство ставило автора также перед необходимостью:

1) достаточно сжато излагать описание действия отдельных схем;

2) опускать в ряде случаев промежуточные математические выкладки, а иногда и вывод приводимых в тексте формул, с отсылкой читателя к специальным руководствам.

Литературные ссылки даны на приведенный в конце книги библиографический список, куда вошли только те издания, которые либо связаны с текстом книги, либо могут служить в качестве учебного пособия к книге.

---

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ТОКА

#### 1-1. ВЫПРЯМЛЕНИЕ КАК ОДИН ИЗ ВИДОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ТОКА

Выпрямление, как указывалось во введении, является наиболее распространенным видом преобразования одного вида тока в другой. С различными видами выпрямления мы встречаемся в узлах питания: систем управления и систем регулирования, в измерительных системах, в зарядных устройствах, в технике электронно-ионного электропривода, в новых системах возбуждения электрических машин и, наконец, во всех тех энергетических звеньях, где требуется или дает преимущества постоянный ток.

Электронный или ионный выпрямитель в общем случае состоит обычно из трех звеньев:

а) вентильного звена, имеющего своим назначением преобразовать переменный ток в ток постоянный;

б) трансформатора, имеющего своим назначением изменить величину переменного напряжения, получаемого от сети питания в соответствии с необходимой величиной напряжения на выходе выпрямителя;

в) сглаживающего фильтра, имеющего своим назначением уменьшить пульсаций выпрямленного напряжения или тока на выходе выпрямителя.

Освещение режима работы и установление расчетных параметров каждого из этих звеньев при различных видах нагрузки на стороне выпрямленного тока дается в настоящей главе применительно к маломощным выпрямительным устройствам и устройствам средней мощности.

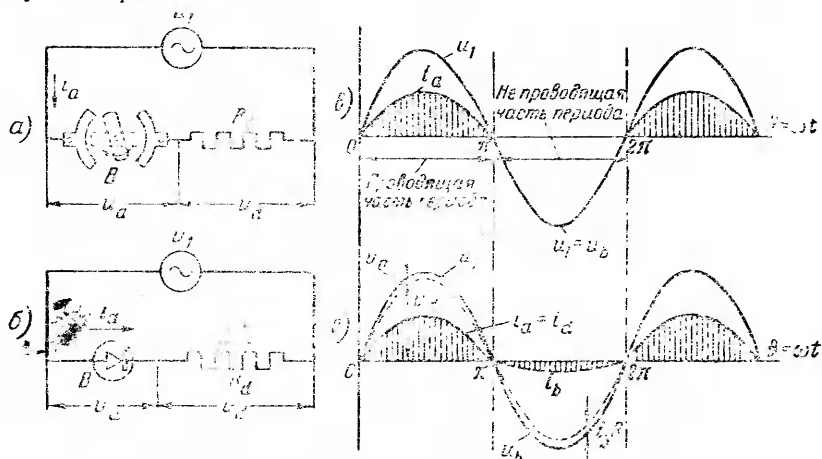
Расчет токов и напряжений в отдельных узлах схем, рассматриваемых в настоящей главе, ведется в предположении, что ни вентили, ни трансформаторы не содержат внутренних сопротивлений и что, кроме того, вентили пропускают ток только в одном направлении (идеальные вентили). Это позволяет не только упростить, но и обобщить в последующем расчет на все типы вентиляей.

Проводимые в следующих главах уточнения расчета с введением внутреннего сопротивления вентиляей, а затем и сопро-

тивлений обмоток трансформаторов конкретно для разных видов вентилялей и нагрузок не требуют пересмотра основ расчета, даваемого в гл. I, а являются лишь дальнейшим развитием методов расчета.

## 1-2. ПРОСТЕЙШАЯ СХЕМА ВЫПРЯМЛЕНИЯ. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Электрическая цепь, состоящая из металлических проводников, одинаково проводит ток как в одном, так и в другом направлении, т. е. проводимость цепи не зависит от направления протекания тока в ней. Поэтому, если такую цепь подключить к источнику переменного напряжения, то и ток в цепи будет переменным.



Фиг. 1-1. Однополупериодное выпрямление.

*a* — схема с механическим коммутатором; *b* — схема с электрическим вентиляем; *v* — диаграмма напряжения и тока для идеального вентиля; *g* — то же для реального вентиля.

Если перед нами задача получить в цепи, питаемой от источника переменного напряжения  $u_1$  (фиг. 1-1, *a* и *b*), ток, имеющий постоянное направление в контуре (постоянный ток), то эта задача может быть решена путем дополнительного включения механического коммутатора (переключателя; фиг. 1-1, *a*), замыкающего периодически цепь только на определенную долю периода переменного напряжения, либо электрического вентиля (фиг. 1-1, *b*), обладающего способностью пропускать ток только в одном направлении.

При включении подобных вентилялей в цепь последняя делается проводящей только в одном направлении. Совпадающее с этим направляющим напряжением источника  $u_1$  принимается за положительное, а противоположное ему направление, соот-

ветствующее непроводящему направлению в контуре, — за отрицательное.

Если скорость вращения и длительность соприкосновения контактов механического коммутатора так отрегулированы, что они подерживают цепь в замкнутом состоянии в течение всего положительного полупериода переменного напряжения, то и ток в цепи, как это иллюстрируют диаграммы (фиг. 1-1,в), проходит в течение всего положительного полупериода. При отрицательном напряжении тока в цепи нет.

В более общем случае проводящая и непроводящая части периода могут и не соответствовать положительному и отрицательному полупериодам переменного напряжения.

Рассмотрим, как распределяется напряжение между вентиляем и нагрузочным сопротивлением в проводящую и непроводящую части периода.

Если пренебречь внутренним падением напряжения в вентиле, то мы приходим к выводу, что напряжение источника  $u_1$  в проводящую часть периода целиком воспринимается нагрузочным сопротивлением (фиг. 1-1,в). При учете внутреннего падения напряжения в вентиле  $u_a$  (фиг. 1-1,з) напряжение на нагрузочном сопротивлении в проводящую часть периода  $u_d$  меньше  $u_1$ .

В непроводящую часть периода, когда тока в цепи нет (фиг. 1-1,в), напряжение источника  $u_1$  целиком воспринимается вентилем,  $u_b = u_1$ , поскольку вентиль представляет собой место разрыва электрической цепи. В некоторых практических применяемых типах вентиляей возможен некоторый (хотя, правда, и очень небольшой) ток  $i_b$ . Этот ток называют обратным током, а напряжение, воспринимаемое вентилем в непроводящую часть периода, называется обратным напряжением. При отсутствии обратного тока (фиг. 1-1,в) обратное напряжение в данной схеме определяется отрицательной полувольтной напряжением источника питания, а при наличии обратного тока  $i_b$  обратное напряжение на вентиле  $u_b$  меньше напряжения источника  $u_1$  на величину  $i_b R_a$  (фиг. 1-1,з).

Ток в проводящем направлении  $i_a$  называют прямым током, а падение напряжения, обусловленное этим током, — прямым напряжением, либо внутренним падением напряжения на вентиле.

Внутреннее падение напряжения  $u_a$  и величина обратного тока  $i_b$  в ряде типов электрических вентиляей столь невелики, что при анализе действия различных типов схем, в которых такие вентили применяются, значениями  $u_a$  и  $i_b$  вначале пренебрегают. Этим самым свойства электрического вентиля идеализируются. Вентиль, у которого прямое напряжение и

обратный ток принимают равными нулю, называют поэтому идеальным вентиляем. Всякий реальный вентиль является лишь тем или иным приближением к идеальному.

Диаграммы напряжений и токов (фиг. 1-1, *в*) соответствуют идеальному вентилю, в то время как диаграммы на фиг. 1-1, *г* соответствуют реальному вентилю.

В настоящей главе, где производится анализ различных схем выпрямления тока, вентиляы учитываются как идеальные. Учет влияния внутренних сопротивлений и обратных токов на работу схемы и на величины токов и напряжений в ней производится для каждого из типов вентиляей в отдельности после ознакомления с физическими свойствами данного вентиля в соответствующих главах книги.

Постоянный ток, проходящий по цепи нагрузки  $R_d$ , называют выпрямленным током, обозначают его через  $i_d$ , а напряжение на нагрузке — выпрямленным напряжением, обозначаемым через  $u_d$ .

В простейших схемах, приведенных на фиг. 1-1, *а* и *б*, содержащих только один вентиль, выпрямленный ток проходит по цепи только в течение одного полупериода переменного напряжения, и ток поэтому получается прерывистым.

Непрерывную кривую выпрямленного тока можно получить при использовании в схеме группы вентиляей, попеременно пропускающих ток в течение периода переменного напряжения.

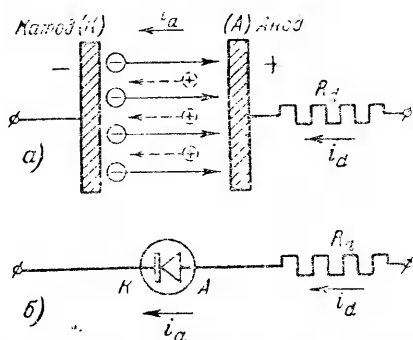
### 1-3. ТИПЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕНТИЛЕЙ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Для выпрямления тока могут быть, как указывалось выше, применены: 1) механические коммутаторы, прерывающие и замыкающие цепь на те доли периода, как это требуется по рабочему режиму; 2) электрические вентиляы, обладающие свойством пропускать рабочий ток только (либо преимущественно) в одном направлении.

До приобретения электрическими вентиляями тех высоких свойств, которыми они обладают в настоящее время, механические коммутаторы находили довольно широкое применение в выпрямительных устройствах. В настоящее время коммутаторы в силу присущего им недостатка — искрения в период коммутации тока и малого срока службы в значительной мере вытеснены электрическими вентиляями. Только в области очень малых токов и напряжений (измерительные цепи, цепи питания радиоустройств на подвижных установках), а также в специальных устройствах находят еще применение маломощные типы механических преобразователей, так называемые вибрационные преобразователи, и уникальные типы механических выпрямителей — контактумформеры, в которых применяются специальные устройства для уменьшения искрения.

В рамках данной книги мы механических выпрямителей не рассматриваем.

Действие электрического вентиля схематически показано на фиг. 1-2,а. Пропускание тока в одном направлении в таком вентиле основано на том, что в нем создаются условия, при которых заряды одного знака, например электроны, могут исходить только от одного из его двух электродов, а именно — катода. Второй электрод (анод) зарядов не отдает. Поэтому ток через такой вентиль идет только тогда, когда анод положительнее по отношению к катоду. Направление тока сохраняется



Фиг. 1-2. Схема действия электрического вентиля.

а — принцип действия; б — условное обозначение.

и тогда, когда кроме электронов, перемещающихся в одном направлении, через вентиль проходят положительные ионы, перемещающиеся во встречном направлении. Так как за направление тока согласно исторически сложившемуся понятию принято направление движения положительных зарядов, то проводящим направлением в вентиле является направление от анода к катоду. Этому направлению соответствует положение стрелки в условном обозначении вентиля на фиг. 1-2,б.

По роду физической среды, разделяющей электроды (анод и катод), электрические вентиля могут быть разбиты на группы:

1. Полупроводниковые или твердые.
2. Жидкостные или электролитические.
3. Электронные или высоковакуумные.
4. Ионные или вентиля с газовым наполнением.

Последняя группа в зависимости от величины давления, заполняющего междуэлектродный промежуток, разбивается в свою очередь на группы:

4а. Пониженного давления или вакуумные, в которых давление  $p$  измеряется долями миллиметра или миллиметрами ртутного столба.

4б. Повышенного или высокого давления, в которых давление  $p$  порядка атмосферы и выше.

Группа 4а представляет собой наиболее распространенный класс ионных приборов. Этот класс имеет свои дальнейшие подразделения.

- А. По типу катода различают приборы:  
4а а) с холодным металлическим катодом;  
4а б) с накалившимся катодом;  
4а в) с жидким катодом.
- В. По типу электрического разряда различают:  
4а а) приборы тлеющего разряда;  
4а б) приборы дугового разряда.

Каждая из перечисленных групп в приведенной классификации вентиляей имеет свою область преимущественного применения.

Наименьшее распространение получили электролитические вентиляи, обладающие малым сроком службы и относительно низким к. п. д. Эти вентиляи в значительной мере вытеснены более совершенными типами вентиляей — полупроводниковыми. Преимущества последних состоят в значительном сроке службы и высокой экономичности, особенно в области низких напряжений (в пределах до 60—80 в). Областью значительного распространения высоковакуумных или электронных вентиляей являются узлы питания: систем управления, измерительных систем, систем регулирования и испытательных устройств. Снабженные рядом дополнительных электродов (сетками) электронные вентиляи выполняют разнообразные функции. Такие приборы получили не вполне правильное название электронных ламп. Последние применяются в схемах усиления, генерации, модуляции частот и детектирования во всех областях высокочастотной техники.

В преобразовательных установках средней и большой мощности применяются главным образом ионные приборы (газотроны, тиратроны и ртутные вентиляи). Их основные преимущества: способность проводить большие токи и высокий к. п. д. Ионные приборы с жидким катодом (ртутные вентиляи) обладают еще одним преимуществом, а именно: срок службы их значительно превосходит срок службы всех других вакуумных типов вентиляей. Ионные приборы получили в последние годы широкое применение в качестве источников света и в качестве приборов для измерения различного рода излучений.

Из вакуумных приборов, преобразующих лучистую энергию в энергию электрического тока, большое применение получили фотоэлектронные приборы.

В измерительной технике большое применение получили электронные осциллографы, в которые в качестве основного элемента входят электронно-лучевые трубки.

#### 1-4. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ВЕНТИЛЯМ

До перехода к конкретному изучению отдельных типов вентиляей полезно обратить внимание на основные технические



данные (параметры), которыми определяются качества электрического вентиля независимо от его типа.

Первым таким параметром является величина внутреннего падения напряжения в приборе в проводящую часть периода. Чем меньше значение этой величины, тем выше к. п. д. прибора и тем меньшая доля электрической энергии превращается внутри прибора в тепло. Влияние  $u_d$  на к. п. д. прибора выясняется при рассмотрении схемы фиг. 1-1,б и соответствующих ей диаграмм на фиг. 1-1,г.

Мгновенная мощность, теряемая в вентиле в проводящую часть периода, в этой схеме равна:

$$P_a = u_a i_a, \quad (1-1)$$

а мгновенная мощность, отдаваемая нагрузке в эту же часть периода, составляет:

$$P_d = u_d i_d = u_d i_a. \quad (1-2)$$

Если к. п. д. вентиля определять отношением мощности, отдаваемой потребителю, к суммарной мощности, получаемой от источника тока, то при пренебрежении потерями в проводящую часть периода мы получаем мгновенное значение к. п. д.

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + P_a} = \frac{u_d i_a}{u_d i_a + u_a i_a} = \frac{u_d}{u_d + u_a}. \quad (1-3)$$

В тех типах вентилях, в которых падение напряжения в вентиле в проводящую часть периода мало изменяется, формула (1-3) может служить и для определения среднего значения к. п. д. за период, но в этом случае в (1-3) вместо мгновенных значений напряжения должны быть подставлены средние значения этих величин.

Формула (1-3) показывает:

- 1) что при заданном значении  $u_d$  к. п. д. вентиля тем выше, чем меньше внутреннее падение напряжения в вентиле;
- 2) что при неизменном  $u_a$  к. п. д. вентиля тем выше, чем выше выпрямленное напряжение.

Вторым и третьим параметрами вентиля являются численные значения величин, характеризующих его свойства в проводящую часть периода.

Эти свойства характеризуются двумя факторами: во-первых, величиной пробивного напряжения и, во-вторых, величиной обратного тока. Пробивным напряжением, характеризующим вентиляльную прочность, называют то предельное значение обратного напряжения, при котором вероятность электрического пробоя вентиля делается достаточно заметной.

Так как максимальное значение обратного напряжения, приложенного к вентилю при включении его в схему, должно

быть ниже пробивного напряжения, то в зависимости от величины пробивного напряжения выбирается и допустимая величина обратного напряжения, а тем самым и выпрямленного напряжения. Чем выше пробивное напряжение и чем меньше обратный ток вентиля, тем вентиль совершеннее.

Четвертым характерным параметром вентиля является срок его службы. Вентиль должен обладать достаточно большим сроком службы. Это требование является общим для всех машин и аппаратов. Здесь его приходится особо подчеркнуть, так как у отдельных типов электрических вентилях (приборы с накаливаемым катодом) срок службы ограничен из-за непрерывного износа катода.

### 1-5. ПРИСОЕДИНЕНИЕ ВЕНТИЛЬНОГО КОМПЛЕКТА К СЕТИ ЧЕРЕЗ ТРАНСФОРМАТОР. ИСХОДНЫЕ И ИСКОМЫЕ ВЕЛИЧИНЫ ПРИ РАСЧЕТЕ СХЕМ

В принципиальных схемах (фиг. 1-1) источник напряжения обозначался в виде генератора переменного напряжения. В действительности в большинстве реальных схем источником напряжения питания служит трансформатор, первичная обмотка которого включается, как это показано на схеме фиг. 1-3,а, в сеть переменного напряжения, а вторичная обмотка питает через вентиль  $V$  цепь нагрузки  $R_a$ .

В контур, на который в этом случае оказывается замкнутой вторичная обмотка трансформатора, входят три элемента:

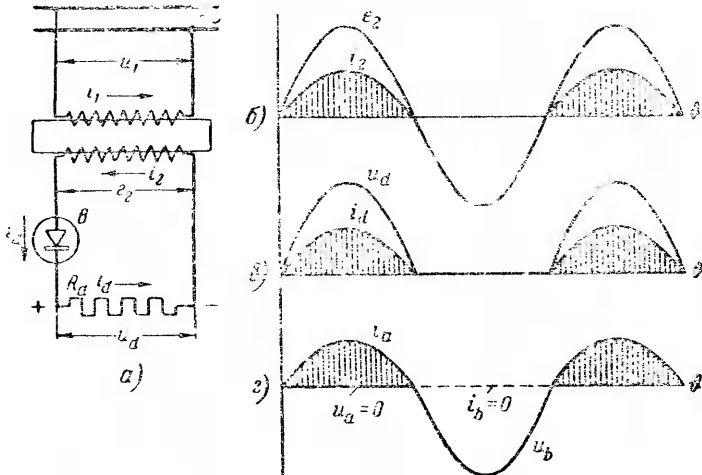
1. Вторичная обмотка трансформатора.
2. Вентиль.
3. Нагрузочное сопротивление.

Соответственно этим элементам фиг. 1-3 содержит и три линейные диаграммы напряжения и тока. Верхняя диаграмма определяет напряжение и ток во вторичной обмотке трансформатора, средняя диаграмма — напряжение и ток в нагрузочном сопротивлении, а нижняя диаграмма определяет напряжение и ток в вентиле. Для учета тока и напряжения в первичной обмотке трансформатора мы в последующем будем строить еще одну диаграмму.

В данной простейшей схеме напряжения на элементах цепи различны, а токи в силу последовательного соединения элементов одинаковы, хотя и имеют различные обозначения (соответственно элементам, к которым они относятся). В более общем случае нагрузочное сопротивление может питаться не через один, а через группу вентилях, присоединенных к различным обмоткам трансформатора. В этом случае токи в различных звеньях схемы не будут одинаковы.

В схеме фиг. 1,3,а вентиль присоединен к обмотке трансформатора анодом. В этом случае ток через вентиль и нагрузочное сопротивление проходит тогда, когда напряжение

в обмотке трансформатора действует в положительном направлении (от трансформаторной обмотки к вентилю). Этому соответствуют диаграммы на фиг. 1-3, б, в и г. Положительный полюс в цепи нагрузки оказывается в этой схеме связанным



Фиг. 1-3. Однополупериодное выпрямление с идеальным вентилем и трансформатором (вентиль присоединен к трансформатору анодом).

а — схема; б — диаграмма напряжения и тока во вторичной обмотке; в — то же в нагрузке; г — диаграмма напряжения и тока в вентиле.

с катодом вентиля, а отрицательный полюс — с концом обмотки трансформатора.

В практических схемах встречается и другое включение, когда вентиль присоединяется к трансформатору катодом, как это показано на фиг. 1-4, а. Такому включению при сохранении положительного направления тока в обмотке трансформатора, как и в предыдущей схеме, соответствуют диаграммы напряжения и тока на фиг. 1-4, б, в и г. Здесь ток через обмотку трансформатора проходит при отрицательном напряжении, а через вентиль и нагрузку — в положительном направлении.

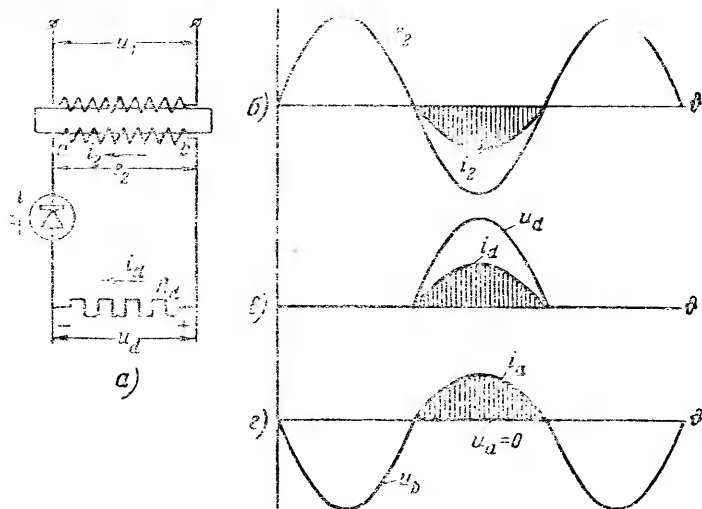
Полярность на нагрузке противоположна той, которая соответствует схеме на фиг. 1-3, а.

Нагрузочное сопротивление в схемах 1-3, а и 1-4, а показано чисто активным. В действительности нагрузка вентиля может включать в себя и индуктивность, и емкость, и встречно-действующие э. д. с. в различных их комбинациях с активным сопротивлением.

Расчет с различными видами нагрузок мы будем проводить в порядке определенной постепенности, начиная с чисто активной нагрузки.

При проектировании выпрямителя исходными данными для расчета обычно являются выпрямленное напряжение и ток  $U_d$  и  $I_d$ , а также величина напряжения питания сети переменного тока  $U_1$ , искомыми величинами являются:

1) электрические параметры, по которым может быть выбран по каталогу вентиль;



Фиг. 1-4. Однополупериодное выпрямление с присоединением вентиля к трансформатору катодом.

а - схема; б - диаграмма напряжения и тока во вторичной обмотке; в - то же в нагрузке; г - то же в вентиле.

2) электрические параметры, по которым может быть выбран по каталогу или рассчитан требуемый трансформатор.

Каталожными параметрами вентиля являются:

а) допустимое среднее значение прямого тока (нередко называемого также анодным током) при нормальной нагрузке и возможных перегрузках  $I_a$ ;

б) допустимое максимальное значение прямого тока  $I_{a \text{ макс}}$ ;

в) допустимое максимальное значение обратного напряжения  $U_{p \text{ макс}}$ .

Каталожными параметрами трансформаторов, применяемых в цепях выпрямления, являются:

а) напряжение и ток вторичной обмотки;

б) напряжение и ток первичной обмотки;

в) мощность каждой из обмоток и полная расчетная (типичная) мощность трансформатора.

Порядок перечисления определяет порядок нахождения требуемых величин в рассматриваемых ниже схемах.

К расчету параметров третьего звена в выпрямительной схеме — сглаживающего фильтра мы перейдем после рассмотрения влияния реактивных элементов: индуктивности и емкости, входящих в цепь выпрямленного тока.

### 1-6. ОДНОПОЛУПЕРИОДНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

На практике применяются два вида выпрямления однофазного тока:

1) однополупериодное, когда выпрямленный ток в каждый период переменного напряжения проходит через нагрузочное сопротивление под действием только одной полуволны переменного напряжения источника питания;

2) двухполупериодное, когда выпрямленный ток проходит под действием обеих полуволн напряжения.

Схемы однополупериодного выпрямления при чисто активном сопротивлении в цепи нагрузки, а также соответствующие им диаграммы напряжения и тока во вторичной обмотке трансформатора, в нагрузочном сопротивлении и в вентиле были приведены на фиг. 1-3 и 1-4.

На фиг. 1-5, *а* и *б* схема и диаграммы, относящиеся к вторичной обмотке трансформатора, повторены (ср. фиг. 1-4, *б*) с тем, чтобы показать, как строится диаграмма первичного тока (фиг. 1-5, *в*), который в такой схеме изменяется по более сложному закону, чем это имеет место при чисто переменном токе во вторичной обмотке.

Расчет схемы начнем с установления связи между выпрямленным напряжением и переменным напряжением вторичной обмотки.

Среднее значение выпрямленного напряжения за период или, что то же, постоянная составляющая этого напряжения определяется интегрированием переменного напряжения в пределах полупериода, поскольку мгновенное значение выпрямленного напряжения за второй полупериод равно нулю:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 0,45 E_2, \quad (1-4)$$

откуда

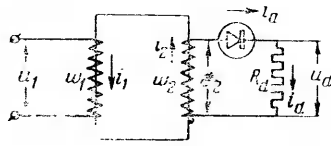
$$E_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_d = 2,22 U_d, \quad (1-5)$$

среднее значение тока через вентиль

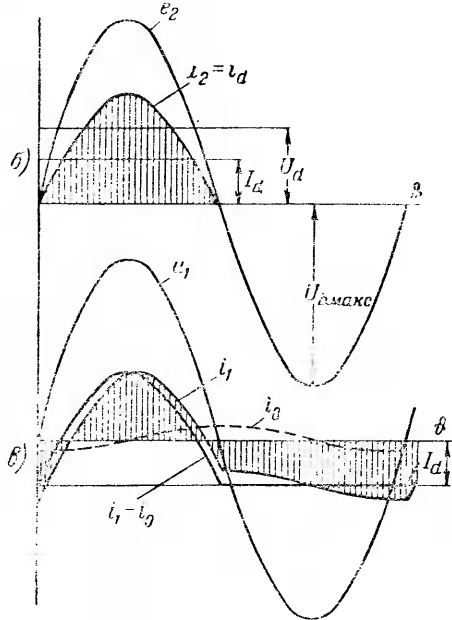
$$I_a = I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (1-6)$$

Фиг. 1-5. Диаграмма токов и напряжений в схеме однополупериодного выпрямления при установившемся и переходном режимах.

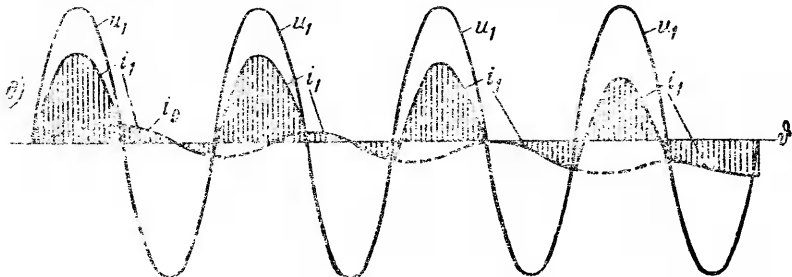
*a* — схема; *б* — напряжение и ток во вторичной обмотке трансформатора; *в* — напряжение и токи в первичной обмотке трансформатора; *з* — ток во вторичной обмотке трансформатора в период включения; *д* — изменение тока в первичной обмотке в период включения.



*a)*



*б)*



*д)*

Максимальное значение этого тока

$$I_{a \text{ макс}} = I_d \text{ макс} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} = \pi \frac{U_d}{R_d} = \pi I_a. \quad (1-7)$$

Мы видим, что максимальное значение тока в данной схеме больше среднего значения этого тока в 3,14 раза.

Обратное напряжение, воспринимаемое вентилем, характеризуется кривой обратного напряжения  $u_b$  на фиг. 1-3,г. Максимальное значение этого напряжения

$$U_b \text{ макс} = \sqrt{2} E_2 = \pi U_d \quad (1-8)$$

также в 3,14 раза превышает выпрямленное напряжение.

По найденным значениям  $I_a$ ,  $I_a \text{ макс}$  и  $U_b \text{ макс}$  может быть на основе каталожных данных выбран требуемый вентиль.

Переходим к расчету параметров вторичной обмотки трансформатора.

Действующее значение напряжения вторичной обмотки при заданном  $U_d$  определяется из формулы (1-5).

Действующее значение тока этой обмотки

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{e_2}{R_d}\right)^2 d\theta} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_2}{R_d} = \frac{\pi}{2} I_a. \end{aligned} \quad (1-9)$$

Из полученного соотношения мы видим, что действующее значение тока, определяющее нагрев вторичной обмотки трансформатора и тепловую нагрузку токоподводящих проводов, заметно (в 1,57 раза) превышает среднее значение выпрямленного тока.

Заметное превышение действующего значения тока над средним является характерным для вентильных схем и требует соответствующего внимания при выборе типов измерительных приборов, включаемых в различные участки цепи выпрямителя. На стороне выпрямленного напряжения, где нас интересуют средние значения тока, измерения производятся магнито-электрическими приборами, на стороне переменного напряжения, где нас интересуют действующие значения, измерения производятся электромагнитными, тепловыми и электродинамическими приборами.

Кривая первичного тока  $i_1$ , построенная вместе с кривой первичного напряжения  $u_1$  на фиг. 1-5,в (в предположении, что

коэффициент трансформации  $k = 1$ ), с первого взгляда мало напоминает кривую вторичного тока  $i_2$ , приведенную на фиг. 1-5,б. Действительно, в то время как ток  $i_2$  содержит только положительные значения, ток  $i_1$  имеет и положительные и отрицательные значения. Однако при более близком рассмотрении легко установить определенную связь между кривой вторичного тока  $i_2$  и кривой первичного тока  $i_1$ .

Действительно, если исключить из тока  $i_1$  ток холостого хода  $i_0$  (который обозначен на фиг. 1-5,в пунктирной синусоидой), то мы приходим к тонко начерченной кривой  $i_1 - i_0$ , определяющей собой нагрузочную составляющую первичного тока. Она отличается от кривой вторичного тока  $i_2$  только своим положением по отношению к оси абсцисс. В то время как кривая тока  $i_2$  расположена целиком над осью абсцисс, кривая  $i_1 - i_0$  снижена по отношению к этой оси на величину постоянной составляющей, равной среднему значению выпрямленного тока. Это значит, что нагрузочная составляющая в кривой первичного тока  $i_1 - i_0$  отличается от кривой вторичного тока  $i_2$  только постоянной составляющей  $I_d$ , которая при трансформации из первичного тока исключается.

Величина постоянной составляющей в соответствии с формулой (1-9) определяется из равенства

$$I_d = \frac{2}{\pi} I_2. \quad (1-10)$$

Прохождение число переменного тока через первичную обмотку трансформатора формально легко обосновать с точки зрения законов электромагнитной индукции, поскольку трансформироваться может только переменная составляющая тока.

Установление такой формы первичного тока требует, однако, пояснения еще и с точки зрения физики процесса. Процесс при установившемся режиме подготавливается процессом при неустановившемся режиме. Последний характеризуется в данной схеме тем, что накопление энергии в магнитном поле трансформатора при действии отрицательного напряжения в первичной обмотке трансформатора происходит интенсивнее, чем в положительные полупериоды первичного напряжения, поскольку в эти полупериоды значительная часть первичного напряжения тратится на активное падение напряжения в первичной обмотке, пропускающей в эту часть периода нагрузочную составляющую первичного тока.

Развитие во времени неустановившегося режима иллюстрируется диаграммами вторичного и первичного токов на фиг. 1-5,г и д.

Процесс начинается с того, что в первый положительный полупериод основную долю первичного тока  $i_1$  составляет его нагрузочная составляющая  $i_1''$ , компенсирующая вторичный ток



и характеризуемая на диаграмме (фиг. 1-5,б) разностью токов  $i_1$  и  $i_0$ . Ток холостого хода  $i_0$ , дополняющий ток  $i''_1$  до  $i_1$ , в первый полупериод относительно мал, в силу того что значительная доля из подведенного к первичной обмотке напряжения тратится на активное падение напряжения. В отрицательную часть периода, когда нагрузочная составляющая тока отсутствует, все подведенное напряжение определяет рост тока холостого хода. Поэтому в отрицательный полупериод ток холостого хода и соответствующий ему магнитный поток возрастают в большей мере, чем в положительный полупериод. Это приводит к снижению кривой тока холостого хода к концу первого периода. В итоге, к началу второго периода первичный ток начинается не от нуля, а от некоторого отрицательного значения тока. Во второй и следующие периоды процесс продолжает развиваться в том же направлении, в результате чего начало кривой первичного тока в каждый следующий период уходит к все более и более отрицательным значениям и вся кривая первичного тока, как показывает фиг. 1-5,б, постепенно смещается вниз. Процесс смещения вниз кривой первичного тока заканчивается тогда, когда площади, ограниченные положительными и отрицательными значениями кривой первичного тока, становятся одинаковыми. При этом активное падение напряжения в положительную часть периода сравнивается с активным падением напряжения в отрицательную часть периода. Это характеризует переход от неустановившегося режима к установившемуся (фиг. 1-5,в).

Накопляющаяся при установившемся режиме в отрицательную часть периода электромагнитная энергия расходуется в положительный полупериод частично на питание цепи нагрузки и частично возвращается в сеть, а убыль этой энергии восстанавливается в следующий отрицательный полупериод.

В результате при установившемся режиме первичный ток оказывается чисто переменным (хотя и несинусоидальным) током. В соответствии с изменениями токов результирующий поток в магнитной системе трансформатора можно также рассматривать состоящим из переменной и постоянной составляющих.

Отличие первичного тока от вторичного на величину постоянной составляющей при учете коэффициента трансформации приводит к равенству:

$$i_1 = \frac{1}{k} (i_2 - I_d) + i_0. \quad (1-11)$$

Ток холостого хода получается в этой схеме значительным в силу наличия постоянной составляющей магнитного потока.

Действующее значение первичного тока без учета тока холостого хода

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{i_2 - I_d}{k}\right)^2 d\vartheta} = \frac{1,21}{k} I_d. \quad (1-12)$$

Наличие большой постоянной составляющей потока, как показали измерения А. М. Утевского [Л. III-4], приводит к повышению расчетного коэффициента 1,21 до значения 1,5—1,6 в зависимости от степени насыщения стального сердечника трансформатора.

Определив токи первичной и вторичной обмоток и зная их напряжения, мы можем найти расчетные мощности обмоток трансформатора.

Расчетная мощность вторичной обмотки

$$P_2 = E_2 I_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2} I_d U_d = 3,49 I_d U_d = 3,49 P_d. \quad (1-13)$$

Расчетная мощность первичной обмотки без учета повышенных значений первичного тока, обусловленных значительным током холостого хода,

$$P_1 = U_1 I_1 = E_2 k I_1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot 1,21 U_d I_d = 2,69 P_d. \quad (1-14)$$

При учете повышения первичного тока, расчетная мощность первичной обмотки может достигнуть значений  $P_1 \approx \approx (4-5)P_d$ .

Среднеарифметическая из этих мощностей дает расчетную или типовую мощность трансформатора. При нормальном токе холостого хода

$$P_T = \frac{P_2 + P_1}{2} = \frac{3,49 + 2,69}{2} P_d = 3,09 P_d. \quad (1-15)$$

При повышенных значениях тока холостого хода  $P_T$  может достигнуть значения  $4P_d$ .

В формулах (1-13), (1-14) и (1-15) величина  $P_d$  определяет собой произведение постоянных составляющих тока и напряжения — выпрямленную мощность, что не дает, как ниже будет показано (см. § 1-14), полной мощности, проходящей через выпрямитель. Отчасти из-за этого, а главным образом из-за того, что расчетные мощности обмоток трансформатора вычисляются по произведению действующих, а не средних значений тока и напряжения, мы получаем расчетную мощность

обмоток трансформатора, а следовательно, и типовую мощность трансформатора заметно большей, чем мощность  $P_d$ . Множители при  $P_d$  в вышеуказанных формулах показывают, во сколько раз могла бы быть увеличена пропускная мощность трансформатора при нагрузке его на активное сопротивление при чисто переменном токе.

Полное сечение сердечника трансформатора должно быть выбрано не только из учета  $P_T$  по (1-15), но должно быть принято во внимание и наличие постоянной составляющей в магнитном потоке. Это требует увеличения сечения сердечника во избежание его насыщения и появления в силу этого больших намагничивающих токов.

Относительно большой вес трансформатора, плохое использование в нем стали и меди, а также большие пульсации тока являются неблагоприятными показателями для схемы однополупериодного выпрямления. Поэтому эта схема применяется только в тех случаях, когда ухудшение использования трансформатора оправдывается экономией, получаемой при применении только единственного вентиля, нужного в данной схеме.

### 1-7. ДВУХПОЛУПЕРИОДНОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ОДНОФАЗНОГО ТОКА

При двухполупериодном выпрямлении тока применяются две основные схемы:

а) Схема с выводом нулевой точки у трансформатора, предложенная к использованию и впервые исследованная (1901 г.) при работе в вентильных схемах В. Ф. Миткевичем [Л. I-1].

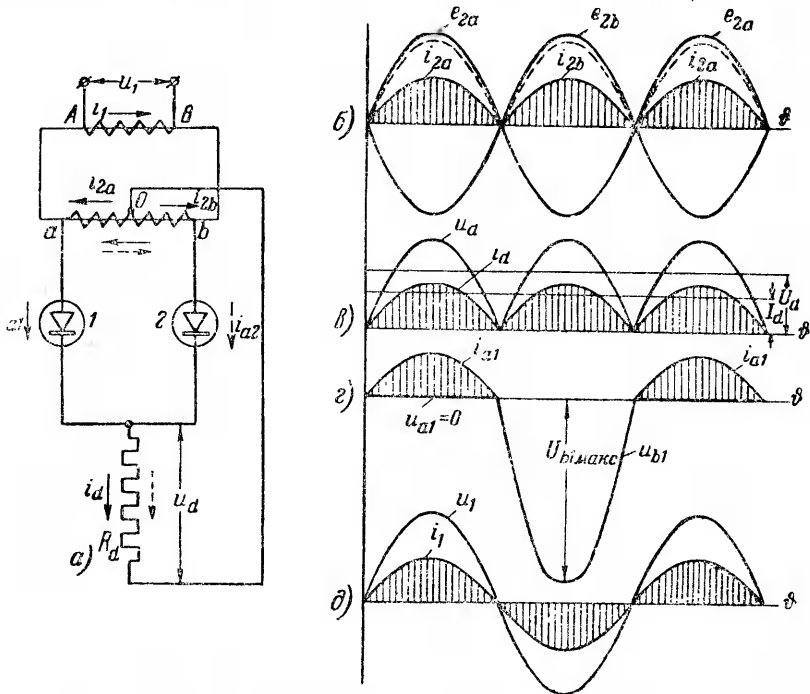
б) Мостовая схема.

#### а) Схема с нулевым выводом

Двухполупериодное выпрямление достигается в этой схеме (фиг. 1-6,а) применением однофазного трансформатора с выводом средней (нулевой) точки между двумя вторичными обмотками трансформатора. Напряжение, даваемое в этом случае одной обмоткой, определяется как вторичное фазовое  $E_2$ . По отношению  $\frac{U_1}{E_2}$  определяется коэффициент трансформации  $k$ .

Принимая за положительное в каждой из вторичных обмоток направление от нулевой точки  $O$  к наружным концам  $a$  и  $b$  их (что совпадает с проводящим направлением в вентилях), мы получаем, что напряжения вторичных обмоток оказываются в противофазе. Действительно, в один из полупериодов, когда напряжение в обмотке  $Oa$  действует в положи-

тельном направлении, вывод  $a$  положителен по отношению к нулевой точке  $O$  и, следовательно, и по отношению к катоду вентиля  $1$ , соединенного через нагрузочное сопротивление  $R_d$  с нулевой точкой  $O$ . В этот полупериод ток пропускает вентиль  $1$ , у которого анод оказывается положительным по отно-



Фиг. 1-6. Двухполупериодное выпрямление по схеме с нулевым выводом  $a$  — схема;  $b$  — напряжения и токи во вторичных обмотках;  $в$  — напряжения и ток в нагрузке;  $г$  — ток и обратное напряжение вентиля;  $д$  — напряжение и ток в первичной обмотке.

шению к катоду. Вывод  $b$  в обмотке  $Ob$  в эту часть периода отрицателен по отношению к нулевому выводу, и следовательно, вентиль  $2$  в эту часть периода тока не пропускает, так как его анод, связанный с выводом  $b$ , отрицателен по отношению к нулевой точке и к катоду этого вентиля.

В следующий полупериод, когда напряжения в первичной и вторичной обмотках трансформатора изменяют свой знак на обратный (пунктирные стрелки), ток начинает проходить через вентиль  $2$ , а вентиль  $1$  запирается.

Описанный режим работы схемы иллюстрируют диаграммы напряжения и тока на фиг. 1-6,  $b$ — $д$ . Диаграммы на фиг. 1-6,  $b$  относятся к вторичным обмоткам трансформатора, а диаграммы на фиг. 1-6,  $в$  к участку нагрузки. Токи, проходящие через

вентили, совпадают в нагрузочном сопротивлении по направлению, образуя выпрямленный ток.

Положительный полюс образуется узлом соединения катодов, а отрицательным полюсом служит нулевой вывод у трансформатора.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 = 0,9 E_2, \quad (1-16)$$

откуда

$$E_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d, \quad (1-17)$$

т. е. связь между средним значением выпрямленного напряжения и действующим значением переменного напряжения при чисто активной нагрузке определяется в этой схеме тем же соотношением, которым связаны среднее и действующее значения синусоидального напряжения.

Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (1-18)$$

Среднее значение тока через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{2}. \quad (1-19)$$

Максимальное значение этого тока

$$I_{a \max} = I_{d \max} = \frac{\pi}{2} I_d = \pi I_a. \quad (1-20)$$

Диаграмма напряжения на вентиле вместе с диаграммой тока через вентиль приведена на фиг. 1-6,г.

В проводящую часть периода, когда через вентиль проходит ток  $i_a$ , напряжение на зажимах вентиля равно нулю (идеальный вентиль). В непроводящую часть периода, когда напряжение на вентиле отрицательно, вентиль оказывается под действием двойного фазового напряжения. Это ясно из рассмотрения схемы и из линейной диаграммы напряжений на фиг. 1-6,б.

Рассматривая схему, мы действительно видим, что, когда один из вентиляей пропускает ток, его катод приобретает тот же потенциал, что и анод (или потенциал, близкий к потенциалу анода, — пунктирные кривые при реальных вентилях).

Такой же потенциал приобретает и катод второго, неработающего в данную часть периода вентиля, поскольку катоды

обоих вентилях электрически связаны. Это значит, что если в данный полупериод не работает вентиль 2, то его катод получает потенциал конца  $a$ , в то время как его анод получает потенциал конца  $b$ . Напряжение между этими концами равно двойному фазовому. Эта же величина может быть непосредственно найдена и из диаграммы напряжений, так как потенциал анода неработающего прибора определяется отрицательной полусинусоидой напряжения, а потенциал его катода — положительной полусинусоидой (пунктирной линией при реальном вентиле).

Из линейной диаграммы видно, что в данной схеме максимальное значение обратного напряжения равно двойной амплитуде фазового напряжения

$$U_{b \text{ макс}} = 2\sqrt{2} E_2 = \pi U_d. \quad (1-21)$$

Значения величин, получаемых из соотношений (1-19), (1-20) и (1-21), дают искомые параметры для вентилях.

Переходим к определению параметров трансформатора. Действующее значение напряжения вторичной обмотки дает формула (1-17).

Действующее значение вторичного тока

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2 d\theta} = \frac{\pi}{4} I_d = \frac{\pi}{2} I_a. \quad (1-22)$$

Из полученного соотношения следует, что тепловой или электромагнитный прибор, включенный в цепь вторичной обмотки, будет показывать в 1,57 раза больше, чем магнито-электрический прибор, измеряющий средний ток.

Первичная обмотка в данной схеме пропускает чисто переменный, притом синусоидальный ток, благодаря тому, что чередующиеся по полупериодам токи во вторичных обмотках направлены противоположно. Отношение действующего значения первичного тока к среднему значению вторичного тока с учетом коэффициента трансформации определяется из равенства:

$$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (1-23)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = 2E_2 I_2 = 2 \frac{\pi}{4} I_d \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_d = 1,74 P_d. \quad (1-24)$$

Расчетная мощность первичной обмотки

$$P_1 = U_1 I_1 = \frac{\pi^2}{8} I_d U_d = 1,23 P_d. \quad (1-25)$$

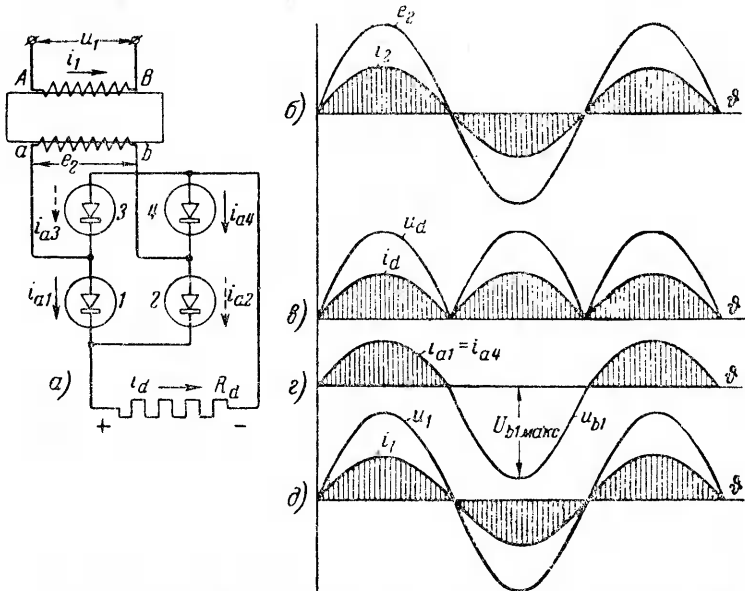
Расчетная (типовая) мощность трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,48 P_d. \quad (1-26)$$

### б) Однофазная мостовая схема

Мостовая схема (фиг. 1-7,а) имеет ту же структуру, что и измерительный мост, в котором сопротивления заменены вентилями.

К одной из диагоналей моста присоединяется вторичная обмотка трансформатора (эта схема может быть включена в сеть переменного тока и без промежуточного трансформатора), а к другой диагонали присоединяется нагрузочное сопротивление  $R_d$ .



Фиг. 1-7. Двухполупериодное выпрямление по однофазной мостовой схеме. а — схема; б — ток и напряжение во вторичной обмотке; в — напряжение и ток в нагрузке; г — ток и обратное напряжение вентилей 1 и 4; д — напряжение и ток в первичной обмотке.

Вентили включаются так, что в один из полупериодов в проведении тока участвует одна пара вентилей, и ток проходит по направлению, отмеченному сплошными стрелками, в другой полупериод в проведении тока принимает участие другая пара вентилей, и ток проходит по пути, отмеченному пунктирными стрелками.

Через нагрузку ток  $i$  проходит все время в одном направлении (фиг. 1-7,в). При этом во вторичной обмотке трансфор-

матора (в отличие от предыдущей схемы) проходит чисто переменный ток (фиг. 1-7,б). Положительным полюсом выпрямителя этой схемы является точка связи катодов, а отрицательным полюсом — точка связи анодов.

Средние значения выпрямленного напряжения, выпрямленного тока и тока через вентиль (анодного тока) здесь получаются такими же, как и в предыдущей схеме.

Обратное напряжение в этой схеме определяется фазовым напряжением, поскольку вентиль, не пропускающий в данный полупериод тока, оказывается непосредственно присоединенным к вторичной обмотке трансформатора через другой работающий вентиль, падением напряжения в котором мы можем пренебречь:

$$U_{b \text{ макс}} = \sqrt{2} E_2 = \frac{\pi}{2} U_d. \quad (1-27)$$

Таким образом, обратное напряжение в этой схеме (фиг. 1-7,г) оказывается в два раза меньшим, чем в предыдущей схеме. В этом первое преимущество рассматриваемой схемы.

Кривая первичного тока в этой схеме (фиг. 1-7,д) повторяет кривую вторичного тока. Поэтому численное значение первичного тока определяется согласно (1-23) тем же коэффициентом  $\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{k} = 1,11 \frac{1}{k}$  по отношению к среднему значению тока через вентиль, а вторичный ток определяется тем же соотношением, но без введения коэффициента трансформации.

Мощности первичной и вторичной обмоток, а следовательно, и расчетная мощность трансформатора равны каждой мощности первичной обмотки в предыдущей схеме, т. е. согласно (1-25)

$$P_2 = P_1 = P_T = 1,23 P_d. \quad (1-28)$$

Меньшая расчетная мощность трансформатора есть второе преимущество этой схемы. Этому противостоит преимущество схемы с нулевым выводом, заключающееся в том, что она требует для себя только два вентиля (а при двуханодном исполнении только один вентиль), а не четыре, как мостовая схема. В зависимости от сравнительной стоимости вентиля и трансформатора отдается преимущество той или иной схеме. В тех случаях, когда для обеспечения требуемой величины обратного напряжения вентильное плечо приходится собирать из ряда последовательно включенных вентиля, из-за малого пробивного напряжения каждого из вентиля, мостовая схема всегда выгоднее, так как общее число элементов в такой схеме то же, что и в схеме с нулевым выводом (поскольку обратное напряжение в первой схеме в два раза меньше, чем во второй), и для мостовой схемы требуется более легкий трансформатор.



### 1-8. ВЫПРЯМЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

В трехфазной системе три первичные обмотки трансформатора пропускают трехфазный ток. Вторичные же обмотки могут иметь и большее число фаз. Так, если каждый сердечник трансформатора снабдить двумя вторичными обмотками, то число фаз на вторичной стороне трансформатора возрастет до шести. Дальнейшего увеличения числа фаз (до двенадцати и более) можно добиться кратным увеличением числа вторичных обмоток на сердечнике и соединением этих обмоток в зигзаг. Таким образом, трехфазная по отношению к первичной обмотке система может быть превращена по отношению к вторичным обмоткам в шестифазную и двенадцатифазную системы. Последние применяются в преобразователях большой мощности, рассматриваемых во второй части книги. Здесь же мы ограничиваемся рассмотрением схем, у которых питание вентиля производится от трехфазной вторичной системы.

На практике нашли широкое применение две такие схемы:

1. Схема с нулевым выводом, впервые (1901 г.) предложенная к использованию в вентильных схемах В. Ф. Миткевичем [Л. I-1].

2. Мостовая схема, предложенная в 1923 г. А. Н. Ларионовым.

#### а) Схема с нулевым выводом

Вторичные обмотки трансформатора в такой схеме могут быть соединены либо в трехфазную звезду (фиг. 1-8,а), либо в трехфазный зигзаг (фиг. 1-11,а) с выводом в обоих случаях наружу нулевой точки.

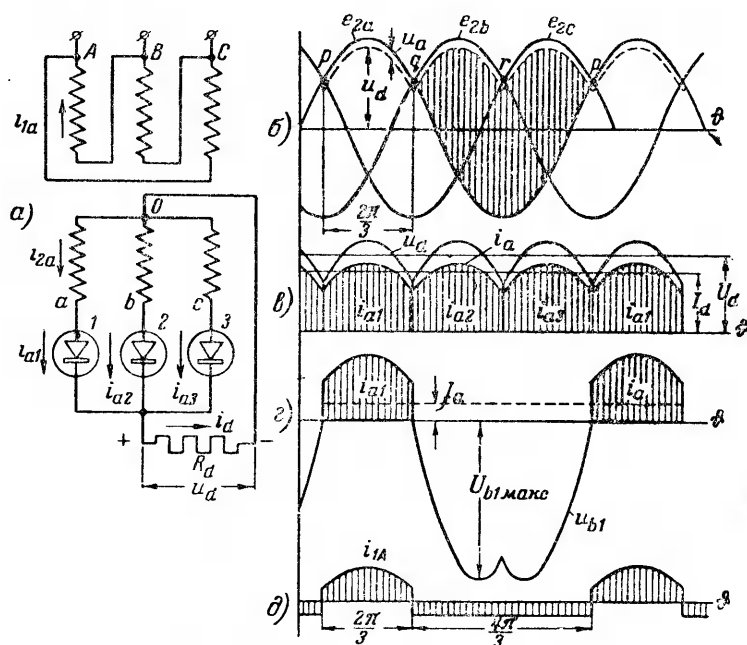
Первичная обмотка соединяется либо в треугольник (фиг. 1-8,а), либо в звезду (фиг. 1-9,а). Каждое из таких соединений вносит свои особенности в работу схемы. Их мы рассмотрим после выяснения основных соотношений, характеризующих работу схемы, представленной на фиг. 1-8,а.

Три вентиля (либо три анода одного треханодного вентиля) в этой схеме присоединяются своими анодами к трем свободным концам фаз вторичных обмоток. Каждый из вентиля в этой схеме пропускает поочередно ток в цепь нагрузки, по которой проходит выпрямленный ток. Общая точка связи катодов служит положительным полюсом для цепи нагрузки, а нулевой вывод трансформатора  $O$  — отрицательным полюсом.

Работа схемы иллюстрируется диаграммами напряжения и тока, приведенными на фиг. 1-8,б, в, г и д.

Из диаграммы вторичных напряжений (фиг. 1-8,б) видно, что в течение трети периода, измеряемой углом  $\frac{2\pi}{3}$ , напря-

жение одной фазы выше напряжения двух других фаз. В эту треть периода ток проходит только через тот вентиль, который связан с фазой наивысшего напряжения. Через два других вентиля ток в эту треть периода проходить не может, так как потенциалы анодов этих вентиляей (определяемые сплошными участками синусоид) лежат ниже потенциалов



Фиг. 1-8. Выпрямление трехфазного тока по схеме с нулевым выводом. а — схема; б — напряжения вторичных обмоток и выпрямленное напряжение, в — токи анодные и в нагрузку; г — ток и обратное напряжение вентиля 1; д — ток в первичной обмотке А.

их катодов, определяемых пунктирными участками кривой  $u_d$ . Потенциал катодов всех вентиляей один и тот же (катоды электрически связаны). Он следует за наиболее высоким потенциалом работающего вентиля (будучи отличен от него только на небольшую величину внутреннего падения напряжения  $u_a$ ). Ток в каждом из трех вентиляей, а следовательно, и в каждой вторичной обмотке трансформатора имеет, таким образом, продолжительность, равную одной трети периода (фиг. 1-8,в). Переход тока от одного вентиля к другому происходит в момент пересечения положительных полувольт напряжения (точки  $p$ ,  $q$ ,  $r$  на диаграмме фиг. 1-8,б).

Выпрямленный ток (фиг. 1-8,б), проходящий через нагрузочное сопротивление  $R_d$ , складывается из чередующихся токов  $i_{a1}$ ,  $i_{a2}$  и  $i_{a3}$ .

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = 1,17 E_2. \quad (1-29)$$

Среднее (за период) значение тока через вентиль (фиг. 1-8,з)

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (1-30)$$

Максимальное значение тока через вентиль  $I_{a \max} = I_{d \max}$  связано со средним значением  $I_d$  так же, как связаны соответствующие напряжения в формуле (1-29). Это дает:

$$I_{a \max} = \frac{\frac{\pi}{3} I_d}{\sin \frac{\pi}{3}} = 1,21 I_d = 3,63 I_a. \quad (1-31)$$

Обратное напряжение на вентиле в данной схеме определяется междуфазовым напряжением вторичных обмоток, поскольку неработающий вентиль присоединен анодом к одной из фаз, а катодом через другой работающий вентиль (внутренним падением напряжения которого мы пренебрегаем) к другой фазе вторичной обмотки трансформатора.

Мгновенные значения междуфазового напряжения соответствуют ординатам заштрихованной на фиг. 1-8,б площади. По ним построена линейная диаграмма обратного напряжения на вентиле (фиг. 1-8,з). Максимум обратного напряжения равен амплитуде междуфазового напряжения

$$U_{b \max} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_2 = 2,09 U_d. \quad (1-32)$$

По данным (1-30), (1-31) и (1-32) выбирается вентиль.

Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора определяется по (1-29).

Действующее значение тока в этой обмотке мы подсчитаем, пренебрегая пульсациями тока (что не вносит заметной ошибки), т. е. в предположении, что ток вентиля, а следовательно, и ток во вторичной обмотке трансформатора изменяются по прямоугольнику с высотой  $I_d$ .

Тогда

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \cdot \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}. \quad (1-33)$$

Действующее значение вторичного тока превосходит среднее значение этого тока в  $\sqrt{3}$  раз.

Переходя к рассмотрению первичных токов, необходимо учитывать схему соединения первичной обмотки.

При соединении первичной обмотки в треугольник, когда ток в каждой из фаз этой обмотки может протекать независимо от токов в других фазах (фиг. 1-8,а), первичный ток может быть определен, исходя из принципа, который был установлен для однополупериодного выпрямления (фиг. 1-5,б), т. е. путем исключения постоянной составляющей из полного тока, проходящего через вентиль. Это приводит к диаграмме первичного тока (фиг. 1-8,д), построенной по диаграмме вентильного тока (фиг. 1-8,з), путем перенесения оси кривой на величину постоянной составляющей

$$i_{1A} = \frac{1}{k} \left( i_{2a} - \frac{1}{3} I_d \right); \quad (1-34)$$

здесь  $k$  — коэффициент трансформации.

При соединении первичной обмотки в звезду (фиг. 1-9,а) закономерность получается несколько иной в силу того, что ток, проходящий по одной фазе, связан через нулевую точку с токами в других фазах.

Действительно, в каждый данный момент токи в узле (нулевой точке) связаны уравнением

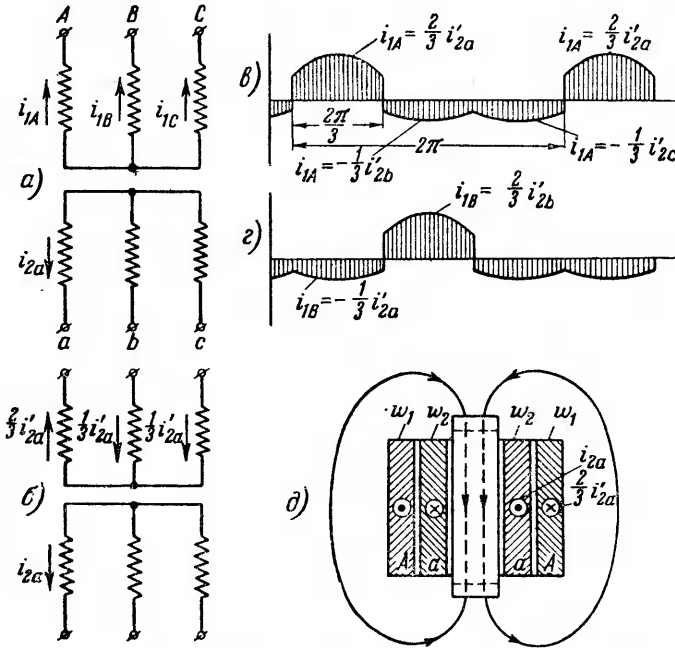
$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0, \quad (1-35)$$

из которого следует, что ток в одной из фаз по необходимости вызывает токи и в других фазах первичной обмотки, хотя вторичные обмотки этих фаз токов не пропускают.

Для того чтобы найти токораспределение в первичных обмотках при протекании тока в одной из вторичных обмоток, воспользуемся дополнительно к (1-35) уравнениями, характеризующими баланс магнитодвижущих сил (м. д. с.) по замкнутым магнитным контурам, или уравнениями для токов, характеризующих эти м. д. с. при равенстве чисел витков. Так, начиная рассмотрение с той трети периода, когда ток проходит по фазе вторичной обмотки  $a$ , как это показано на схеме фиг. 1-9,а, обходя один раз по магнитному контуру, включающему сердечники  $A$  и  $B$ , а в другом случае по кон-

туру, включающему сердечники *B* и *C*, мы при равенстве чисел витков получаем два уравнения для токов:

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} - i_{1B} - i_{2a} &= 0, \\ i_{1B} - i_{1C} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1-36)$$



Фиг. 1-9. Токораспределение в трехфазном выпрямительном трансформаторе при первичной обмотке, соединенной в звезду. *a*—расчетная схема для токов; *б*—действительные токи в обмотках; *в*—диаграмма тока в обмотке *A*; *г*—то же в обмотке *B*; *д*—ход однонаправленного магнитного потока.

Совместное решение (1-35) и (1-36) для рассматриваемой трети периода дает токи в фазах первичной обмотки:

$$\left. \begin{aligned} i_{1A} &= \frac{2}{3} i_{2a}, \\ i_{1B} &= -\frac{1}{3} i_{2a}, \\ i_{1C} &= -\frac{1}{3} i_{2a}. \end{aligned} \right\} \quad (1-37)$$

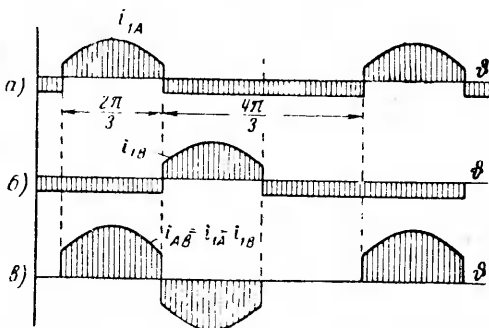
Из (1-37) следует, что первичная обмотка, соответствующая нагруженной вторичной обмотке, пропускает в положительном направлении  $\frac{2}{3}$  нагрузочного тока (приведенного к первичной

обмотке), в то время как две другие фазы пропускают в отрицательном направлении в рассматриваемую  $1/3$  периода по  $1/3$  от нагрузочного тока (фиг. 1-9,б). В следующие две трети периода такое токораспределение повторяется для двух других фаз. В результате мы получаем изменение первичных токов в фазах  $A$  и  $B$  по диаграммам фиг. 1-9,в и г.

Найденное токораспределение сказывается на потокораспределении в магнитной системе трансформатора.

Действительно, при прохождении тока  $i_{2a}$  на первом сердечнике создается небаланс в  $1/3$  от полной м. д. с., причем избыточная м. д. с. создается током вторичной обмотки. На двух других сердечниках в эту же треть периода также создается небаланс в  $1/3$  от полной м. д. с., однако этот небаланс создается током первичной обмотки. В следующие  $2/3$  периода нескомпенсированность м. д. с. по сердечникам повторяется с той лишь разницей, что избыток вторичной м. д. с. создадут токи в фазах  $b$  или  $c$ .

Нескомпенсированные м. д. с. создают в каждую треть периода одинаково направленный во всех трех сердечниках (однаправленный) магнитный поток, как это схематически показано на фиг. 1-9,д. Этот поток замыкается от ярма к ярму через воздух и кожух трансформатора, причем при трехфазных вторичных обмотках он постоянен по направлению. Однонаправленный поток появляется как при соединении первичной обмотки в звезду, так и при соединении этой обмотки в треугольник. Разница заключается, однако, в том, что при соединении обмотки в треугольник этот поток неизменен во времени, так как нескомпенсированными оказываются в этом случае только постоянные составляющие токов во вторичных обмотках, между тем как при соединении первичной обмотки в звезду одинаково направленный поток пульсирует, так же как и анодные токи, поскольку пульсации тока также нескомпенсированы полностью на сердечниках. Пульсации потока имеют трехкратную частоту, так как один период пульсаций анодного тока соответствует одной трети периода переменного тока.



Фиг. 1-10. Токи в первичной обмотке и линейный ток при соединении треугольником.

$a$  — ток в первичной обмотке  $A$ ;  $б$  — ток в обмотке  $B$ ;  $в$  — линейный ток.

Наличие постоянной составляющей однонаправленного тока в сердечниках приводит к необходимости увеличения сечения этих сердечников во избежание больших токов холостого хода из-за их насыщения.

Пульсации в потоке однофазного намагничения вызывают э. д. с. самоиндукции во вторичных обмотках трансформатора, аналогичные э. д. с., получаемым от катодной индуктивности. Последняя, как ниже будет показано в § 1-13, включается в цепь выпрямленного тока с целью сглаживания кривой тока. Поэтому действительные пульсации этого тока в схеме звезда несколько меньше, чем в схеме треугольник-звезда (фиг. 1-8,б).

Определяя действующее значение первичного фазового тока, исходя из прямоугольной кривой этого тока (т. е. без учета пульсаций), мы для обеих схем получаем:

$$I_1 = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \left( \frac{2}{3} I_d \right)^2 \cdot \frac{2\pi}{3} + \left( \frac{1}{3} I_d \right)^2 \cdot \frac{4\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (1-38)$$

При треугольнике нас еще интересует линейный ток. Кривая этого тока построена на фиг. 1-10,б по разности токов в фазах *A* и *B* (фиг. 1-10,а и б).

При пренебрежении пульсациями действующее значение линейного тока

$$I_{1a} = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \cdot \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (1-39)$$

Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_2 = 3E_2 I_2 = 3 \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,48 P_d. \quad (1-40)$$

Расчетная мощность первичной обмотки

$$P_1 = 3E_1 I_1 = 3k \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3k} I_d = 1,21 P_d. \quad (1-41)$$

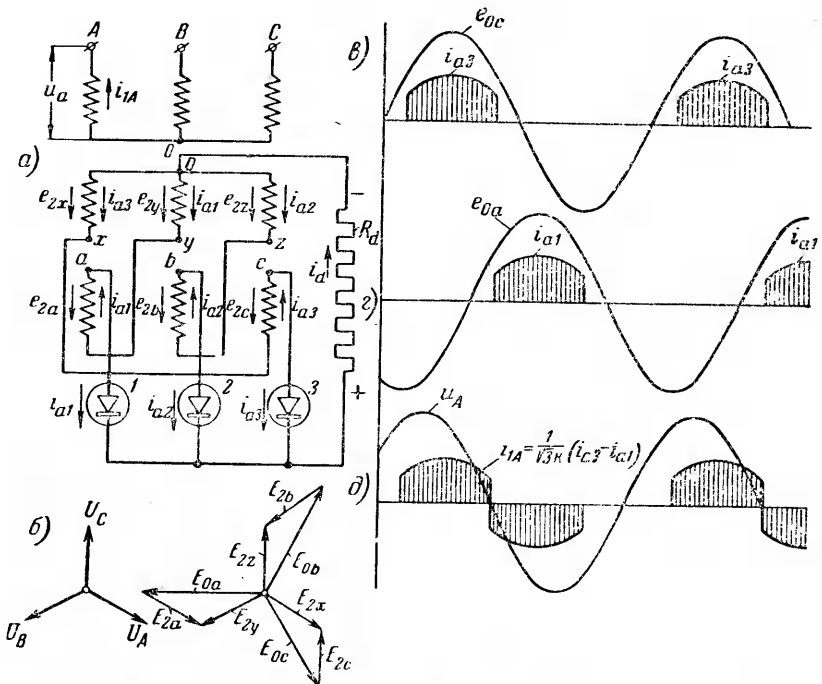
Расчетная мощность трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1,345 P_d. \quad (1-42)$$

При соединении вторичной обмотки в зигзаг (фиг. 1-11,а) каждый сердечник трансформатора несет на себе две вторичные обмотки (одну, принадлежащую к внутренней звезде, и вторую, являющуюся внешней ветвью зигзага), обтекаемые током, как это видно из схемы фиг. 1-11,а, в разных направлениях.

Фазовое напряжение в такой схеме, образуемое, как это видно из векторной диаграммы на фиг. 1-11, б, геометрической разностью напряжений в ветвях зигзага, оказывается в  $\sqrt{3}$  раз больше напряжения в ветви зигзага

$$E_2 = \sqrt{3} E_{2x}$$



Фиг. 1-11. Выпрямление трехфазного тока по схеме с нулевым выводом при соединении вторичной обмотки в зигзаг.

a — схема; б — векторные диаграммы первичных и вторичных напряжений; в — ток ветви 3 и его фазовое напряжение; г — то же ветви 1; д — ток и напряжение в первичной обмотке A.

Если коэффициент трансформации вычислять, как и в предыдущем, по отношению фазовых напряжений первичной и вторичной обмоток  $U_1$  и  $E_2$ , то в отношении токов первичной и вторичной обмоток в ветвях зигзага, определяемых из баланса м. д. с., надо кроме коэффициента трансформации еще вводить коэффициент  $\sqrt{3}$ .

В связи с наличием двух вторичных обмоток на каждом из сердечников ток в первичной обмотке является разностью вторичных токов. Этому соответствует построение кривой первичного тока (фиг. 1-11, д) в фазе A по диаграммам вторичных токов, проходящих по обмоткам, расположенным на первом



сердечнике (фиг. 1-11, в и г). Первая диаграмма характеризует изменение тока во внутренней ветви зигзага  $Ox$ , а вторая характеризует изменение тока во внешней ветви зигзага  $ya$ . Магнитодвижущие силы, создаваемые первичными и вторичными обмотками, оказываются в этой схеме уравновешенными, и поток однонаправленного намагничения не возникает. Исключение однонаправленного намагничения соединением обмотки в зигзаг является преимуществом схемы, но оно связано с дополнительной затратой на медь в связи с относительно большим числом витков во вторичных обмотках.

При зигзаге расчетная мощность вторичных обмоток трансформатора

$$P_2 = 6 \frac{1}{\sqrt{3}} E_2 I_2 = 6 \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_d}{1,17} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 1,71 P_d \quad (1-43)$$

заметно больше, чем в предыдущих схемах.

Действующее значение первичного тока в данной схеме

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{3k}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \cdot \frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{k} I_d \quad (1-44)$$

Расчетная мощность первичной обмотки трансформатора

$$P_1 = 3U_1 I_1 = 1,21 P_d$$

та же, что и в предыдущей схеме.

Расчетная мощность трансформатора

$$P_T = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1,71 + 1,21}{2} P_d = 1,46 P_d \quad (1-45)$$

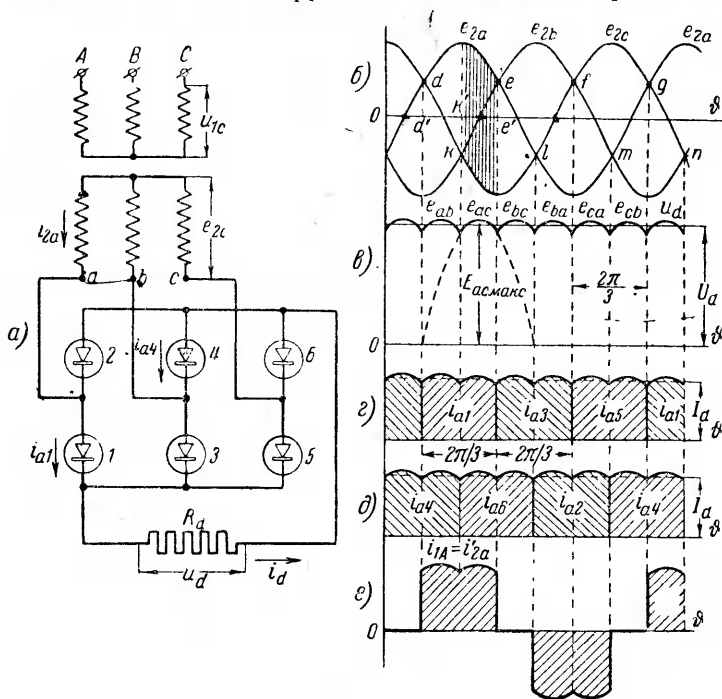
больше, чем в двух предыдущих схемах. Будет ли фактический вес трансформатора при схемах звезда-звезда и треугольник-звезда меньше, чем при схеме звезда-зигзаг, зависит от того, насколько утяжелится вес стали и меди трансформатора из-за увеличения в двух первых схемах сечения сердечников трансформаторов при наличии однонаправленного потока, что количественно не учитывается расчетными формулами, приведенными для первых схем.

## б) Трехфазная мостовая схема

Трехфазная мостовая схема, изображенная (фиг. 1-12, а) и предложенная А. Н. Ларионовым<sup>1</sup>, является логическим развитием однофазной мостовой схемы (фиг. 1-7). Шесть вентилях этой схемы можно разбить на две группы: 1) нижнюю, нечетную группу (вентили 1; 3; 5), у которой электрически связаны между собой катоды, являющиеся положительным полюсом для внешней цепи, а аноды присоединены к концам

<sup>1</sup> Свидетельство от 14/IV 1923 г. за № 76582.

фаз; 2) верхнюю, четную группу (вентили 2; 4; 6), у которой электрически связаны аноды, являющиеся отрицательным полюсом для внешней цепи, а к концам фаз привязаны катоды. Работа группы вентилей, связанных катодами (нечетная группа), повторяет режим работы трехфазной схемы с нулевым выводом. В данной группе в течение одной трети периода



Фиг. 1-12. Выпрямление трехфазного тока по мостовой схеме.

*a* — схема; *б* — вторичные напряжения; *в* — выпрямленное напряжение; *г* — токи в вентилей нечетной группы; *д* — токи в вентилей четной группы; *е* — первичный ток в фазе *A*.

работает вентиль с наиболее высоким потенциалом у анода. В группе вентилей, связанных анодами (четная группа), потенциалы всех анодов одинаковы, и в данную часть периода работает тот вентиль, у которого катод наиболее отрицателен. Таким образом, в любой момент времени в схеме Ларионова работают два вентиля: один нижний и другой верхний. Чередование работы отдельных вентилей легко проследить по диаграммам напряжений и токов (фиг. 1-12, *б* — *е*). Верхняя диаграмма (фиг. 1-12, *б*) определяет ход фазовых напряжений, а расположенная под ней диаграмма (фиг. 1-12, *в*) определяет ход кривой выпрямленного напряжения, складывающийся из чередующихся участков междуфазовых напряжений. На основе этих диаграмм построены кривые токов через вен-

тили, которые для нечетной группы вентиляей показаны на фиг. 1-12,з, а для четной группы вентиляей — на фиг. 1-12,д. Так, на участке, ограниченном на фиг. 1-12,б, точками  $d'$  и  $k'$ , пропускают ток первый вентиль, как имеющий в нечетной группе вентиляей наиболее высокий потенциал анода, и вентиль четвертый, имеющий в четной группе вентиляей наиболее низкий потенциал катода. В момент, определяемый точкой  $k'$ , вместо четвертого вентиля вступает в работу шестой, а первый продолжает работать еще одну шестую часть периода до момента, определяемого точкой  $e'$ , когда в работу вступает третий вентиль. Таким образом, каждый из вентиляей пропускает ток в течение одной трети периода. Токи трех вентиляей одной группы образуют в течение периода выпрямленный ток. Кривая выпрямленного напряжения (фиг. 1-12,в) отличается в этой схеме тем, что входящие в нее пульсации соответствуют шестикратной частоте (по отношению к частоте переменного тока).

Среднее значение выпрямленного напряжения может быть поэтому вычислено по формуле, аналогичной (1-29), если вместо 3 подставить 6 и вместо фазового напряжения  $E_2$  подставить линейное напряжение  $E_{2л}$ .

Это дает:

$$U_d = \frac{\sqrt{2} E_{2л} \sin \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{6}} = 1,35 E_{2л} = 2,34 E_2. \quad (1-46)$$

Из полученного равенства следует, что при одном и том же выпрямленном напряжении  $U_d$  величина фазового напряжения при мостовой схеме может быть взята в  $\frac{2,34}{1,17} = 2$  раза меньше, чем при трехфазной схеме с нулевым выводом. Это заметно облегчает требования к изоляции обмоток трансформатора, что особенно существенно в установках высокого напряжения.

Среднее значение тока через вентиль

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (1-47)$$

Максимальное значение тока через вентиль может быть найдено, исходя из равенства, аналогичного равенству (1-46), для напряжений

$$I_{a \text{ макс}} = I_{d \text{ макс}} = I_d \frac{\frac{\pi}{6}}{\sin \frac{\pi}{6}} = 1,045 I_d = 3,14 I_a. \quad (1-48)$$

В этой схеме, как и во всех ранее рассмотренных, максимальное значение тока через вентиль в три с лишним раза превышает среднее значение этого тока. Это принято во внимание при выборе проектных параметров для промышленных типов вентиляей, одни узлы которых рассчитываются по среднему значению тока (анод и теплоотводящая поверхность прибора), а другие по максимальному значению (катод и внутренняя геометрия узлов прибора).

Обратное напряжение в данной схеме также определяется линейным напряжением, поскольку в непроводящую часть периода любой из вентиляей присоединен через другой работающий вентиль (внутренним падением напряжения которого мы пренебрегаем) к линейным зажимам трансформатора. Часть кривой обратного напряжения (зеркальное изображение по отношению к оси абсцисс), для вентиля 5, не работающего в ту часть периода, когда пропускают поочередно ток вентиля 1 и 3, показана пунктиром на фиг. 1-12, в.

Амплитуда линейного напряжения

$$U_{b \text{ макс}} = E_{2 \text{ макс}} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} E_2 = 1,045 U_d. \quad (1-49)$$

Сравнительно малое значение амплитуды обратного напряжения является выгодной особенностью данной схемы.

По формулам (1-47), (1-48) и (1-49) могут быть найдены параметры вентиля, удовлетворяющего требуемым  $U_d$  и  $I_d$ .

Ток во вторичной обмотке трансформатора, складывающийся в фазе  $a$  из токов в первом и втором приборах, присоединенных к данной фазе (фиг. 1-12, е), является чисто переменным током.

Действующее значение этого тока при пренебрежении пульсациями

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_d^2 \cdot \frac{4\pi}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d. \quad (1-50)$$

Форма первичного тока (фиг. 1-12, е) повторяет форму вторичного, поэтому отношение этих токов определяется только коэффициентом трансформации

$$I_1 = \frac{1}{k} I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{k} I_d. \quad (1-51)$$

Расчетная мощность обеих обмоток в данной схеме одинакова. Поэтому равна им и расчетная мощность трансформатора

$$P_T = P_1 = P_2 = 3 \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \frac{U_d}{2,34} = 1,045 P_d. \quad (1-52)$$

Малая расчетная мощность трансформатора является также преимуществом этой схемы.

Отмеченные качества схемы: 1) меньшие пульсации в кривой выпрямленного напряжения в силу того, что амплитуда пульсаций, как это будет показано в § 1-12, при шестикратной их периодичности меньше, чем при трехкратной; 2) малая величина обратного напряжения (практически равного выпрямленному напряжению); 3) малый вес трансформатора дают этой схеме преимущества перед схемой с нулевым выводом (в тех случаях, когда применяются одноанодные вентили и стоимость трех добавочных вентилях не вызывает заметного общего увеличения затрат на выпрямительную установку).

Когда необходимо включать в каждую выпрямительную ветвь несколько вентилях последовательно в связи с тем, что обратное напряжение превышает вентиляльную прочность выбираемых типов вентилях, мостовая схема всегда более выгодна, поскольку общее число вентилях в ней получается тем же, что и у схем с нулевым выводом.

Полученные соотношения для токов и напряжений для всех пяти рассмотренных схем для удобства расчетов и сравнительной оценки сведены в табл. 1-1.

Таблица 1-1  
Соотношения токов и напряжений в простейших схемах выпрямления тока при чисто активной нагрузке

№ п/п.	Название схемы	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{I_a \text{ макс}}{I_a}$	$\frac{U_b \text{ макс}}{U_d}$	$\frac{E_2}{U_d}$	$\frac{P_T}{P_d}$	$\frac{P_d}{P_2}$	$\frac{P_d}{P_1}$
1	Однополупериодная . . . . .	1,0	3,14	3,14	2,22	3,09	0,236	0,372
2	Однофазная с нулевым выводом . . . . .	0,5	3,14	3,14	1,11	1,48	0,575	0,813
3	Однофазная мостовая . . . . .	0,5	3,14	1,57	1,11	1,23	0,813	0,813
4	Трехфазная с нулевым выводом . . . . .	0,33	3,63	2,09	0,855	1,345 (1,46 при зигзаге)	0,675	0,813
5	Трехфазная мостовая . . . . .	0,33	3,14	1,045	0,427	1,05	0,952	0,952

Наряду с величинами, помещенными в трех средних столбцах табл. 1-1, определяющими собой параметры вентиля, в четырех последних столбцах приведены значения величин, характеризующих параметры трансформатора.

Значение величины  $\frac{P_T}{P_d}$  определяет собой требующуюся

кратность расчетной мощности трансформатора по отношению к мощности  $P_d$ .

Иногда для оценки степени использования обмоток трансформатора по сравнению с мощностью, которую эти обмотки могли бы отдавать при чисто синусоидальном активном токе, вводят еще коэффициенты использования вторичной и первичной обмоток трансформатора

$$k_2 = \frac{P_d}{P_2}, \quad (1-52a)$$

$$k_1 = \frac{P_d}{P_1}. \quad (1-52б)$$

Значения этих коэффициентов также даны в двух последних графах таблицы.

### 1-9. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ИНДУКТИВНОСТЬ

Индуктивность может входить в цепь выпрямленного тока либо в качестве элемента, неразрывно связанного с электрической системой потребителя (двигатели постоянного тока, электромагниты, реле и т. д.), либо как самостоятельное звено с целью сглаживания кривой тока или напряжения, когда это звено используется как фильтр.

Влияние индуктивности как фильтра рассматривается нами в § 1-13, по отношению к  $m$ -фазной схеме. Поэтому при рассмотрении здесь общих закономерностей при введении индуктивности мы ограничиваемся анализом двух простейших схем одно- и двухполупериодного выпрямления тока. При этом мы главным образом разбираем влияние индуктивности на ток вентиля, равный току во вторичной обмотке трансформатора, и выпрямленный ток. Построение кривой тока в первичной обмотке трансформатора остается таким же, каким оно было описано при рассмотрении режима работы выпрямителей на чисто активную нагрузку, в частности, при однополупериодном выпрямлении этот первичный ток получается путем исключения из вторичного тока постоянной составляющей.

#### а) Однополупериодное выпрямление

Схема однополупериодного выпрямления приведена на фиг. 1-13,а, а соответствующая ей диаграмма вторичного напряжения и тока в вентиле  $i_a$  — на фиг. 1-13,б.

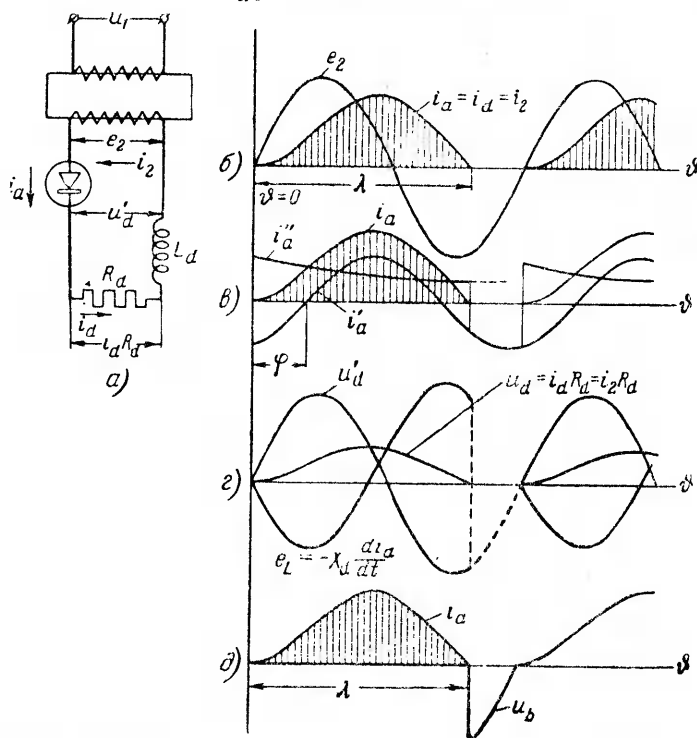
Кривая тока  $i_a = i_d$  перенесена с диаграммы фиг. 1-13,в, где показано построение этой кривой по двум ее составляющим:

а) составляющей стационарного режима  $i'_a$ , проходящей по цепи из  $R_d$  и  $L_d$  под действием синусоидального напряжения  $e_2$ ;

б) составляющей свободного режима  $i_a''$ , обусловленной отсутствием в момент включения того магнитного поля, которое соответствует стационарному току.

Обе составляющие могут быть получены из решения уравнения

$$\omega L_d \frac{di_a}{d\theta} + i_a R_d = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (1-53)$$



Фиг. 1-13. Однополупериодное выпрямление при активно-индуктивной нагрузке.

*a* — схема; *б* — вторичное напряжение и ток; *в* — разложение тока вентилья на составляющие; *г* — составляющие выходного напряжения; *д* — ток и обратное напряжение на вентиле.

Составляющую стационарного режима дает частное решение уравнения (1-53) с правой частью

$$i_a' = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin(\vartheta - \varphi). \quad (1-54)$$

Здесь угол  $\varphi$ , определяемый из равенства  $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L_d}{R_d}$ , дает отмеченный на фиг. 1-13, *в* угол сдвига синусоиды тока по отношению к синусоиде напряжения  $e_2$ .

Составляющую свободного режима находим, приравняв нулю правую часть уравнения (1-53).

Это дает:

$$i_a'' = Ae^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta} \quad (1-55)$$

Исходя из условия, что в момент  $\vartheta = 0$  ток  $i_a = 0$ , мы находим постоянную интегрирования

$$A = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin \varphi \quad (1-56)$$

При графическом построении экспоненциальной кривой, определяющей ход свободного тока, значение  $A$  может быть найдено и непосредственно по начальной ординате установившегося тока, будучи равно ей по величине и противоположно по знаку.

Результирующая кривая анодного тока, построенная на фиг. 1-13, в по составляющим, соответствует, таким образом, уравнению

$$i_a = \frac{\sqrt{2} E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[ \sin(\vartheta - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta} \right] \quad (1-57)$$

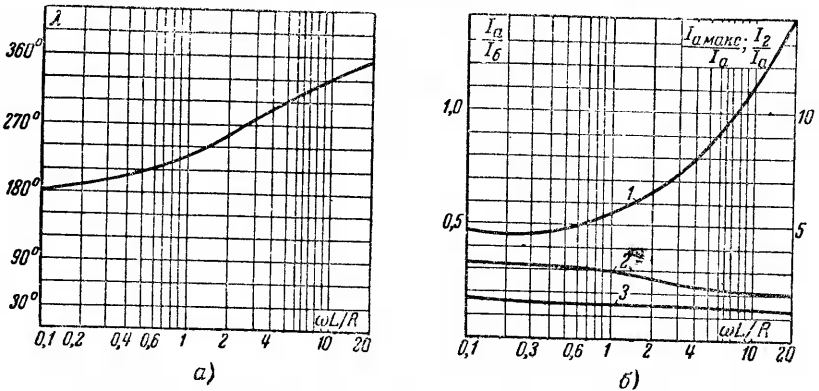
Сопоставляя построенную кривую анодного тока с  $e_2$ , мы видим, что кроме характерной для всех цепей с индуктивностью особенности, заключающейся в том, что кривая тока не повторяет кривую питающего цепь напряжения, здесь эта особенность дополняется тем, что ток в цепи нагрузки продолжает протекать и в течение некоторой доли отрицательной части периода. Это становится возможным благодаря тому, что кроме внешнего напряжения в такой цепи действует э. д. с. самоиндукции, возникающая при накоплении и отдаче энергии магнитным полем индуктивности.

Кривая э. д. с. самоиндукции  $e_L = -X \frac{di_d}{d\vartheta}$  построена на фиг. 1-13, г наряду с кривой внешнего напряжения  $e_2$ . На этой же фигуре дана кривая результирующего напряжения  $u_d$ , определяющая активное падение напряжения в нагрузке  $u_d = i_d R_d$ .

Пока ток  $i_d$  нарастает, э. д. с. самоиндукции отрицательна. Это свидетельствует о накоплении энергии в магнитном поле индуктивности. При спаде тока  $i_d$  э. д. с. самоиндукции положительна. В течение отрицательной части периода часть э. д. с. самоиндукции тратится на активное падение напря-



жения в сопротивлении  $R_d$ , а другая ее часть компенсирует отрицательное напряжение сети  $e_2$ . Компенсирующая доля э. д. с. самоиндукции характеризует долю энергии, возвращаемую индуктивностью в цепь переменного тока.



Фиг. 1-14. Характеристики однополупериодного выпрямителя при активно-индуктивной нагрузке.

$a$  — продолжительность работы вентиля  $\lambda$ ;  $b$  — относительные значения: среднего тока  $\frac{I_a}{I_\delta}$  (кривая 1), максимального тока  $\frac{I_a^{\max}}{I_a}$  (кривая 2) и действующего тока  $\frac{I_2}{I_a}$  (кривая 3).

Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$  определяется интегрированием переменного напряжения  $e_2$  в пределах продолжительности работы анода

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1 - \cos \lambda}{2} E_2. \quad (1-58)$$

Угол продолжительности  $\lambda$  может быть найден, исходя из условия, что  $i_a$  в (1-57) равняется нулю при  $\vartheta = \lambda$ . Это дает:

$$\sin(\lambda - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \lambda} = 0. \quad (1-59)$$

Подсчитанные по (1-59) значения угла  $\lambda$  в функции от  $\frac{\omega L_d}{R_d}$  дает кривая на фиг. 1-14,  $a$ .

Среднее значение выпрямленного тока можно определить по формуле

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (1-60)$$

Вычисленные по (1-60) относительные значения  $I_a = I_d$  в долях тока, принятого в качестве единицы сравнения

$$I_0 = \frac{E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}}, \quad (1-61)$$

представлены кривой  $I$  на фиг. 1-14,б.

Ток  $I_0$ , называемый базисным током, легко вычисляется при известных значениях  $E_2$  и параметрах контура. Этот ток дает возможность обобщить численные результаты расчета на цепь с любыми соотношениями параметров  $\omega L_d$  и  $R_d$  и пользоваться кривыми фиг. 1-14,б как универсальными. Получаемые из кривых относительные величины токов, будучи умножены на  $I_0$ , дают абсолютные значения тока.

Кривые на фиг. 1-14,б показывают, что среднее значение выпрямленного тока  $I_d$  повышается с ростом  $\frac{\omega L_d}{R_d}$ , между тем как среднее значение  $U_d$  с ростом  $\frac{\omega L_d}{R_d}$  согласно (1-58) уменьшается. В пределе, когда  $\lambda = 2\pi$ , среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$  равно нулю, между тем как значение тока  $I_d$  максимально.

На фиг. 1-14,б приведены также требующиеся для полной характеристики вентилей и выбора вторичной обмотки трансформатора кривые относительных значений максимального тока к среднему  $\frac{I_{a \text{ макс}}}{I_a}$  и действующего тока к среднему  $\frac{I_2}{I_a}$ . Максимальное значение тока определено путем предварительного дифференцирования  $i_a$  в уравнении (1-57), а действующее значение тока  $I_2$  вычислено, как среднеквадратичное из значений  $i_a$ , даваемых тем же уравнением (1-57).

Из хода кривой  $\frac{I_{a \text{ макс}}}{I_a}$  мы видим, что отношение максимального тока к среднему мало меняется даже при очень сильном увеличении индуктивности. Это говорит о том, что индуктивность в схемах однополупериодного выпрямления тока почти не сглаживает.

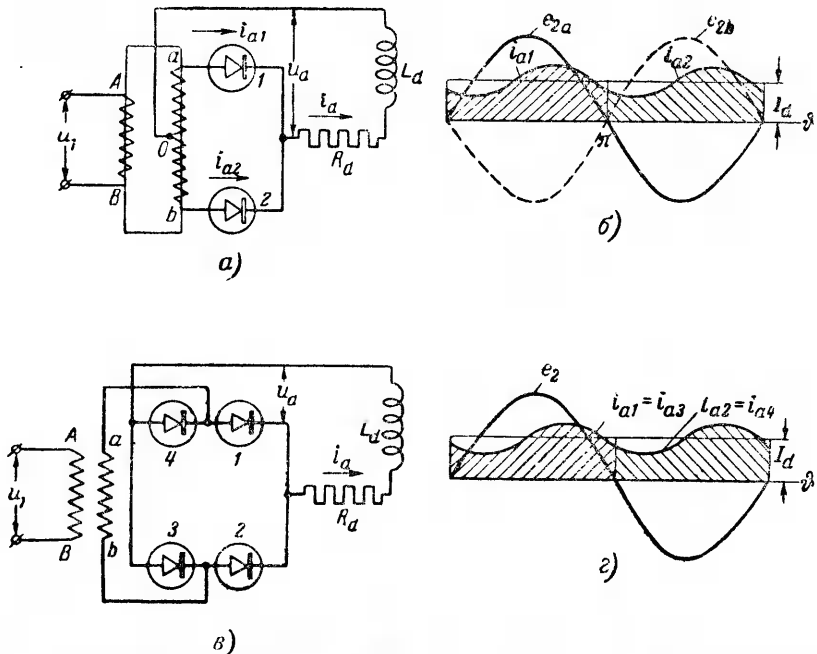
Характерным для данной схемы является также ход кривой обратного напряжения на вентиле, построенной на фиг. 1-13,д по кривым 1-13,г. Кривая обратного напряжения начинается не от нуля, как в предыдущих схемах, а имеет начальный скачок. Это необходимо учитывать при использовании в схеме ионных вентилей.

Проведенный анализ работы схемы однополупериодного выпрямления при наличии в цепи нагрузки кроме активного со-

противления еще и индуктивности важен не столько с точки зрения практического использования такой схемы, которая, как самостоятельно действующая, встречается относительно редко, сколько с точки зрения установления того принципиально нового, что вносит собой индуктивность в цепи нагрузки.

### б) Двухполупериодное выпрямление

Ход кривых тока при двухполупериодном выпрямлении в схеме с нулевым выводом (фиг. 1-15,а) при наличии в цепи нагрузки кроме активного сопротивления еще индуктивности



Фиг. 1-15. Двухполупериодное выпрямление при активно-индуктивной нагрузке.

а — схема с нулевым выводом; б — токи и напряжения во вторичных обмотках; в — мостовая схема; г — напряжение во вторичной обмотке и токи в вентилях.

показывает диаграмма на фиг. 1-15,б. В мостовой схеме (фиг. 1-15,в) прохождение токов иллюстрируется аналогичной диаграммой фиг. 1-15,г.

Вентильные токи, суммируясь на участке нагрузки, дают выпрямленный ток  $i_d$ . Как и в схеме однополупериодного выпрямления, вентильный ток к концу положительного полупериода не спадает к нулю, а сохраняет конечное значение. К моменту  $\theta = \pi$  ток от одного вентиля (одних вентилях —

в мостовой схеме) мгновенно переходит к другому (другим — в мостовой схеме) в силу того, что напряжение в цепи первого вентиля делается отрицательным, в то время как напряжение в цепи второго вентиля — положительным. Мгновенному переходу тока от одной фазы вторичной обмотки ко второй ничто не препятствует, поскольку мы оперируем с идеальным трансформатором, характеризуемым отсутствием активного и реактивного сопротивлений в его обмотках и с идеальными вентилями, прямое сопротивление которых мы также принимаем равным нулю.

В переходе тока в момент  $\vartheta = \pi$  от одной вторичной обмотки к другой и заключается основное отличие работы этой схемы от схемы однополупериодного выпрямления. Дифференциальное уравнение напряжений (1-53), из которого может быть определен ток в контуре, содержащем одну из вторичных обмоток трансформатора, активное сопротивление нагрузки  $R_d$  и индуктивное сопротивление  $X = \omega L_d$ , остается в силе и для данной схемы. Меняется лишь условие, по которому может быть найдена постоянная интегрирования  $A$ , определяющая начальное значение свободного тока. Для ее определения можно воспользоваться условием равенства значений выпрямленного тока в начале и в конце каждого из полупериодов

$$i_{d(0)} = i_{d(\pi)}. \quad (1-62)$$

Это приводит к уравнению

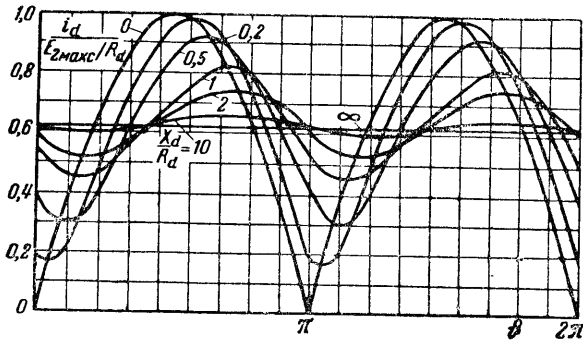
$$\begin{aligned} -\frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin \varphi + A &= \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \sin \varphi + \\ &+ Ae^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \pi}. \end{aligned} \quad (1-63)$$

Определяя  $A$  из (1-63) и подставляя его в полное уравнение для тока, находим:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{\sqrt{2}E_2}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_d)^2}} \left[ \sin(\vartheta - \varphi) + \frac{2 \sin \varphi}{1 - e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \pi}} e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta} \right] = \\ &= \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \cos \varphi \left[ \sin(\vartheta - \varphi) + \frac{2 \sin \varphi}{1 - e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \pi}} e^{-\frac{R_d}{\omega L_d} \vartheta} \right]. \end{aligned} \quad (1-64)$$

Это уравнение действительно в пределах углов от 0 до  $\pi$ . Вычисленные на основе (1-64) относительные значения выпрямленного тока в долях от максимального

$$I_{d\text{макс}} = \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d}$$



Фиг. 1-16. Кривые выпрямленного тока при двухполупериодной схеме, работающей на активно-индуктивную нагрузку при различных отношениях  $X/R_d$ .

в функции времени иллюстрируют кривые на фиг. 1-16. В приведенном семействе кривых величина  $\frac{\omega L_d}{R_d} = \text{tg } \varphi$  выбрана в качестве параметра.

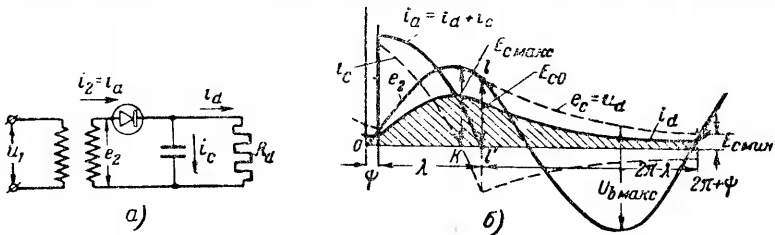
Из кривых фиг. 1-16 видно, что с ростом индуктивности пульсации в кривой выпрямленного тока заметно уменьшаются. Это говорит о том, что катодная индуктивность может быть успешно использована в схемах выпрямления с  $m = 2$  и выше в качестве сглаживающего звена — фильтра.

#### 1-10. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА АКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ЕМКОСТЬ

Работу выпрямителя на емкость в сочетании с активным сопротивлением есть необходимость рассматривать только при параллельном включении  $C$  в цепь нагрузки (фиг. 1-17,а), поскольку при последовательном включении постоянная составляющая тока через емкость пройти не может. Параллельно включенная емкость и применяется в качестве сглаживающего элемента — фильтра преимущественно в установках на малые токи. Хотя количественный эффект от действия емкости как фильтра зависит в большой степени, как это выяснится в § 1-13, от включенного до нее сопротивления, в частности от внутреннего сопротивления вентиля и обмоток трансформа-

тора, мы, тем не менее, этих сопротивлений здесь не учитываем, а рассматриваем действие емкости в чистом виде с тем, чтобы подчеркнуть те особенности, которые вносят собой наличие емкости в цепи.

Работу схемы (фиг. 1-17,а) иллюстрируют линейные диаграммы (фиг. 1-17,б), которые показывают, что в пределах



Фиг. 1-17. Однополупериодное выпрямление при активно-емкостной нагрузке.

а — схема; б — диаграмма напряжений и токов.

каждого периода напряжения при наличии параллельно включенной емкости можно различать два этапа:

- 1) когда вентиль проводит ток;
- 2) когда вентиль заперт.

В течение этапа проводимости вентиля, начинающегося при угле  $\psi$  (величина которого находится в последующем) и продолжающегося в течение времени, обозначенного на фиг. 1-17,б углом  $\lambda$ , конденсатор вначале заряжается. Заряд конденсатора продолжается до максимума кривой переменного напряжения  $e_2$ . Зарядный ток

$$i_c = \omega C \frac{de_2}{dt} \quad (1-65)$$

(определяемый участком пунктирной синусоиды  $i_c$ ) опережает напряжение  $e_2$  на  $90^\circ$ . Кроме зарядного тока вентиль пропускает одновременно ток в цепь нагрузки  $i_d$ . Этот ток пропорционален мгновенным значениям  $e_2$

$$i_d = \frac{e_2}{R_d} \quad (1-66)$$

До точки  $k$ , соответствующей максимуму напряжения  $e_2$ , вентильный ток равен поэтому сумме токов

$$i_a = i_c + i_d \quad (1-67)$$

Соответственно этой сумме и построена кривая анодного тока  $i_a$  на фиг. 1-17,б.

Пройдя максимум напряжения  $e_2$ , конденсатор начинает разряжаться, и ток нагрузки становится равным сумме двух

токов: тока вентиля  $i_a$  и абсолютной величине разрядного тока конденсатора  $i_c$

$$i_d = i_a + |i_c|. \quad (1-68)$$

В силу того, что разрядный ток конденсатора  $i_c$  возрастает, а ток  $i_d$  неизменно следует уравнению (1-66), ток  $i_a$  быстро уменьшается и становится, наконец, равным нулю, в момент, когда  $i_c$  становится равным  $i_d$  (точка  $l'$  на фиг. 1-17, б). На этом заканчивается этап проводимости вентиля.

В течение этапа проводимости напряжение на конденсаторе, как и на параллельно к нему присоединенной нагрузке, определяется напряжением вторичной обмотки трансформатора  $e_2$ :

$$e_c = u_d = \sqrt{2}E_2 \sin \vartheta. \quad (1-69)$$

В течение второго этапа, когда вентиль заперт, конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки.

В этом режиме абсолютная величина изменившего свое направление тока конденсатора равна току в нагрузке

$$|i_c| = i_d, \quad (1-70)$$

а напряжение на конденсаторе и нагрузке изменяется по известному из теории неустановившихся режимов уравнению

$$e_c = u_d = E_{c0} e^{-\frac{\vartheta}{\omega CR_d}}. \quad (1-71)$$

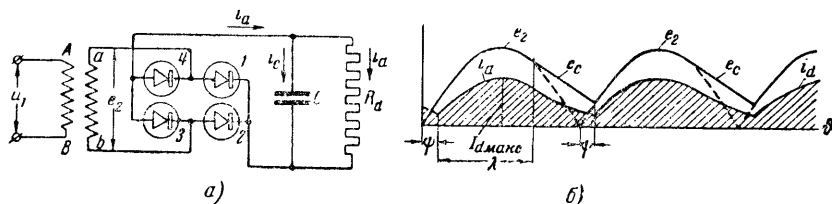
Если постоянная времени  $R_d C$  достаточно велика, то экспоненциальная кривая спадает к нулю достаточно медленно, и разрядный ток, а вместе с ним и ток нагрузки сохраняют конечное значение до наступления очередного цикла проводимости. Вентиль заперт в течение времени, определяемого углом  $2\pi - \lambda$ .

Угол  $\psi$ , определяемый точкой пересечения экспоненциальной кривой с синусоидой, и определяет собой введенный ранее угол начала проводимости вентиля по отношению к началу синусоиды питающего цепь напряжения.

Если напряжение на конденсаторе, соответствующее углу  $\psi$ , обозначить через  $E_{c\min}$ , то угол  $\psi$  можно определить из равенства

$$\sin \psi = \frac{\sqrt{2}E_2}{E_{c\min}}. \quad (1-72)$$

Ход кривой выпрямленного напряжения на фиг. 1-17,б достаточно наглядно иллюстрирует роль конденсатора в рассматриваемой схеме выпрямления. Получая заряд от источника питания в течение этапа проводимости вентиля и разряжаясь затем на цепь нагрузки в течение остальной части периода, конденсатор обеспечивает непрерывность тока в этой цепи при условии, конечно, что запасенная конденсатором энергия достаточно велика. Кривая напряжения на нагрузке получается при этом более сглаженной, чем это соответствовало бы кри-



Фиг. 1-18. Двухполупериодное выпрямление при активно-емкостной нагрузке.

а — схема; б — диаграмма напряжений и токов.

вой напряжения при чисто активной нагрузке. В этом смысл применения емкости как сглаживающего фильтра.

В схеме двухполупериодного выпрямления (фиг. 1-18,а) действие емкости остается тем же, но время, в течение которого конденсатор питает цепь нагрузки самостоятельно, сокращается и измеряется углом  $\pi - \lambda$  (фиг. 1-18,б). Этап, когда нагрузка питается от конденсатора, ограничивается здесь точкой пересечения экспоненциальной кривой с положительной полусинусоидой другой фазы напряжения, связанной со вторым вентилем.

В силу сокращения времени разряда конденсатора на нагрузку степень сглаживания кривой выпрямленного напряжения в двухполупериодной схеме получается еще выше.

Если оценить эффективность действия емкости по отношению максимума напряжения на нагрузке к его минимуму

$$\frac{U_{d\max}}{U_{d\min}} = \frac{\sqrt{2} E_2}{E_{C\min}} \quad (1-73)$$

и пренебречь разницей в начальном значении экспоненциальной кривой на участке  $kl'$  ( $E_{C0}$  на фиг. 1-17,б) и максимумом синусоиды  $E_{2m}$ , то в схеме однополупериодного выпрямления мы получаем:

$$E_{C\min} = E_{C0} e^{-\frac{2\pi - \lambda}{\omega CR_d}} \approx \sqrt{2} E_2 e^{-\frac{\frac{3\pi}{2} + \phi}{\omega CR_d}}, \quad (1-74)$$



откуда

$$\frac{3\pi + \phi}{\omega CR_d} = \ln \frac{\sqrt{2} E_2}{E_{C\text{мин}}} \quad \text{или} \quad \frac{\frac{3\pi}{2} + \phi}{\omega R_d \ln \frac{\sqrt{2} E_2}{E_{C\text{мин}}}} = C. \quad (1-75)$$

Формулы (1-74) и (1-75) действительны и для двухполу- периодной схемы выпрямления при условии замены угла  $\frac{3\pi}{2} + \lambda$  углом  $\frac{\pi}{2} + \lambda$ . Задаваясь определенным допустимым превышением максимума напряжения  $U_{d\text{чакс}} = \sqrt{2} E_2$  над его минимумом  $U_{d\text{мин}}$ , позволяющим определить по (1-72) угол начала работы вентиля  $\phi$ , мы имеем возможность найти по (1-75) требующуюся для этого емкость конденсатора  $C$ , когда сопротивление нагрузки  $R_d$  нам известно.

Среднее значение выпрямленного напряжения определяется в соответствии с ходом кривой на фиг. 1-17,б интегрированием напряжения по двум участкам

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_{\phi}^{\lambda+\phi} \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\lambda+\phi}^{2\pi+\phi} E_{C0} e^{-\frac{\vartheta}{\omega CR_d}} d\vartheta \right]. \quad (1-76)$$

Учитывая, что период совместного питания цепи нагрузки вентилем и разряжающимся конденсатором (интервал, определяемый на фиг. 1-17,б отрезком  $kl'$ ) относительно мал, можно приближенно считать, что самостоятельный разряд конденсатора начинается в момент, когда напряжение  $e_2$  проходит через максимум.

В этом случае

$$\lambda = \frac{\pi}{2} - \phi, \quad (1-77)$$

$$2\pi - \lambda = \frac{3}{2} \pi + \phi \quad (1-77a)$$

и

$$E_{C0} = E_{C\text{макс}} = \sqrt{2} E_2. \quad (1-77б)$$

Используя равенства (1-77), (1-77a), (1-77б) и (1-74) и интегрируя, находим относительную величину среднего значения напряжения:

$$\frac{U_d}{\sqrt{2} E_2} = \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\sqrt{2}}{4} \sin \left( \frac{\pi}{4} - \phi \right) - \omega CR_d \left( e^{-\frac{\frac{3}{2} \pi + \phi}{\omega CR_d}} - e^{-\frac{\frac{\pi}{2} - \phi}{\omega CR_d}} \right) \right]. \quad (1-78)$$

Входящий в правую часть равенства (1-78) угол  $\psi$  определяется из (1-72) по допустимому минимуму напряжения  $U_{d\text{мин}} = E_{c\text{мин}}$ .

В схеме двухполупериодного выпрямления независимо от того, есть ли это мостовая схема (фиг. 1-18,а), либо схема с нулевым выводом, относительная величина среднего напряжения может быть также подсчитана по (1-78), но в силу того, что угол  $2\pi$ , как видно из диаграммы фиг. 1-18,б, должен быть в (1-77а) заменен на  $\pi$ , а вместо угла  $\left(\frac{3}{2}\pi + \psi\right)$  должен войти угол  $\left(\frac{\pi}{2} + \psi\right)$ .

Среднее значение тока нагрузки в рассматриваемых схемах

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (1-79)$$

Максимальное значение тока вентилей

$$I_{a\text{ макс}} = \frac{V\sqrt{2}E_2}{R_d}. \quad (1-80)$$

Максимум обратного напряжения на вентиле в схеме однополупериодного выпрямления, как видно из диаграммы фиг. 1-17,б, равен:

$$U_{b\text{ макс}} = V\sqrt{2}E_2 + e'_c; \quad (1-81)$$

здесь  $e'_c$  — значение напряжения на конденсаторе в момент, когда отрицательное напряжение на вторичной обмотке трансформатора проходит через максимум.

В схеме двухполупериодного выпрямления максимум обратного напряжения при наличии емкости тот же, что и при чисто активной нагрузке.

Расчет схемы с емкостью при учете предвключенных активных или реактивных сопротивлений приводится нами в § 1-13, б и в, где рассматривается действие емкости как фильтра.

## 1-11. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА ВСТРЕЧНУЮ э. д. с.

К нагрузкам с встречной э. д. с. относятся: заряжаемые от выпрямителя аккумуляторы, двигатели постоянного тока, электролизные ванны и т. п. Особенностью таких потребителей является то, что выпрямленный ток проходит здесь под действием разности напряжений: выходного  $U_d$ , непосредственно связанного с напряжением вторичной обмотки  $E_2$ , и встречной э. д. с.  $E_0$ .

Ограничение выходного тока до требуемой величины достигается в некоторых случаях за счет активного сопротивления

потребителя, внутренних сопротивлений, вентилях, активных и реактивных сопротивлений обмоток трансформатора либо, что чаще, за счет введения дополнительных сопротивлений, активных, либо реактивных, в анодные, либо катодные цепи выпрямителя.

Рассмотрим работу схем при ограничении тока вначале активным сопротивлением, а затем и реактивным, не выделяя при этом, какая часть сопротивления принадлежит непосредственно элементам схемы и какая часть сопротивления вносится извне как дополнительная.

### а) Ограничение тока активным сопротивлением

Схема двухполупериодного выпрямления с активным сопротивлением в катодной цепи представлена на фиг. 1-19, а, а диаграммы тока и напряжения, иллюстрирующие работу этой схемы, приведены на фиг. 1-19, б—д. В связи с разрывной кривой выпрямленного тока работа каждой из вторичных обмоток может рассматриваться отдельно, что делает эту схему эквивалентной двум схемам однополупериодного выпрямления. Характерным в работе схемы является то, что ток в контуре выпрямления может проходить только в ту часть периода, когда напряжение переменного тока выше противо-э. д. с.  $E_0$ .

Вентиль вступает поэтому в работу при угле  $\psi$ , определяемом из уравнения

$$\sin \psi = \frac{E_0}{\sqrt{2}E_2}. \quad (1-82)$$

Мгновенное значение тока

$$i_a = i_2 = \frac{e_2 - E_0}{R_a}. \quad (1-83)$$

В момент, определяемый углом

$$\psi - \lambda = \pi - \psi, \quad (1-84)$$

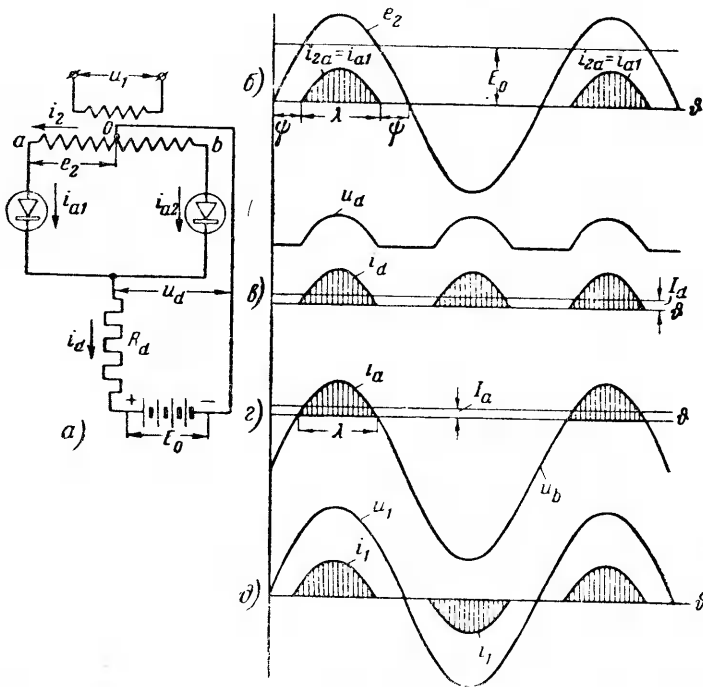
вентиль заканчивает свою работу. Общая продолжительность прохождения тока через вентиль

$$\lambda = \pi - 2\psi. \quad (1-85)$$

Из уравнения (1-85) следует, что

$$\cos \frac{\lambda}{2} = \sin \psi. \quad (1-86)$$

Уравнения (1-82), (1-83), (1-85) показывают, что с изменением относительной величины  $\frac{E_0}{\sqrt{2}E_2}$  изменяются момент вступления вентиля в работу, мгновенные значения тока, общая продолжительность прохождения тока через вентиль, а



Фиг. 1-19. Двухполупериодное выпрямление при активной нагрузке и встречной э. д. с.

*a* — схема; *б* — фазовое напряжение и ток одного вентиля; *в* — выпрямленное напряжение и выпрямленный ток; *г* — ток вентиля и обратное напряжение на нем; *д* — первичные ток и напряжение.

следовательно, и средние значения тока через вентиль и нагрузку.

Среднее значение тока через вентиль определяется интегралом

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\lambda}{2}}^{\frac{\lambda}{2}} \frac{\sqrt{2}E_2}{R_d} \left( \cos \vartheta - \cos \frac{\lambda}{2} \right) d\vartheta, \quad (1-87)$$

решение которого при учете (1-82) и (1-86) дает:

$$I_a = \frac{E_0}{\pi R_d} \cdot \frac{\sin \frac{\lambda}{2} - \frac{\lambda}{2} \cos \frac{\lambda}{2}}{\cos \frac{\lambda}{2}}. \quad (1-88)$$

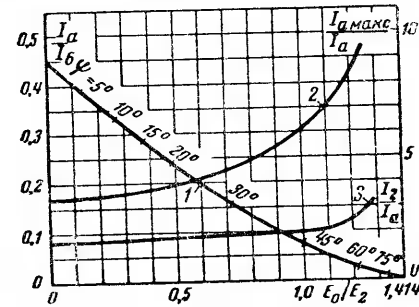
Разделив и умножив (1-88) на  $E_2$ , получаем

$$I_a = \frac{E_1}{E_2} \cdot \frac{E_3}{R_d} \cdot \frac{\sin \frac{\lambda}{2} - \frac{\lambda}{2} \cos \frac{\lambda}{2}}{\pi \cos \frac{\lambda}{2}}. \quad (1-89)$$

Принимая  $\frac{E_2}{R_d} = I_6$  в качестве базисного тока (введение которого, как указывалось в § 1-9, позволяет использовать при любых параметрах и режимах нагрузки цепи) вычисленные результаты расчетов

при любых параметрах и режимах нагрузки цепи) вычисляем по (1-89) значения  $I_a$ , представленные в функции  $E_0$  кривой 1 на фиг. 1-20.

На этой кривой точками отмечены значения углов  $\psi$ . Та же кривая дает среднее значение выпрямленного тока при однополупериодной схеме выпрямления. При двухполупериодной схеме выпрямленный ток определяется двойным значением вентильного тока



Фиг. 1-20. Характеристики двухполупериодного выпрямителя при работе на активную нагрузку и встречную э. д. с.

1 —  $I_a/I_6$ ; 2 —  $I_{a \text{ макс}}/I_a$ ; 3 —  $I_2/I_a$ .

$$I_a = 2I_{a_0} \quad (1-90)$$

Амплитудное значение тока через вентиль

$$I_{a \text{ макс}} = \frac{\sqrt{2} \left(1 - \cos \frac{\lambda}{2}\right) E_2}{R_d} \quad (1-91)$$

в относительном исчислении к среднему току вентиля определяется кривой 2 на фиг. 1-20 (шкала относительных значений  $\frac{I_{a \text{ макс}}}{I_a}$  дана справа). Кривая 3 на той же фиг. 1-20

дает в относительных единицах действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора, вычисляемое из равенства

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\lambda}{2}}^{\frac{\lambda}{2}} \left[ \frac{\sqrt{2} E_2}{R_d} \left( \cos \vartheta - \cos \frac{\lambda}{2} \right) \right]^2 d\vartheta}. \quad (1-92)$$

Форма кривой выпрямленного напряжения  $u_d$  зависит от того, где включено ограничивающее сопротивление для тока: в катодную цепь либо в анодные цепи.

При включении  $R$  в катодную цепь выпрямленное напряжение определяется, как на фиг. 1-19, *в*, участками прямых, параллельных оси абсцисс, и верхушками синусоид. При этом среднее напряжение  $U_d$  определяется равенством

$$U_d = E_0 + I_d R_d. \quad (1-93)$$

Если сопротивление  $R_d$  включено в анодную цепь или если в роли ограничивающего ток сопротивления выступает только внутреннее сопротивление вентиля, то выпрямленное напряжение

$$U_d = E_0. \quad (1-94)$$

Амплитуда обратного напряжения  $U_{b\max}$  в схеме двухполупериодного выпрямления сохраняет то же значение, что и при чисто активном сопротивлении без встречной э. д. с., если  $R_d$  включено в катодную цепь. Если  $R_d$  включено в анодные цепи, то  $U_{b\max}$  получает несколько меньшее значение, а именно:

$$U_{b\max} = \sqrt{2}E_2 + E_0. \quad (1-95)$$

Формула (1-95) определяет амплитуду обратного напряжения и в однополупериодной схеме.

### б) Ограничение тока индуктивностью

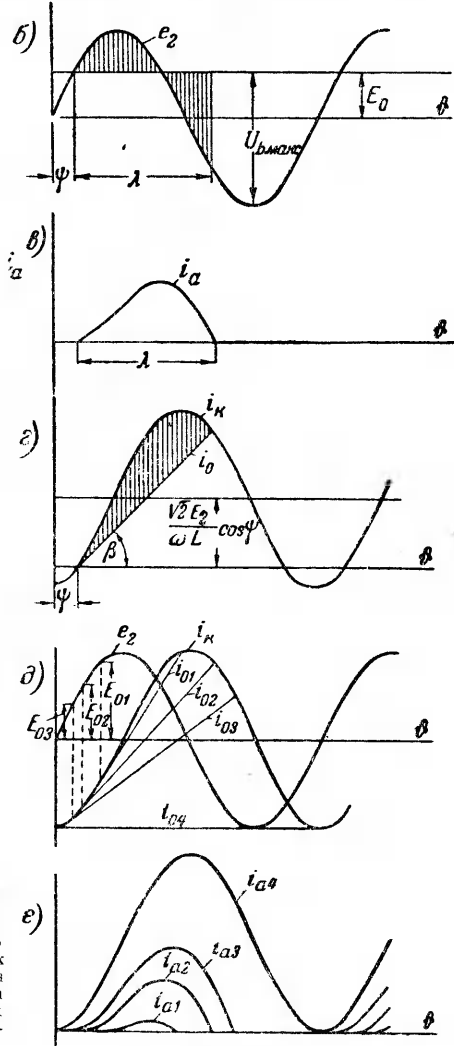
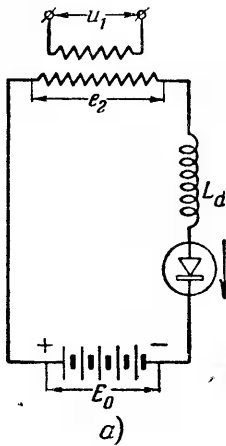
Применение активного сопротивления с целью ограничения величины тока связано с потерей активной мощности внутри выпрямительного контура, что снижает к. п. д. установки. Поэтому в большинстве случаев стремятся к ограничению величины тока не активным сопротивлением, а с помощью индуктивности.

Рассмотрим вначале однополупериодную схему выпрямления с тем, чтобы обобщить затем полученные выводы на двухполупериодные схемы.

#### 1. Однополупериодное выпрямление

Схема однополупериодного выпрямления при ограничении тока индуктивностью показана на фиг. 1-21, *а*. Индуктивность в схеме включена до вентиля (анодная индуктивность). Включение индуктивности после вентиля (катодная индуктивность) оказывает влияние в рассматриваемой схеме, как это ниже выяснится, только на форму кривой выпрямленного напряжения.

Работу схемы иллюстрируют диаграммы, приведенные на фиг. 1-21, б—г. На диаграмме фиг. 1-21, б сопоставлены кривая переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора  $e_2$  с прямой  $E_0$ , характеризующей встречную э. д. с.



Фиг. 1-21. Однополупериодное выпрямление при наличии индуктивности и встречной э.д.с. а — схема; б — диаграмма вторичного напряжения и противо-э д. с.; в — ток вентилья; г — построение кривой тока вентилья; д — построение кривых тока вентилья при различных встречных э. д. с.; е — токи вентилья при различных встречных э. д. с.

В ту часть периода, когда  $e_2$  больше  $E_0$ , ток  $i_a$ , кривая которого построена на фиг. 1-21, в, возрастает, достигая максимума в момент пересечения синусоиды  $e_2$  с прямой  $E_0$ , и затем ток  $i_a$  спадает, достигая нуля в момент  $\psi + \lambda$ , где  $\lambda$  —

продолжительность анодного тока, а  $\psi$  — угол вступления вентиля в действие.

Изменение мгновенных значений тока  $i_a$  легко определить и аналитически и графически, используя метод наложения, т. е. рассматривая независимое действие двух э. д. с. в контуре выпрямления: переменной э. д. с.  $e_2$  и встречной постоянной э. д. с.  $E_0$ .

Первая вызывает в контуре синусоидальный ток  $i_k$ , изменения которого подчиняются уравнению

$$\omega L_d \frac{di_k}{d\vartheta} = E_2 \sin \vartheta. \quad (1-96)$$

Вторая вызывает в контуре нарастающий с постоянной скоростью ток  $i_0$ , характеризуемый уравнением

$$\omega L_d \frac{di_0}{d\vartheta} = E_0. \quad (1-97)$$

Решение уравнения (1-96) при учете того, что в момент  $\psi$  ток  $i_k = 0$ , дает:

$$i_k = \frac{\sqrt{2}E_2}{\omega L_d} (-\cos \vartheta + \cos \psi), \quad (1-98)$$

а решение (1-97) при учете того, что и  $i_0 = 0$  при  $\vartheta = \psi$ :

$$i_0 = \frac{E_0}{\omega L_d} (\vartheta - \psi). \quad (1-99)$$

Установившееся значение переменной составляющей тока  $i_k$  определяется косинусоидой, построенной на фиг. 1-21, з. Для получения полных значений тока  $i_k$  ось отсчета этого тока снижена против оси косинусоиды на величину свободной составляющей тока  $i_k = \frac{\sqrt{2}E_2}{\omega L_d} \cos \psi$  (или в масштабе, выбранном при построении косинусоиды, на величину  $\cos \psi$  от амплитуды косинусоиды).

Составляющая тока  $i_0$  от действия постоянного напряжения  $E_0$  представляет собой прямую, наклоненную к оси абсцисс под углом  $\beta$ , тангенс которого равен  $\frac{E_0}{\omega L_d}$ , и сдвинутую вправо на угол  $\psi$ . Таким образом, начала отсчета токов  $i_k$  и  $i_0$  совпадают.

В силу встречного направления токов  $i_k$  и  $i_0$  в проводящую часть периода результирующий ток

$$i_a = i_k - i_0. \quad (1-100)$$



Эту разность мы и получаем непосредственно из чертежа как разность ординат косинусоиды (со сдвинутой осью абсцисс) и прямой  $i_0$  (ординаты заштрихованной на фиг. 1-21, *г* площадки). По ординатам заштрихованной площадки (фиг. 1-21, *г*) и построена кривая тока на фиг. 1-21, *в*. Использование графического метода построения кривых анодного тока дает преимущества особенно в тех случаях, когда  $E_0$  в процессе работы меняется. Такое построение выполнено на фиг. 1-21, *д* и *е* для четырех значений  $E_0$ , в том числе и для  $E_0 = 0$ . С изменением  $E_0$  изменяется угол  $\psi$  и одновременно наклон прямой  $i_0$ . Результирующие кривые  $i_a$  перенесены на фиг. 1-21, *е*. Как видно из этих кривых, с возрастанием  $E_0$  ток  $i_a$  уменьшается.

Для аналитического подсчета среднего значения тока из интеграла

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} i_a d\vartheta = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi_1}^{\psi+\lambda} \left[ \frac{V\sqrt{2}E_2}{\omega L_d} (-\cos \vartheta + \cos \psi) - \frac{E_0}{\omega L_d} (\vartheta - \psi) \right] d\vartheta \quad (1-101)$$

необходимо предварительно вычислить продолжительность работы вентиля  $\lambda$  в функции от угла вступления вентиля в работу  $\psi$  или от определяющего этот угол (1-82) значения величины  $\frac{E_0}{E_2}$ .

Продолжительность  $\lambda$  можно найти из интеграла

$$\int_{\psi_1}^{\lambda+\psi} (V\sqrt{2}E_2 \sin \vartheta - E_0) d\vartheta = 0, \quad (1-102)$$

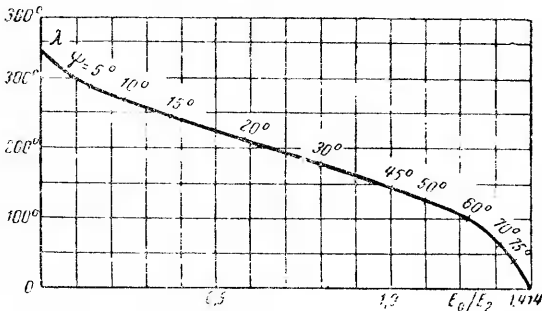
который может быть записан, исходя из условия, что среднее значение напряжения на индуктивности за время работы вентиля должно быть равно нулю. Применительно к графику фиг. 1-21, *б* это означает, что положительная заштрихованная площадка, пропорциональная величине магнитного потока в индуктивности, при его нарастании должна быть равна отрицательной заштрихованной площадке, характеризующей убыль магнитного потока.

Графическое либо аналитическое решение (1-102) приводит к значениям угла  $\lambda$ , определяемым ординатами кривой на фиг. 1-22.

Рассчитывая далее средние значения токов графически либо аналитически по (1-101), мы приходим к кривой *1*, построенной в относительных единицах на фиг. 1-23.

Ход кривой  $I$  показывает, что при неизменном значении  $E_2$  рост  $E_0$  приводит к уменьшению относительного значения среднего тока через вентиль, определяющего в схеме однополупериодного выпрямления одновременно и ток нагрузки

$$I_a = I_d. \tag{1-103}$$

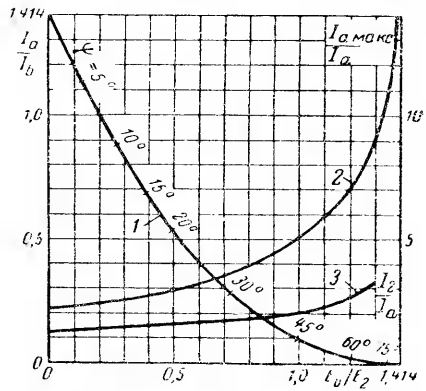


Фиг. 1-22. Продолжительность работы вентиля в схеме по фиг. 1-21 в зависимости от относительной величины встречной э. д. с.

На той же фиг. 1-23 построены кривая 2, определяющая отношение максимального значения тока нагрузки к его среднему значению, и кривая 3, показывающая отношение действующего значения тока вторичной обмотки трансформатора к среднему значению вентильного тока.

Ход кривой 2 свидетельствует о том, что по мере роста  $E_0$  вентиль должен выдерживать все большие кратности максимального значения тока к его среднему. Вместо кратности тока, равной 3,14, характерной для чисто активной нагрузки, мы получаем здесь значения кратности тока, достигающие 10 и более.

Рост  $I_2$  по отношению к  $I_a$  свидетельствует о более быстром нарастании тепло-

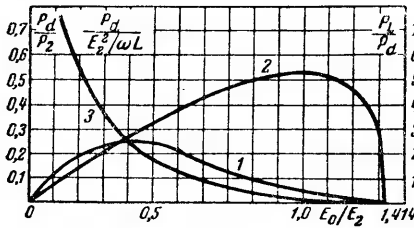


Фиг. 1-23. Характеристики работы выпрямителя по схеме на фиг. 1-21. 1 —  $I_0/I_a$ ; 2 —  $I_{a \text{ макс}}/I_a$ ; 3 —  $I_2/I_a$ .

вых потерь в обмотках, через которые проходит ток  $I_2$ , по сравнению со средним значением этого тока ( $I_a = I_d$ ), определяющим полезное действие тока в цепи нагрузки.

Уменьшение выходного тока  $I_d$  с ростом  $E_0$  означает, что выходная мощность выпрямителя, зависящая как от  $I_d$ , так и от  $E_0$ , изменяется по более сложной функции, чем это соответствует схемам с чисто активной нагрузкой. Установим законы изменения выходной мощности выпрямителя, мощностей трансформатора и индуктивности, ограничивающей ток, в функции от  $\frac{E_0}{E_2}$ . Выходную мощность

$$P_d = E_0 I_d \quad (1-104)$$



Фиг. 1-24. Характеристики мощностей в схеме на фиг. 1-21.

$$1 - \frac{P_d}{E_0^2 / \omega L_d}; \quad 2 - P_d / P_2; \quad 3 - P_L / P_d.$$

Мы получаем относительные значения мощности, представленные кривой 1 на фиг. 1-24. Кривая эта проходит через максимум в силу того, что вначале до значений  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$  ток  $I_d = I_a$  спадает медленнее, чем идет нарастание напряжения  $E_0$ , а затем относительное уменьшение тока опережает рост напряжения.

Максимум отдаваемой мощности не означает, однако, что при  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$  мы получаем наиболее эффективное использование оборудования выпрямительного устройства, содержащего кроме вентилей еще трансформатор и реактор. Степень использования трансформатора может быть оценена отношением  $\frac{P_d}{E_2 I_2}$ . Это отношение дает кривая 2 на фиг. 1-24, которая показывает, что наилучшее использование трансформатора мы получаем при  $\frac{E_0}{E_2} = 1,05$ .

Мощность реактора  $P_L$  определяется по произведению

$$P_L = \frac{1}{2} E_L I_d; \quad (1-106)$$

выразим в долях от базисной мощности, в качестве которой мы принимаем реактивную мощность индуктивной катушки при замыкании ее непосредственно на вторичную обмотку трансформатора

$$P_6 = \frac{E_2^2}{\omega L_d}. \quad (1-105)$$

Мы получаем относительные значения мощности, пред-

здесь  $E_L$  — действующее значение напряжения реактора. Оно определяется из равенства

$$E_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} (e_2 - E_0)^2 d\psi}. \quad (1-107)$$

Приближенно можно принять, что

$$E_L = \frac{I_{a \text{ макс}}}{\sqrt{2}} \omega L_d. \quad (1-108)$$

Коэффициент  $1/2$  в формуле (1-106) берется в связи с тем, что расчетная (типовая) мощность реактора приводится к расчетной мощности трансформатора, имеющего две обмотки, а не одну, как реактор.

Мощность реактора в относительных долях  $P_d$  дает кривая  $\mathcal{Z}$  на фиг. 1-24. Шкала величин для этой кривой приведена справа, в то время как для  $\frac{P_d}{P_0}$  и  $\frac{P_d}{P_2}$  шкала величин дана слева.

Кривые на фиг. 1-23 и 1-24 дают полное представление об изменениях тока и мощности в однополупериодной схеме выпрямления, работающей на встречную э. д. с. последовательно с индуктивностью, и позволяют в зависимости от предъявляемых к схеме требований выбрать соответствующее им оптимальное соотношение  $\frac{E_0}{E_2}$ .

Форма кривой выпрямленного напряжения зависит от места включения индуктивности. При анодной индуктивности мгновенное значение выпрямленного напряжения неизменно и равно  $E_0$ . При катодной индуктивности мгновенное значение выпрямленного напряжения определяется, как это видно из фиг. 1-21, б, участком синусоиды  $e_2$ , соответствующим времени прохождения тока через вентиль, и участком прямой параллельной оси абсцисс, когда вентиль заперт.

Максимум обратного напряжения в схеме, как видно из фиг. 1-21, б, равен:

$$U_{b \text{ макс}} = \sqrt{2}E_2 + E_0. \quad (1-109)$$

Проиллюстрируем на примере использование кривых на фиг. 1-22, 1-23 и 1-24 с показом того, как совершается переход от относительных величин к абсолютным.

**Пример.** Требуется определить параметры: 1) вентиля, 2) питающего трансформатора, 3) токоограничивающего реактора в схеме однополупериодного выпрямителя, предназначенного для питания двигателя постоянного тока с номинальными данными: напряжение  $U_d = 20$  в, ток

$I_a = 10$  а. Индуктивное сопротивление якоря (измеренное при 50-периодном токе)  $\omega L = 10$  ом, а активное сопротивление столь невелико, что может быть принято равным нулю. Пренебрегаем также падением напряжения в вентиллях.

Лучшее использование трансформатора мы получаем, как показывает кривая 2 на фиг. 1-24, при  $\frac{E_0}{E_2} = 1,05$ .

Лучшее использование двигателя мы получаем тогда, когда ток  $I_2$  определяющий нагрев обмотки двигателя, не на много больше среднего тока  $I_a = I_a$ , определяющего (при заданном потоке возбуждения  $\Phi$ ) крутящий момент двигателя.

Минимум отношения  $\frac{I_2}{I_a}$ , как показывает ход кривой 3 на фиг. 1-23, мы получаем при  $E_0 = 0$  и дальше это отношение растет.

В связи с расхождением значений  $\frac{E_0}{E_2}$ , отвечающих оптимумам в использовании трансформатора и двигателя, выбираем для  $\frac{E_0}{E_2}$  среднее значение, а именно  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$ . Тогда  $E_2 = E_0 \cdot 0,5 = 440$  в. При  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$  по кривой 3 на фиг. 1-23  $\frac{I_2}{I_a} = 1,56$ . Так как номинальный ток двигателя, равный 10 а, характеризует в первую очередь предельный ток по нагреву, то, принимая для  $I_2$  значение в 10 а, мы должны средний ток ограничить величиной  $I_a = \frac{10}{1,56} = 6,4$  а.

При данном среднем значении тока двигатель будет недоиспользован по крутящему моменту. Для выбора вентилля кроме среднего тока важно еще знать кратность максимального тока к среднему. На кривой 1 на фиг. 1-23 это значение при  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$  равно 2,8. При этом максимальное значение тока вентилля

$$I_{a \text{ макс}} = 6,9 \cdot 2,8 = 17,9 \text{ а.}$$

Максимум обратного напряжения на вентиле на основе (1-103) равен:

$$U_{b \text{ макс}} = \sqrt{2} E_2 + E_0 = \sqrt{2} \cdot 440 + 220 = 840 \text{ в.}$$

Для того чтобы ограничить средний ток найденным выше значением, необходимо ввести в цепь двигателя вполне определенную индуктивность. Ее можно найти по абсолютной величине базисного тока  $I_6$ .

При выбранном значении  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$  отношение  $\frac{I_a}{I_6}$  по кривой 1 на фиг. 1-23 равно 0,5. Следовательно,

$$I_6 = \frac{E_2}{\omega L_d} = \frac{I_a}{0,5} = \frac{6,4}{0,5} = 12,8 \text{ а,}$$

откуда

$$\omega L_d = \frac{E_2}{12,8 \text{ а}} = \frac{440}{12,8} = 34,4 \text{ ом.}$$

Вычитая из общей величины индуктивного сопротивления цепи  $\omega L_d$  индуктивное сопротивление якоря двигателя  $\omega L_{як}$ , получаем  $\omega L_{др}$ :

$$\omega L_{др} = \omega L_d - \omega L_{як} = 34,4 - 10 = 24,4 \text{ ом.}$$

Мощность реактора при учете (1-106) и (1-108) равна:

$$P_L = \frac{1}{2} I_2 \frac{I_{амакс}}{\sqrt{2}} \omega L_{др} = \frac{1}{2} \cdot 10 \cdot \frac{17,9}{\sqrt{2}} \cdot 24,4 = 1,65 \text{ ква.}$$

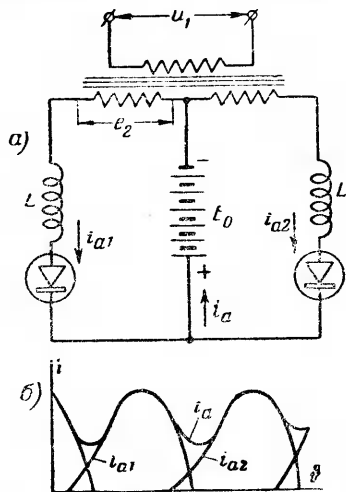
Так как длительность протекания первичного тока по кривой фиг. 1-22 при  $\frac{E_0}{E_2} = 0,5$  не на много превышает длительность в  $180^\circ$ , которая характерна для первичного тока при чисто активной нагрузке, то для первичного тока  $I'_1$  (приведенного ко вторичной обмотке) мы принимаем тот же коэффициент кратности к среднему значению выпрямленного тока, что и в формуле (1-12). В этом случае мощность трансформатора

$$P_T = \frac{1}{2} (I_1 + I_2) E_2 = \frac{1}{2} (1,21 + 1,56) I_a E_2 = \frac{1}{2} \cdot 2,77 \cdot 6,4 \cdot 440 = 3,95 \text{ ква.}$$

Найденные величины позволяют выбрать вентиль и рассчитать трансформатор и реактор.

## 2. Двухполупериодное выпрямление

При включении индуктивностей, ограничивающих ток, в анодные цепи схема двухполупериодного выпрямления с нулевым выводом (фиг. 1-25,а) может рассматриваться как бы состоящей из двух независимых действующих однополупериодных схем (в предположении, что индуктивной связи между обмотками через потоки рассеяния также нет) независимо от длительности протекания тока в каждой из фаз. В том случае, когда длительность фазового тока больше  $180^\circ$ , кривые токов, как это видно из фиг. 1-25,б, перекрывают друг друга. Выпрямленный ток на участке одиночной работы вентиля повторяет вентиляльные токи, а на участке перекрытия он равен сумме двух вентиляльных токов. Это свидетельствует о том, что при расчете двухполупериодной схемы с нулевым выводом можно пользоваться найденными выше соотноше-



Фиг. 1-25. Двухполупериодное выпрямление в схеме с нулевым выводом при анодных индуктивностях и встречной э. д. с.

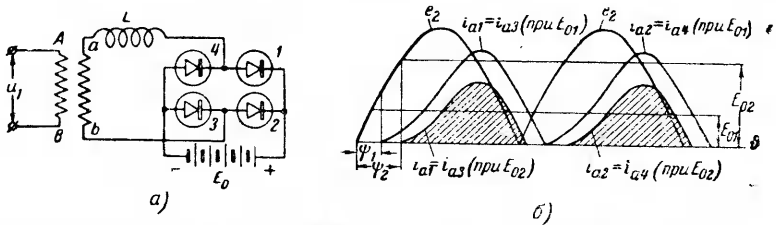
а — схема; б — токи вентиля и выпрямленный

ниями для токов, рассчитанных для однополупериодной схемы.

Среднее значение выпрямленного тока равно в этом случае двойному значению вентильного тока, определяемого по кривой 1 на фиг. 1-23.

Кривая первичного тока находится как разность вентильных токов.

В мостовой схеме (фиг. 1-26,а) предельная продолжительность анодных токов не может превысить  $180^\circ$  электрических



Фиг. 1-26. Двухполупериодное выпрямление в мостовой схеме при анодной индуктивности и встречной э. д. с.

а — схема; б — напряжения и токи при двух значениях вторичной э. д. с.

градусов. Пока длительность действия вентилья, подсчитываемая на основе (1-102), получается меньше или равной  $180^\circ$ , углы включения вентилей в действие  $\psi_2$  определяются, как и раньше (как, например, при  $E_{02}$  на фиг. 1-26,б), точками пересечения прямой  $E_0$  с переменным напряжением  $e_2$ .

При расчетных длительностях действия вентилей, соответствующих малым значениям  $E_0$ , больших чем  $180^\circ$ , фактический угол вступления в действие вентилья больше не определяется пересечением прямой  $E_0$  с синусоидой  $e_2$ , а автоматически устанавливается таким, как показывает кривая тока, соответствующего  $E_{01}$  на фиг. 1,26,б, т. е. продолжительность действия вентилья сохраняется на уровне  $180^\circ$ .

Фактический угол зажигания  $\psi_1$  может быть найден из интеграла (1-102) при подстановке  $\lambda = 180^\circ$ .

## 1-12. ПУЛЬСАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВЫХОДЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В общем случае кривая выпрямленного напряжения, как видно из фиг. 1-27, является пульсирующей. Это значит, что помимо постоянной составляющей  $U_d$  в нее входит переменная составляющая, которую можно рассматривать как сумму бесконечного ряда гармонических. Эти гармонические наиболее полно выражены в том случае, когда сопротивления

в анодных цепях выпрямителя (активные и реактивные) и внутренние сопротивления вентилях равны нулю и когда у выпрямителя нет на выходе непосредственно присоединенных к нему емкостей, которые, как мы видели в § 1-10, способствуют сглаживанию кривой напряжения.

Сределим амплитуды и частоты гармонических в кривой выпрямленного напряжения, когда гармонические наиболее полно представлены.

Кривая выпрямленного напряжения образуется в этом случае, как видно из фиг. 1-27, верхними участками синусоид с протяженностью каждого участка  $\frac{2\pi}{m}$ . Число

$m$  определяет число фаз выпрямителя либо кратное ему число (как это имеет место в схеме Ларионова, где  $m=6$ , а число фаз

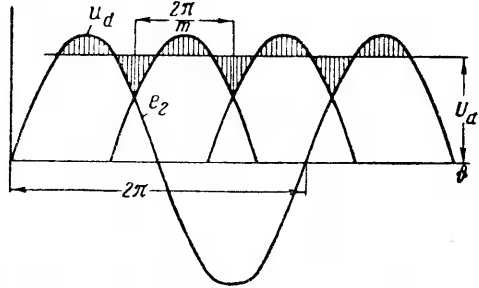
равно трем). В кривой выпрямленного напряжения угол  $\frac{2\pi}{m}$

определяет собой тот промежуток времени, в течение которого кривая выпрямленного напряжения проходит один полный цикл изменений, который может быть назван периодом повторяемости. Разлагая переменную составляющую напряжения по отношению к периоду повторяемости  $\frac{2\pi}{m}$  в триго-

нометрический ряд, мы получаем, что гармоническая первой кратности (основная волна) по отношению к периоду повторяемости является  $m$ -й гармонической по отношению к полному периоду переменного тока  $2\pi$ .  $k$ -я гармоническая по отношению к периоду повторяемости уложится  $km$  раз на протяжении периода переменного тока, следовательно, она является  $km$ -й гармонической по отношению к переменному напряжению. Если частоту переменного напряжения сети, питающей выпрямитель, обозначить через  $f$ , то гармонической  $k$ -й кратности (по отношению к периоду повторяемости) соответствует частота

$$f_k = kmf.$$

Определяя по общему правилу нахождения членов тригонометрического ряда амплитуду  $n$ -й гармонической



Фиг. 1-27. Диаграмма выпрямленного напряжения в многофазной схеме.



(где  $n = km$ ), имеем:

$$U_{nm} = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta \cos m\vartheta d\vartheta = \frac{2U_d}{n^2 - 1}, \quad (1-110)$$

здесь  $U_d$  — среднее значение выпрямленного напряжения.

Относительные величины амплитуд гармонических в долях от среднего напряжения мы получим, разделив обе части (1-110) на  $U_d$ .

Это дает:

$$\frac{U_{nm}}{U_d} = \frac{2}{n^2 - 1} = \frac{2}{(km)^2 - 1}. \quad (1-111)$$

Формула справедлива для всех схем и чисел фаз кроме гармонической первой кратности ( $k=1$ ) в схеме однополупериодного выпрямления ( $m=1$ ).

В последней схеме амплитуда первой гармонической расположена несимметрично по отношению к оси разложения.

Формула (1-111) показывает:

1) что чем больше кратность гармонической, тем меньше ее амплитуда; 2) что относительная величина амплитуды зависит от произведения числа фаз и коэффициента кратности гармонической.

Относительные значения гармонических в числовом выражении для описанных в § 1-6, 1-7 и 1-8 схем выпрямления приведены в табл. 1-2.

Таблица 1-2

Относительные величины гармонических, подсчитанные по формуле (1-111)

№ по табл. 1-1	Схема выпрямления	Частота гармонической первой кратности ( $k=1$ )	Отношение амплитуд гармонических к постоянной составляющей напряжений		
			для $k=1$	для $k=2$	для $k=3$
1	Однополупериодное выпрямление . . . . .	50	1,57	0,663	0,230
2	Двухполупериодное выпрямление . . . . .	100	0,663	0,133	0,057
3	Трехфазная схема с нулевым выводом . . . . .	150	0,250	0,057	0,025
4	Трехфазная мостовая схема (схема Ларионова)	300	0,057	0,014	0,006

Из табл. 1-2 мы действительно видим, что там, где произведения  $km$  одинаковы, амплитуды гармонических равны между собой. Для расчета сглаживающих устройств из полного спектра гармонических имеет значение обычно гармоническая первой кратности, когда  $m = n$ .

Отношение ее амплитуды к среднему значению выпрямленного напряжения определяют как коэффициент пульсаций на выходе у выпрямителя  $q_1$ :

$$q_1 = \frac{U_{m m}}{U_d} = \frac{1}{m^2 - 1}. \quad (1-112)$$

### 1-13. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

В тех случаях, когда по условиям питания потребитель требует более сглаженную кривую напряжения, чем это дает непосредственно выпрямитель, то в цепь выпрямленного тока включается дополнительное звено для сглаживания напряжения. Это звено носит название сглаживающего фильтра.

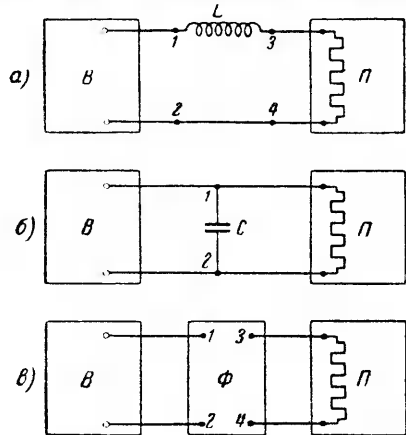
В простейших вариантах фильтр содержит либо последовательно включенную индуктивность (фиг. 1-28, а), либо параллельно включенную емкость (фиг. 1-28, б). В более общем случае фильтр представляет четырехполюсник (фиг. 1-28, в), содержащий разные, преимущественно реактивные, сопротивления.

Эффективность действия фильтра при наличии последовательного звена оценивают по коэффициенту сглаживания, определяемому по отношению коэффициентов пульсаций на выходе выпрямителя  $q_1$  и на выходе фильтра  $q_2$ .

$$s = \frac{q_1}{q_2}. \quad (1-113)$$

Коэффициент пульсаций  $q_2$  на выходе фильтра или, что то же, у зажимов нагрузки определяется из равенства

$$q_2 = \frac{U_{m m}}{U'_d}; \quad (1-114)$$



Фиг. 1-28. Принципиальные схемы фильтров.

а — индуктивный; б — емкостный; в — сложный фильтр.

здесь  $U'_{mm}$  — амплитуда  $m$ -й гармонической у зажимов нагрузки.

$U'_d$  — среднее значение напряжения у зажимов нагрузки.

В общем случае  $U_d \neq U'_d$ , поскольку в последовательное звено фильтра кроме реактивного сопротивления входит еще и активное сопротивление. Однако в тех случаях, когда  $U'_d$  мало отличается от  $U_d$ , их приравнивают, и тогда коэффициент сглаживания определяется непосредственно по амплитудам  $m$ -й гармонической на входе и выходе фильтра

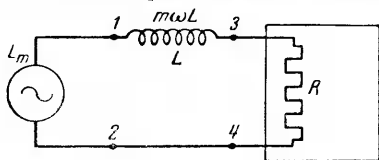
$$s = \frac{U_{mm}}{U'_{mm}}. \quad (1-115)$$

Если фильтр содержит только параллельно включенное емкостное звено, то коэффициент сглаживания определяется также по (1-113), но в этом случае  $q_1$  определяет коэффициент пульсаций в месте присоединения фильтра при отсутствии фильтра, а  $q_2$  — после его включения.

Параметры фильтра выбираются, исходя из необходимости достигнуть определенного коэффициента сглаживания.

### а) Индуктивность как фильтр

Индуктивность как фильтр включается, как указывалось, в схему последовательно (фиг. 1-28,а). Принимая на себя большую долю переменной составляющей напряжения, индуктивность ограничивает пульсации тока в контуре, в силу чего напряжение и ток в нагрузке оказываются более сглаженными.



Фиг. 1-29. Схема замещения индуктивного фильтра.

Переходя к приближенному расчету индуктивного фильтра с очень малым активным сопротивлением, необходимо прежде всего отметить, что здесь нет нужды учитывать действующую

в цепи постоянную составляющую напряжения (поскольку она влияет только на постоянную составляющую тока), а также высшие (по отношению к  $m$ -й) гармонические напряжения, поскольку с ростом порядка гармонической индуктивное сопротивление возрастает и, следовательно, если фильтр дает хорошее сглаживание при гармонической  $m$ -го порядка, то тем лучше будет это сглаживание при гармонических более высокого порядка. Поэтому в схеме замещения, представленной на фиг. 1-29, по которой мы рассчитываем параметры индуктивного фильтра, вместо выпрямителя введен эквивалентный ге-

нератор переменного тока, вводящий в цепь выпрямления только  $m$ -ю гармоническую напряжения. Из схемы исключены и вентили, поскольку предполагается, что амплитуда рассчитываемой  $m$ -й гармонической тока меньше постоянной составляющей тока. Соответственно приведенной схеме замещения коэффициент сглаживания определяется из равенства

$$s = \frac{U_{mm}}{U'_{mm}} = \frac{U_{mm} (1-2)}{U_{mm} (3-4)}. \quad (1-116)$$

Учитывая, что по цепи проходит один и тот же ток, можно в правую часть (1-116) вместо напряжений ввести отношение сопротивлений до и после фильтра. При пренебрежении активным сопротивлением реактора по сравнению с его индуктивным сопротивлением  $m\omega L$  это дает:

$$s = \frac{\sqrt{R^2 + (m\omega L)^2}}{R}. \quad (1-117)$$

Так как обычно  $m\omega L \gg R$ , то при приближенном расчете можно пренебречь в числителе под радикалом величиной  $R^2$ . Тогда

$$s \approx \frac{m\omega L}{R}. \quad (1-118)$$

При небольших  $R$  (что характеризует устройство на относительно большие токи) мы получаем удовлетворительное сглаживание, если даже  $m$  невелико. В этом преимущество данного фильтра при применении его в силовых цепях.

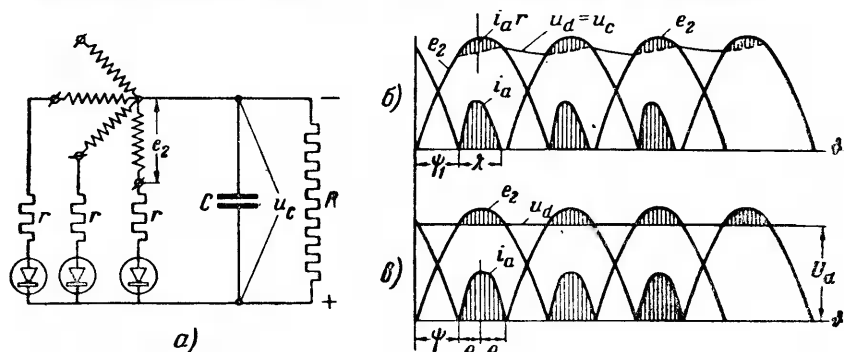
Недостатками фильтра являются:

- 1) непостоянство величины индуктивности, если реактор взят со стальным сердечником;
- 2) появление перенапряжений в цепи при резких сбросах нагрузки в связи с освобождением энергии, накопленной в магнитном поле катушки. В качестве меры защиты от перенапряжений в мощных схемах обычно устанавливается разрядник.

### б) Емкость как фильтр

Действие емкости как фильтра сводится, как мы видели, к тому, что, будучи включена параллельно (фиг. 1-17 и 1-18), она, заряжаясь в те доли периода, когда напряжение на выходе выпрямителя возрастает, и разряжаясь затем на цепь нагрузки, заполняет провалы в кривой выходного напряжения. Сглаживающее действие емкости сказывается в еще большей мере тогда, когда в анодных цепях выпрямителя имеются те либо иные сопротивления, как, например, внутренние сопротивления вентиля. Хотя внутреннего сопротивления вентиля мы до сих пор нигде не учитывали, но имея в виду, что емкость

как фильтр применяется почти исключительно в сочетании с вентилями, обладающими значительным внутренним сопротивлением, мы внесем заметное уточнение в расчетные формулы, полученные в § 1-10, когда дополнительно учтем наличие активного сопротивления в анодных цепях, как это показано на фиг. 1-30,а, содержащей общую схему выпрямления многофазного тока при наличии емкости на выходе.



Фиг. 1-30. Действие емкостного фильтра при многофазном выпрямлении. а — схема; б — токи вентиля и напряжения; в — упрощенная диаграмма напряжений и токов.

Включенное в каждую из фаз активное сопротивление  $r$  представляет собой эквивалент, по которому в последующем при расчете схем с реальными вентилями, (гл. 2, 3) будут учитываться не только внутренние сопротивления вентиля, но и активные сопротивления обмоток трансформатора. Поскольку каждая из фаз многофазного выпрямителя при наличии на выходе емкости работает в силу прерывистых токов независимо от других фаз, то расчет схемы упрощается рассмотрением только одной из фаз.

Напряжение на зажимах конденсатора в период пропуска тока вентилем при наличии сопротивления в анодной цепи изменяется не по верхушке синусоиды, как это имело место в схемах, представленных на фиг. 1-17 и 1-18, а по кривой, проходящей ниже на величину внутреннего падения напряжения в анодных ветвях  $i_a r$ , определяемого ординатами заштрихованных площадок на фиг. 1-30,б.

Кривая выпрямленного напряжения  $u_d = u_c$  получается в этом случае более сглаженной, чем на диаграммах фиг. 1-17,б и 1-18,б.

Напряжение  $m$ -й гармонической на емкости мы можем в рассматриваемой схеме найти по  $m$ -й гармонической емкостного тока и сопротивлению емкостной ветви  $X_C = \frac{1}{m\omega C}$ .

Ограничиваясь приближенным методом расчета [Л.1-5]<sup>1</sup>, мы, во-первых, примем во внимание, что высшие гармонические токи в нагрузке  $R$  должны быть много меньше, чем в ветви с емкостью, что дает основания в приближенном расчете определять  $m$ -ю гармоническую тока в емкости непосредственно по кривой  $i_a$ , и, во-вторых, определение тока  $i_a$  мы будем проводить по отношению к неизменному значению  $u_d$ , как это соответствует прямой  $U_d$  на фиг. 1-30, в, взятой взамен фиг. 1-30, б, где  $u_d$  не остается величиной строго постоянной. В этом случае действительный угол включения вентиля в действие и продолжительность работы вентиля заменяются более просто определяемыми и симметрично расположенными по отношению к синусоиде углами  $\frac{\pi}{2} - \theta = \psi$  и  $2\theta = \lambda$ . Часто встречающийся в расчетах подобных схем угол  $\theta$  иногда называют нижним углом отсечки анодного тока.

Режим работы схемы при том или ином угле  $\theta$  обеспечивается (как и в схемах с работой на встречную э. д. с.) выбором величины вторичного напряжения  $E_2$  по отношению к заданному значению  $U_d$ , поскольку эти величины, как это видно из фиг. 1-30, в, связаны соотношением

$$U_d = \sqrt{2} E_2 \cos \theta. \quad (1-119)$$

Выбор угла  $\theta$  определяется в свою очередь выводимым ниже соотношением между выходным напряжением  $U_d$  и выходным током  $I_d$ . Последний является также величиной, задаваемой при расчете выпрямительной схемы.

Среднее значение нагрузочного тока  $I_d$ , равное (за период повторяемости  $\frac{2\pi}{m}$ ) среднему значению вентильного тока (ибо среднее значение конденсаторного тока за тот же период равно нулю), определяется из равенства

$$\begin{aligned} I_d = I_a &= \frac{m}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a d\vartheta = \\ &= \frac{m}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{\sqrt{2} E_2 (\cos \vartheta - \cos \theta)}{r} d\vartheta = \frac{m}{\pi} \cdot \frac{U_d}{r} (\operatorname{tg} \theta - \theta), \quad (1-120) \end{aligned}$$

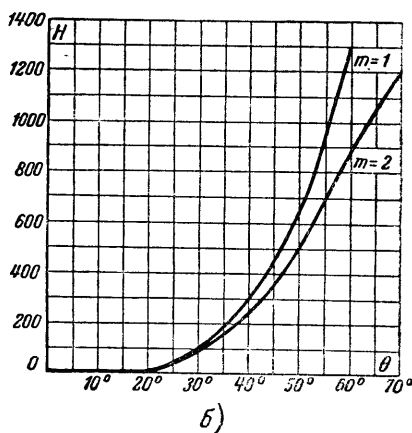
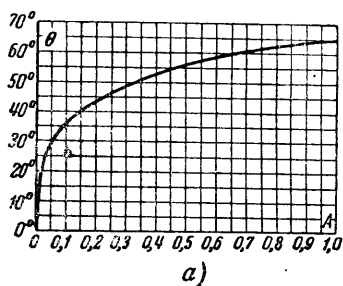
<sup>1</sup> Более точный метод расчета выпрямительной схемы, работающей на активное сопротивление и емкость, рассматривается нами в гл. 3.

откуда

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi r}{m} \cdot \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi}{m} \cdot \frac{r}{R} = A. \quad (1-121)$$

Уравнение (1-121) и устанавливает искомую связь между выбираемым углом  $\theta$  и требующимся отношением между входным током  $I_d$  и выходным напряжением  $U_d$  (или, что то же, сопротивлением нагрузки  $R$ ) при известном числе фаз  $m$  и сопротивлении в анодной цепи  $r$ .

По (1-121) построена кривая на фиг. 1-31, а, облегчающая нахождение значений угла  $\theta$ .



Фиг. 1-31. Расчетные кривые для схемы с емкостным фильтром. а — вспомогательная функция угла отсечки тока вентиля; б — вспомогательная функция для расчета гармонических.

Зная угол  $\theta$ , мы можем перейти к определению  $m$ -й гармонической тока в вентиле, равной в силу оговоренного выше приближения  $m$ -й гармонической тока в емкости

$$I_{mm} = \frac{m}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} \frac{\sqrt{2} E_2 (\cos \vartheta - \cos \theta)}{r} \cos m \vartheta d\vartheta = \\ = \frac{U_d}{r} \cdot \frac{2 [\sin m\theta \cos \theta - m \cos m\theta \sin \theta]}{\pi (m^2 - 1) \cos \theta} = \frac{U_d}{r} f(\theta). \quad (1-122)$$

Амплитуда  $m$ -й гармонической напряжения на вентиле

$$U_{mm} = I_{mm} \cdot \frac{1}{m\omega C} = \frac{U_d}{rC} \cdot \frac{f(\theta)}{\omega m}. \quad (1-123)$$

В этом случае коэффициент пульсаций

$$q_2 = \frac{U_{mm}}{U_d} = \frac{1}{rC} \cdot \frac{f(\theta)}{\omega m}. \quad (1-124)$$

Если искомой величиной является емкость  $C$ , то из (1-124) следует, что при частоте  $f=50$  гц и исчислении емкости в микрофарадах она равна:

$$C = \frac{1}{q_2 r} \cdot \frac{10^6}{314} \cdot \frac{f(\theta)}{m} = \frac{1}{q_2 r} H. \quad (1-125)$$

Значение  $H$ , в которое кроме  $f(\theta)$  входит числовой коэффициент, дают кривые на фиг. 1-31,б при  $m=1$  и  $m=2$ .

Из (1-125) видно, что емкость требуется тем меньшая, чем больше сопротивление в анодных цепях.

Если емкость  $C$  не является единственным звеном фильтра, а только входным его звеном, то  $q_2$  определяется по частичному коэффициенту сглаживания  $s_1$ , который должно обеспечить емкостное звено

$$q_2 = \frac{q_1}{s_1}. \quad (1-126)$$

Здесь  $q_1$ —коэффициент пульсации при отсутствии фильтра.

В том случае, когда активное сопротивление анодных ветвей  $r$  относительно мало, величины емкости, получаемые из (1-125), приближаются к результатам вычислений, даваемых для емкости еще более приближенной формулой (1-75) (выведенной в предположении полного отсутствия сопротивлений в анодных цепях), в которую непосредственно входит

отношение напряжений  $\frac{U_{d \text{ макс}}}{U_{d \text{ мин}}} = \frac{\sqrt{2} E_2}{U_d}$ . Записывая отношение напряжений через коэффициент пульсаций  $q_2 = \frac{U'_{mm}}{U_d}$

и руководствуясь приближенным равенством

$$\frac{\sqrt{2} E_2}{U_{C \text{ мин}}} = \frac{U_{d \text{ макс}}}{U_{d \text{ мин}}} \approx \frac{U_d + U'_{mm}}{U_d - U'_{mm}} = \frac{1 + \frac{U'_{mm}}{U_d}}{1 - \frac{U'_{mm}}{U_d}} = \frac{1 + q_2}{1 - q_2}, \quad (1-126a)$$

мы можем определить по (1-75) и (1-126a) потребную емкость конденсаторов непосредственно в функции коэффициента пульсаций.

Из уравнений (1-75) и (1-126a) непосредственно следует, что только при больших нагрузочных сопротивлениях  $R$  можно получить минимальные коэффициенты пульсаций при применении относительно небольших емкостей. Это значит, что емкостный фильтр может быть эффективно использован только в малоамперных схемах выпрямления тока. В таких схемах

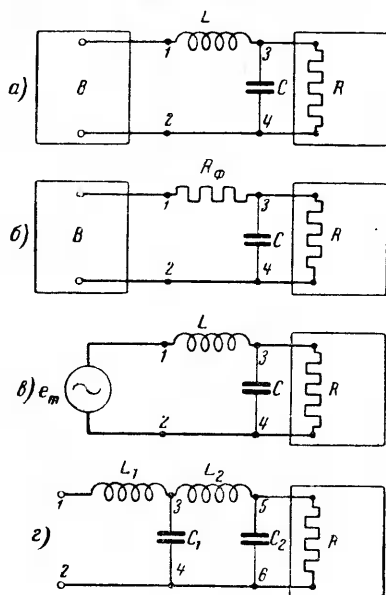


емкостный фильтр дает экономические преимущества по сравнению с другими фильтрами.

Недостатком фильтра является импульсная форма токов, пропускаемых вентилем. При заметном превышении максимального значения тока над средним это может привести к перегрузке катодов вентиляей. Поэтому в тех случаях, когда внутреннее сопротивление вентиляей мало, а их катоды чувствительны к перегрузке (газотроны и тиратроны), емкостный фильтр в качестве единственного или первого звена фильтра не применяется.

### в) Г-образный фильтр

Эффект от действия параллельно включенной емкости значительно повышается, если до емкости включить индуктивное (фиг. 1-32,а) либо активное (фиг. 1-32,б) сопротивление. Мы приходим, таким образом, к



Фиг. 1-32. Схемы Г-образных фильтров.

а — с индуктивностью; б — с омическим сопротивлением; в — схема замещения; г — двухзвенный фильтр.

выпрямитель заменен генератором переменного тока, вводящим в цепь  $m$ -ю гармоническую напряженность.

В этом случае отношение амплитуд напряжения  $m$ -й гармонической до фильтра (зажимы 1-2) и после фильтра (зажимы

Г-образного. Гармонические тока, обусловленные параллельно включенной емкостью, проходят в таком фильтре через последовательное звено, вызывая в нем падение напряжения, и поэтому напряжение на зажимах нагрузки получается более сглаженным. Поскольку к введению активного сопротивления в качестве последовательного звена прибегают крайне редко, так как это связано с уменьшением постоянной составляющей напряжения и потерей мощности, то в первую очередь мы рассмотрим Г-образный фильтр с индуктивным последовательным звеном.

Схема замещения для расчета такого фильтра приведена на фиг. 1-32,в. Здесь, так же как и в схеме замещения чисто индуктивного фильтра,

3-4), характеризующие коэффициент сглаживания фильтра, может быть заменено отношением сопротивлений

$$s = \frac{U_{mm(1-2)}}{U_{mm(3-4)}} = \frac{jX_L + Z_p}{Z_p}; \quad (1-127)$$

здесь  $X_L$  — индуктивное сопротивление,

$Z_p = -j \frac{RX_C}{R - jX_C}$  — сопротивление участка разветвления.

Поскольку для получения хорошего сглаживания емкость выбирается такой, чтобы емкостное сопротивление  $X_C = \frac{1}{m\omega C}$  получилось значительно меньше сопротивления нагрузки  $R$ , то приближенно можно принять  $Z_p \approx jX_C$ , и тогда

$$s \approx \left| \frac{-jX_C + jX_L}{-jX_C} \right| = 1 - \frac{X_L}{X_C}. \quad (1-128)$$

Подставляя

$$X_L = m\omega L \text{ и } X_C = \frac{1}{m\omega C}, \quad (1-129)$$

находим:

$$s \approx m^2\omega^2 LC - 1 \text{ или } LC = \frac{1+s}{m^2\omega^2}. \quad (1-130)$$

По формуле (1-130) может быть вычислено произведение  $LC$ , но не каждая величина в отдельности. Другое уравнение, связывающее  $L$  с  $C$ , мы получаем на основе дополнительных требований к фильтру со стороны потребителя. Так, например, в схемах питания радиоустройств второе уравнение для связи  $L$  и  $C$  может быть получено из требования ограничения фильтром искажений в форме кривой напряжения, получаемых в цепи нагрузки (генераторные и усилительные лампы) или из условия ограничения перенапряжений, которые возможны при резких изменениях нагрузки. Если потребитель дополнительных требований не выдвигает, то второе уравнение, необходимое для расчета значений  $L$  и  $C$  в отдельности, может быть получено подбором по каталогу соразмерных значений емкости и индуктивности, определяющих минимальную стоимость фильтра.

Г-образный фильтр широко применяется в выпрямительных устройствах и в особенности в устройствах с ионными вентилями.

При применении вместо индуктивности в последовательном звене Г-образного фильтра активного сопротивления  $R_\phi$ , что имеет место в маломощных устройствах, где активное звено

используется одновременно и как потенциометр (фиг. 1-32,б), коэффициент сглаживания

$$s = \frac{q_1}{q_2} = \frac{U_{mm(1-2)}}{U_{mm(3-4)}} \cdot \frac{U_{d(3-4)}}{U_{d(1-2)}}$$

зависит не только от уменьшения амплитуды  $m$ -й гармонической до и после фильтра, но и от уменьшения постоянной составляющей напряжения с  $U_d = U_{d(1-2)}$  до  $U'_d = U_{d(3-4)}$ .

Так как

$$U_{d(1-2)} = U_{d(3-4)} + I_d R_\phi \quad (1-131)$$

и

$$\frac{U_{d(3-4)}}{I_d} = R,$$

где  $R$  — сопротивление нагрузки, то в  $\Gamma$ -образном фильтре с активным звеном

$$s = \frac{U_{mm(1-2)}}{U_{mm(3-4)}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_\phi}{R}}. \quad (1-132)$$

Заменяя далее отношение напряжений отношением сопротивлений до и после фильтра (пренебрегая при этом, как и в предыдущем варианте, сопротивлением  $R$ ), имеем:

$$\frac{U_{mm(1-2)}}{U_{mm(3-4)}} = \left| \frac{R_\phi - j \frac{1}{m\omega C}}{-j \frac{1}{m\omega C}} \right| \approx R_\phi m\omega C. \quad (1-133)$$

Подставляя в (1-132), находим:

$$s = R_\phi m\omega C \frac{1}{1 + \frac{R_\phi}{R}}, \quad (1-134)$$

откуда

$$R_\phi = \frac{sR}{m\omega CR - s}. \quad (1-135)$$

Активное сопротивление фильтра зависит, таким образом, от требуемого коэффициента сглаживания  $s$ , выбранной емкости  $C$  и в меньшей мере от нагрузочного сопротивления  $R$ .

При необходимости получить большие коэффициенты сглаживания часто более экономическое решение задачи мо-

жет дать не один Г-образный фильтр (однозвенный фильтр), а фильтр, собранный из нескольких Г-образных звеньев (многозвенный фильтр). Общий коэффициент сглаживания такого многозвенного фильтра определяется произведением частичных коэффициентов сглаживания

$$s = s_1 s_2 s_3 \dots \quad (1-136)$$

Действительно, если рассмотреть двухзвенный фильтр, представленный на фиг. 1-32,2, то, вводя в качестве промежуточного множителя в отношение, определяющее общий коэффициент сглаживания фильтра, величину  $U_{mm(3-4)}$ , получаем:

$$s = \frac{U_{mm(1-2)}}{U_{mm(5-6)}} = \frac{U_{mm(1-2)}}{U_{mm(3-4)}} \cdot \frac{U_{mm(3-4)}}{U_{mm(5-6)}} = s_1 s_2. \quad (1-137)$$

Обобщая полученное соотношение на большее число звеньев, мы и приходим к записанному ранее равенству (1-136).

Для того чтобы сравнить, при каком коэффициенте сглаживания двухзвенный фильтр требует меньших значений  $LC$ , чем однозвенный, возьмем в двухзвенном фильтре оба звена одинаковыми. Тогда и их коэффициенты сглаживания  $s_1$  и  $s_2$  будут одинаковы, а общий коэффициент сглаживания

$$s = s_1 s_2 = s_1^2, \quad (1-138)$$

откуда

$$s_1 = \sqrt{s}. \quad (1-139)$$

Подставляя полученное значение  $s_1$  в (1-130), мы находим произведение  $LC$  одного звена двухзвенного фильтра. Для двух звеньев оно в два раза больше:

$$2LC = \frac{2 + 2\sqrt{s}}{m^2 \omega^2}. \quad (1-140)$$

Сопоставляя (1-130) с (1-140), легко видеть, что уже при  $s \geq 9$  двухзвенный фильтр дает меньшее значение произведения из индуктивности на емкость.

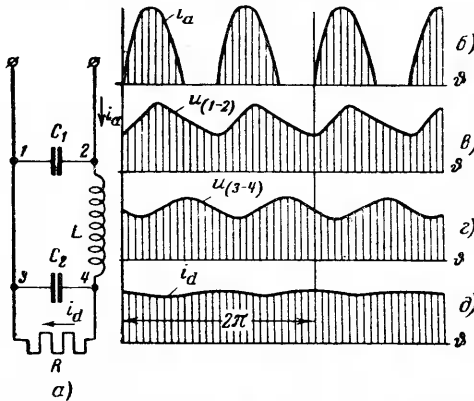
Учитывая, однако, большие габариты двухзвенного фильтра и большую стоимость изготовления двух индуктивностей с половинным коэффициентом самоиндукции, чем одной индуктивности с полным коэффициентом самоиндукции, практически двухзвенный фильтр начинают применять только после того, как  $s$  начинает превышать несколько десятков.

### г) П-образный фильтр

Еще большую степень сглаживания дает так называемый П-образный фильтр (фиг. 1-33,а). Его можно рассматривать состоящим как бы из двух звеньев: 1) входной емкости  $C_1$ , и 2) Г-образного фильтра  $L-C_2$ . В этом случае общий коэффициент сглаживания П-образного фильтра равен произведению

из коэффициентов сглаживания составных его звеньев

$$s = s_1 s_2.$$



Фиг. 1-33. Схема и диаграммы П-образного фильтра.

а — схема; б — ток вентиля; в — напряжение на входе; г — напряжение на выходе; д — ток и нагрузке.

Работу такого фильтра иллюстрируют диаграммы тока и напряжения, приведенные на фиг. 1-33,б, в, г и д.

Первая сверху диаграмма (фиг. 1-33,б) определяет токи, проходящие через вентили выпрямителя. Эти токи являются одновременно входными токами фильтра.

Периодический заряд емкости  $C_1$  частью входного тока и последующий (в интервалы между входными токами) разряд емкости на нагрузку приводят к тому, что кривая напряжения на зажимах (1-2)  $u_{(1-2)}$  (фиг. 1-33,в) является непрерывной кривой. Относительная величина амплитуды  $m$ -й гармонической, содержащейся в этой кривой, определяет коэффициент пульсаций  $q_2$ , обусловленный введением входной емкости  $C_1$ .

Если бы емкость  $C_1$  отсутствовала, то коэффициент пульсации  $q_1$  определялся бы согласно (1-112) по относительному значению амплитуды  $m$ -й гармонической непосредственно на выходе у выпрямителя.

Отношение  $s_1 = \frac{q_1}{q_2}$  определяет коэффициент сглаживания первого звена. Емкость  $C_1$ , рассчитываемая по значению  $q_2$  согласно (1-125), зависит, таким образом, от выбираемого значения  $s_1$ , входящего множителем в произведение, характеризующее общий коэффициент сглаживания  $s$ .

Другой множитель  $s_2$  определяет коэффициент сглаживания Г-образного звена. Действие этого звена приводит к тому, что напряжение на зажимах 3-4 (фиг. 1-33,г), а равно

и нагрузочный ток (фиг. 1-33, *d*) получают более сглаженными по сравнению с напряжением на зажимах 1-2.

Выбор численных значений множителей  $s_1$  и  $s_2$  при известном их произведении, характеризующем полный коэффициент сглаживания П-образного фильтра, в известной мере произволен, но регулируемыми факторами являются здесь:

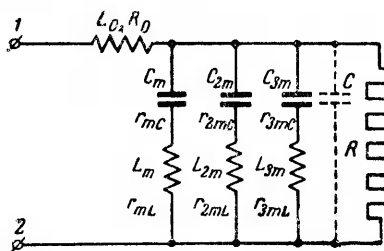
- 1) необходимость выбирать емкости и индуктивности в соответствии с ходовыми каталожными типами этих элементов;
- 2) стремление к минимальным габаритам устройства;
- 3) стремление ограничить, по возможности, импульсы тока в вентиллях выпрямителя.

Там, где этому не противоречат указанные факторы, стремятся также к тому, чтобы  $C_1$  и  $C_2$  сделать, по возможности, одинаковыми.

В тех случаях, когда однозвенный П-образный фильтр требует значительных индуктивностей и емкостей для получения нужных коэффициентов сглаживания, применяют, как и при Г-образном фильтре, двух- и трехзвенные П-образные фильтры.

#### д) Фильтр с резонансными параллельными ветвями

Еще большую степень сглаживания можно получить, если вместо параллельной емкости, как в Г и П-образном фильтрах, после последовательного индуктивного звена включить резонансную ветвь или ряд ветвей, настроенных на резонанс напряжений, как это показано на фиг. 1-34.



Фиг. 1-34. Фильтр с резонансными параллельными ветвями.

Мы приходим в этом случае к фильтру резонансными параллельными ветвями. В каждой из ветвей в таком фильтре подбором включаемых в нее индуктивности и емкости согласно равенству

$$L_n = \frac{1}{n^2 \omega^2 C_n} = \frac{1}{(kn)^2 \omega^2 C_n} \quad (1-141)$$

создается резонанс напряжений гармонической определенной кратности  $k$  ( $k$  берется равным 1, 2, 3 и т. д.).

В состоянии резонанса результирующее сопротивление ветви складывается из активных сопротивлений:

- а) конденсаторов  $r_{Cn}$  (с помощью которого учитываются потери на поляризацию диэлектриков);
- б) индуктивной катушки  $r_{Ln}$ ;
- в) соединительных проводов  $r_{ln}$

$$r_n = r_{Cn} + r_{Ln} + r_{ln}. \quad (1-142)$$

Емкостное сопротивление определяется по тангенсу угла потерь в диэлектрике и сопротивлению емкостной ветви

$$r_{Cn} = \frac{\operatorname{tg} \delta}{km\omega C_n}. \quad (1-143)$$

В зависимости от вида и состояния изоляции  $\operatorname{tg} \delta$  в фильтровых конденсаторах лежит в границах от 0,01 до 0,03.

Результирующее сопротивление индуктивности и соединительных проводников до конструктивного расчета катушки и расчета проектных длин и сечений соединительных проводников оценивается по коэффициенту  $\alpha$ , на который умножается активное сопротивление  $r_{Cn}$

$$r_n = \alpha r_{Cn}. \quad (1-144)$$

Значения  $\alpha$  по данным практически существенных устройств лежат в пределах от 2,5 до 3,5.

Коэффициент сглаживания отдельной ветви (индивидуальный коэффициент сглаживания) определяется аналогично выведенной формуле для Г-образного фильтра из соотношения

$$s_n = \frac{km\omega L_0}{r_n} = \frac{km\omega L_0}{\alpha \operatorname{tg} \delta \frac{1}{km\omega C_n}}. \quad (1-145)$$

При выбранной емкости (1-145) позволяет найти индивидуальный коэффициент сглаживания при заданной величине главной индуктивности  $L_0$  либо индуктивность  $L_0$  при заданном индивидуальном коэффициенте сглаживания  $s_n$  для рассчитываемой гармонической напряженности.

Оценка полной эффективности действия резонансного фильтра производится по общему коэффициенту сглаживания, который на основе закона квадратичного суммирования отдельных гармонических в цепях несинусоидального тока может быть записан в виде [Л. I-8]:

$$s = \sqrt{\frac{q_m^2 + q_{2m}^2 + q_{3m}^2 + \dots}{\left(\frac{q_m}{s_m}\right)^2 + \left(\frac{q_{2m}}{s_{2m}}\right)^2 + \left(\frac{q_{3m}}{s_{3m}}\right)^2 + \dots}}. \quad (1-146)$$

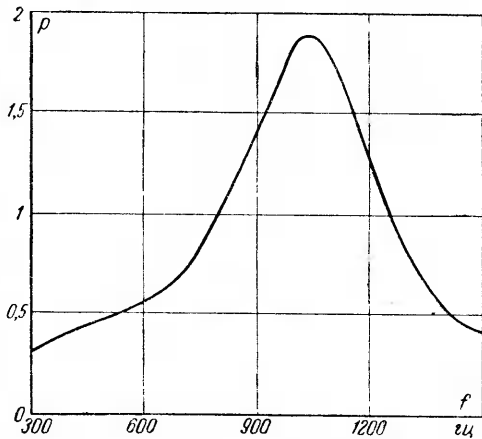
Здесь  $q_m, q_{2m}, q_{3m}$  и т. д. — пульсации гармонических напряженности кратностей  $m, 2m, 3m$  и т. д. на входе у фильтра.

$\frac{q_m}{s_m}, \frac{q_{2m}}{s_{2m}}, \frac{q_{3m}}{s_{3m}}$  — пульсации гармонических напряженности на выходе у фильтра.

Если на выходе фильтра важно иметь все гармонические одинаково сглаженными, то  $s_m, s_{2m}, s_{3m}$  выбираются неодинаковыми, поскольку пульсации на входе неодинаковы.

В ряде устройств приходится выбирать  $s_m$  неодинаковыми еще и потому, что воздействие отдельных гармонических может и не быть равноценным. Так, например, в тяговых устройствах электрических железных дорог, где широко

применяются резонансные фильтры, ограничение гармонических в контактном проводе (через который питаются двигатели подвижного состава) связано с ослаблением индуктивного действия гармонических на проходящие вдоль электрифицированной линии воздушные линии проводов связи. Сравнение действия отдельных гармонических производится в этом случае с учетом акустического воздействия, передаваемого



Фиг. 1-35. Зависимость коэффициента акустического воздействия от частоты.

через телефонную трубку на человеческое ухо. В качестве единицы сравнения для такого воздействия принята частота в 800 Гц. Для нее коэффициент акустического воздействия принят равным единице. Для других частот коэффициенты определяются ординатами кривой  $\rho$ , приведенной на фиг. 1-35. С введением коэффициентов акустического воздействия формула (1-146) принимает вид:

$$s = \sqrt{\frac{(q_m P_m)^2 + (q_{2m} P_{2m})^2 + (q_{3m} P_{3m})^2 + \dots}{\left(\frac{q_m P_m}{s_m}\right)^2 + \left(\frac{q_{2m} P_{2m}}{s_{2m}}\right)^2 + \frac{q_{3m} P_{3m}}{s_{3m}} + \dots}} ; \quad (1-147)$$

здесь  $P_m, P_{2m}$  и  $P_{3m}$  — коэффициенты акустического воздействия, определяемые из кривой фиг. 1-35.

При расчете индивидуальных коэффициентов сглаживания по (1-145), удовлетворяющих в своей совокупности общему коэффициенту сглаживания, рассчитываемому по (1-146) или (1-147), важно достигнуть минимальных затрат на емкость конденсаторов и индуктивность фильтров, а также на главную индуктивность. Критерий минимума стоимости и кладется



в основу выбора оптимального варианта из ряда возможных.

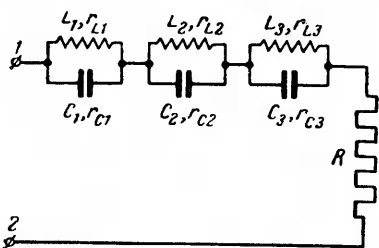
При применении резонансных фильтров приходится учитывать также ухудшение степени сглаживания при отступлении частоты в сети питания выпрямителя от заданной.

Ухудшение сглаживания вызывается в этом случае нарушением резонанса и появлением в резонансных ветвях кроме активного сопротивления [входящего в знаменатель формулы (1-145)] еще и реактивного.

Степень ухудшения может быть легко подсчитана при известных параметрах фильтра.

### е) Фильтр с резонансными последовательными ветвями (фильтр-пробка)

Другим вариантом использования резонанса для повышения коэффициента сглаживания фильтра является введение ветвей с резонансом тока последовательно в цепь выпрямления, как это показано на фиг. 1-36. Мы приходим в этом случае к фильтру с последовательно включенными резонансными контурами, который в силу большого сопротивления, оказываемого ветвями резонансным гармоническим током, носит название фильтр-пробки.



Фиг. 1-36. Фильтр с резонансными последовательными ветвями (фильтр-пробка).

В состоянии резонанса, когда параметры индуктивности и емкости удовлетворяют уравнению (1-141), и активные сопротивления конденсаторов и индуктивной катушки в силу

малой их величины могут быть приравнены друг другу, результирующее сопротивление резонансного контура является чисто активным [Л. 1-8] и равным:

$$r_{нз} = \frac{1}{2} \left( r_n + \frac{L_n}{r_{C_n}} \right); \quad (1-148)$$

здесь  $r_n = r_{C_n} + r_{L_n}$ . Сопротивление  $r_{C_n}$  вычисляется также по (1-143), а активное сопротивление индуктивности приравнивается  $r_{C_n}$ . Сопротивления соединительных проводников учитываются вместе с  $r_{C_n}$  и  $r_{L_n}$ .

Каждое из звеньев фильтра-пробки по отношению к резонансной гармонической тока работает как Г-образный фильтр с активным последовательным звеном. Поэтому индивидуальный коэффициент сглаживания такого звена при наличии вы-

ходной емкости в фильтре может быть на основании (1-133) определен из равенства

$$s_n = km \omega C r_{nэ}. \quad (1-149)$$

Если выходная емкость отсутствует, то индивидуальный коэффициент сглаживания определяется из равенства

$$s_a = \frac{r_{nэ} + R}{R}; \quad (1-150)$$

здесь  $R$  — сопротивление нагрузки.

Общий коэффициент сглаживания фильтра-пробки определяется также по (1-146) после нахождения отдельных коэффициентов сглаживания. Подбор параметров отдельных звеньев решается также с учетом минимума стоимости отдельных звеньев.

При отступлении частоты питающего выпрямитель напряжения от заданной кажущееся сопротивление резонансного звена фильтр-пробки падает и коэффициент сглаживания уменьшается.

#### 1-14. МОЩНОСТЬ, к. п. д. И КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ С ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

Наличие пульсаций в кривой выпрямленного напряжения и тока приводит к отклонению мгновенного значения мощности в цепи выпрямленного тока от постоянного значения, характерного для цепей с идеально выпрямленным током и напряжением.

Подсчитывая среднюю мощность, прошедшую через выпрямитель на основе общего определения, как среднее арифметическое за определенный цикл повторяемости, например, за один период переменного тока, имеем:

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d u_d d\vartheta. \quad (1-151)$$

Мы приходим в общем случае к величине, отличной от той, которая принята для подсчета и измерения мощности в цепях постоянного тока, когда мощность определяется как произведение постоянных составляющих тока и напряжения

$$P_d = I_d U_d. \quad (1-152)$$

Действительно, если в (1-151) записать мгновенные значения тока  $i_d$  и напряжения  $u_d$  через средние значения этих величин  $I_d$  и  $U_d$  и переменные составляющие  $\Delta i_d$  и  $\Delta u_d$ , то

$$\left. \begin{aligned} i_d &= I_d + \Delta i_d, \\ u_d &= U_d + \Delta u_d. \end{aligned} \right\} \quad (1-153)$$

При подстановке в (1-151) это дает:

$$P_a = I_a U_a + \frac{I_a}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta u_a d\vartheta + \frac{U_a}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_a d\vartheta + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_a \Delta u_a d\vartheta. \quad (1-154)$$

Учитывая, что второе и третье слагаемые в правой части равенства (1-154) равны нулю, поскольку они определяют средние значения чисто переменных составляющих токов за полный период, мы приходим к равенству:

$$P_a = P_a + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Delta i_a \Delta u_a d\vartheta, \quad (1-155)$$

из которого непосредственно видно, что полная мощность, получаемая потребителем, т. е. проходящая через выпрямитель, в общем случае больше произведения постоянных составляющих  $P_a = I_a U_a$ , поскольку интеграл второго слагаемого в (1-155) при гармонических одной и той же частоты существенно положительная величина.

Только в тех случаях, когда ток либо напряжение во времени не меняются ( $\Delta i_a = 0$  либо  $\Delta u_a = 0$ ), интеграл второго слагаемого в (1-155) превращается в нуль, и полная мощность, прошедшая через выпрямитель  $P_a$ , равна произведению постоянных составляющих. Такой режим мы имеем, например, при зарядке аккумуляторных батарей (когда  $E_0$  неизменно) либо при хорошо сглаженном токе (когда  $i_a$  строго постоянно во времени). При работе же выпрямителей на активную нагрузку (печь сопротивления) мощность, проходящая через выпрямитель, больше произведения постоянных составляющих. Мощность, проходящая через выпрямитель  $P_a$ , может быть измерена при помощи ваттметра, включенного в цепь выпрямленного тока, либо при чисто активной нагрузке по произведению действующих значений тока и напряжения, измеренных приборами переменного тока, между тем как произведение постоянных составляющих вычисляется по показаниям амперметра и вольтметра магнито-электрической системы.

Соответственно двум значениям мощности, различаемым в цепях с выпрямителями, можно различать и два к. п. д.

Один, называемый к. п. д. выпрямителя, определяется отношением полной проходящей через выпрямитель мощности к активной мощности, получаемой выпрямителем от цепи переменного тока (при наличии трансформатора от вторичной

обмотки трансформатора). Этот к. п. д. имеет значение главным образом для учета потерь в выпрямителе

$$\eta' = \frac{P'_d}{P_{2a}}. \quad (1-156)$$

Другой, называемый к. п. д. выпрямления, определяется отношением произведения постоянных составляющих  $I_d U_d = P_d$  к активной мощности  $P_{2a}$

$$\eta = \frac{P_d}{P_{2a}} = \frac{I_d U_d}{P_{2a}}. \quad (1-157)$$

Полный к. п. д. выпрямительной установки с учетом потерь в трансформаторе определяется по формуле

$$\eta_0 = \frac{P'_d}{P_{1a}} = \frac{P'_d}{P_{2a}} \cdot \frac{P_{2a}}{P_{1a}} = \eta' \eta_{mp}; \quad (1-158)$$

здесь  $P_{1a}$  — активная мощность в цепи первичной обмотки трансформатора;

$\eta_{mp}$  — к. п. д. трансформатора.

Коэффициент мощности выпрямительной установки определяется отношением активной мощности, получаемой из сети переменного тока  $P_{1a}$ , к кажущейся мощности, отдаваемой этой сетью,

$$\chi = \frac{P_{1a}}{P_{1i}}. \quad (1-159)$$

При несинусоидальной форме кривых тока и напряжения в создании как активной, так и кажущейся мощности участвуют как основные гармонические, так и высшие гармонические тока и напряжения. В достаточно мощных сетях, когда искажения напряжения незначительны и напряжение может быть принято синусоидальным, активная мощность может быть учтена только по основной гармонической тока, имеющей ту же частоту, что и напряжение.

Вводя в этом случае в отношение (1-159) в качестве промежуточной величины кажущуюся мощность  $P_{11}$ , создаваемую основной гармонической тока, мы получаем:

$$\chi = \frac{P_{1a}}{P_{11}} \cdot \frac{P_{11}}{P_{1i}} = \cos \varphi \cdot \gamma. \quad (1-160)$$

Первое отношение характеризует коэффициент сдвига  $\cos \varphi$ , определяющий при чисто синусоидальном токе коэффициент мощности, а второе отношение  $\left(\frac{P_{11}}{P_{1i}}\right)$  определяет так называемый коэффициент искажения  $\gamma$ .

Из формулы (1-160) мы видим, что даже в том случае, когда основная гармоническая тока совпадает по фазе с синусоидой питающего напряжения ( $\cos \varphi = 1$ ), коэффициент мощности в цепях с выпрямителями благодаря несинусоидальному току меньше единицы.

Если пренебречь потерями в трансформаторе и выпрямителе, считая  $P_{1a} = P_d$ , то коэффициент мощности может быть определен по формуле

$$\lambda \approx \frac{P_d}{P_1}. \quad (1-161)$$

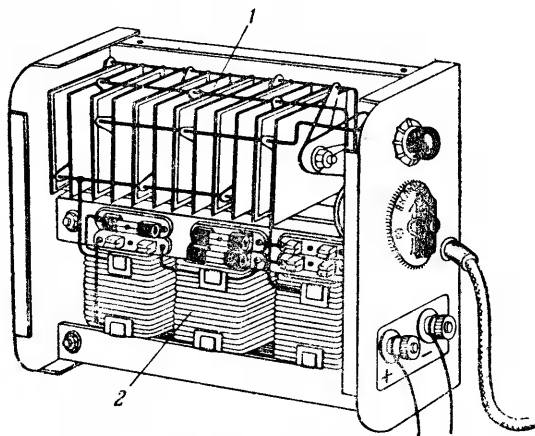
## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЕНТИЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

#### 2-1. ТИПЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ

Полупроводниковый выпрямитель (фиг. 2-1), раньше называвшийся твердым, состоит из:

- 1) комплекта вентильных элементов;



Фиг. 2-1. Селеновый выпрямитель.

— комплект вентильных элементов; 2 — трансформатор питания.

- 2) трансформатора, подводящего ток к вентилям;
- 3) вспомогательных устройств, применяемых для регулирования и сглаживания кривой тока.

Высокие качества полупроводниковых вентиляей, заключающиеся:

- 1) в обеспечении достаточно высокого к. п. д. при малых значениях выпрямленного напряжения;

- 2) в нетребовательности к уходу;
- 3) в длительном сроке службы;
- 4) в отсутствии потребности во вспомогательных устройствах для приведения в действие вентиля;
- 5) в способности к работе в достаточно широком диапазоне изменения температуры, привели к тому, что эти вентиля получили широкие и разнообразные применения в большом ряде устройств промышленной электроники (зарядка батарей, магнитные усилители, системы управления и регулирования, измерительные и релейные цепи, маломощные электролизные установки и т. д.).

Наибольшее распространение полупроводниковые вентиля получили в устройствах, где выпрямленное напряжение не превосходит 60—80 в, а выходные мощности не превосходят 5—10 квт. При больших мощностях применение полупроводниковых вентиляей лимитируется относительно большим их весом, а при больших выпрямленных напряжениях их к. п. д. получается меньше, чем у вакуумных типов вентиляей. Тем не менее, есть полупроводниковые выпрямительные устройства, в которых мощность превосходит указанные границы, и устройства, в которых напряжение достигает нескольких киловольт и даже десятков киловольт. К первым относятся установки для питания электролизных ванн, где напряжение не превосходит 10—12 в, а токи достигают нескольких сот и даже тысяч ампер. Ко вторым относятся установки на малые токи (до 1 а), предназначенные для питания радиоустройств высокого напряжения. Вентиля на очень малые токи и малые напряжения применяются главным образом в измерительной технике, а также и в высокочастотных устройствах (детектирование).

В связи с выявившейся в последнее время возможностью управления величиной тока полупроводниковых вентиляей с помощью вспомогательных электродов можно ожидать, что функции, а следовательно, и области применения полупроводниковых вентиляей еще более расширятся. Значительный промышленный выход получили в настоящее время преимущественно два типа вентиляей: 1) меднозакисные или купроксные; 2) селеновые.

В силу ряда преимуществ наиболее распространенным типом являются в настоящее время селеновые вентиля.

В настоящее время получает распространение третий тип вентиля: сернисто-медный или сульфидный. Его преимущество в способности принимать большие удельные нагрузки.

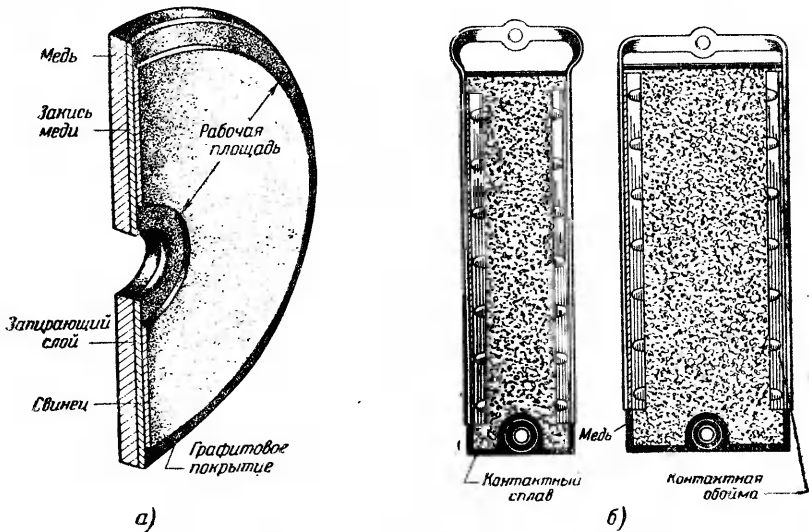
Новые типы вентиляей из кремния и германия также находят применение. Структура и характеристики новых типов вентиляей будут рассмотрены в § 2-18.

## 2-2. ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУКЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ТИПОВ ПОЛУПРОВодНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ И ВЕНТИЛЬНЫХ КОМПЛЕКТОВ

### а) Меднозакисные вентили

Меднозакисный или купроксный вентиль освоен нашей промышленностью в 1934 г.

Большое число исследований, содействующих разработке и освоению в производстве этого типа вентиляей, проведено с 1934 до 1939 г. акад. А. Ф. Иоффе [Л. II-1, 2 и 3] и его со-



Фиг. 2-2. Меднозакисные вентильные элементы.

а — дисковый; б — пластинчатый.

трудниками по Ленинградскому физико-техническому институту.

Вентиль представляет собой медный диск (фиг. 2-2,а) или пластину (фиг. 2-2,б) покрываемые путем термической обработки закисью меди (полупроводник). Такой элемент обладает вентильными свойствами, т. е. свойствами пропускать в одном направлении значительно больший ток, чем в другом. Проводящим в данном вентиле является направление от закиси меди (выполняющей в вентиле роль анода) к меди (выполняющей в вентиле роль катода).

Обе конструктивные модификации вентиляей изготовляются из высокосортовой, электрически-рафинированной меди, содержащей минимум примесей. Процентное содержание чистой меди должно быть не ниже 99,96%. Из прокатанной ленты такой меди штампуются диски или наре-

закуются пластины. Размеры дисков, выпускаемых нашей промышленностью для токов средней величины, нормализованы. Наружный диаметр дисков 41 мм, диаметр центрального отверстия, служащего для насадки на стяжной болт 13 мм, толщина диска 1,3 мм. Размеры меньших дисков для малых токов (измерительные типы) приведены в табл. 2-5. После штамповки диски рихтуются, т. е. их поверхности выравниваются, и очищаются крепким раствором азотной кислоты от жиров и загрязнений.

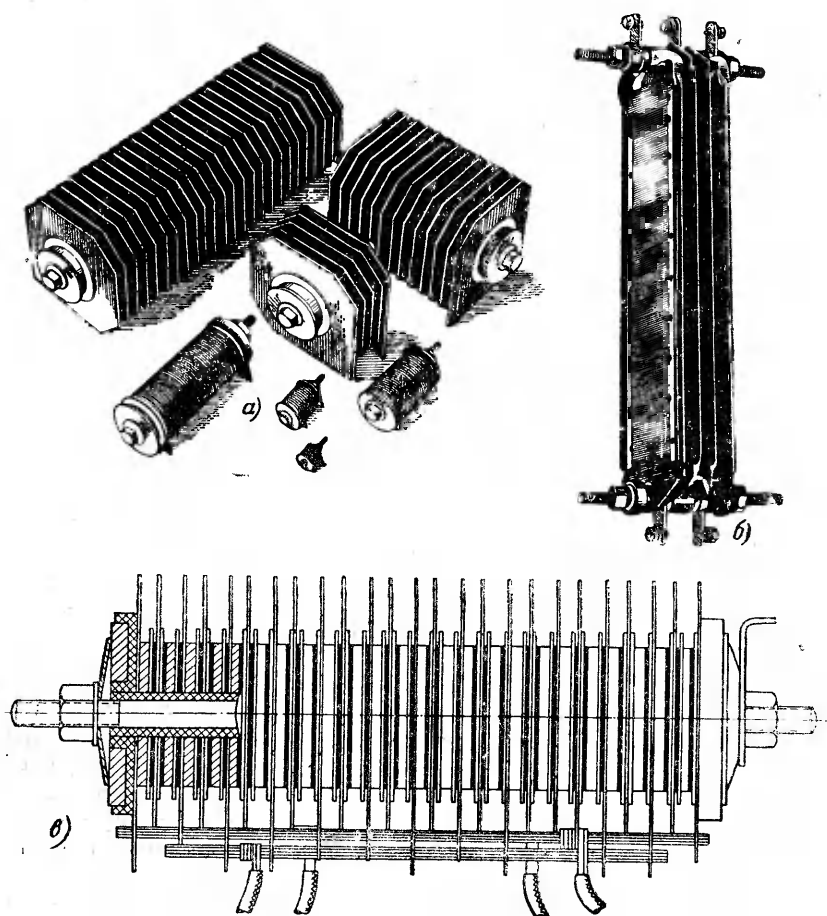
Очищенные диски подвергаются термической обработке для нанесения на них слоя закиси меди. Последнее производится двумя ступенями. Вначале диски помещаются на 10—12 мин. в печь с температурой от 1000 до 1040° С в зависимости от сорта меди. При этой температуре происходит окисление диска. Непосредственно на поверхности меди образуется слой закиси меди, а выше его — слой окиси меди. Для того чтобы окисление дисков было односторонним, диски, имеющие отверстия, навешиваются на опорный стержень из жароупорной стали плотными парами, а не имеющие отверстия укладываются на медные листы. На прижатые друг к другу поверхности окисел не проникает. После первой печи диски переносят на 5—7 мин. в печь с более низкой температурой (порядка 600° С), в которой происходит дальнейшее формирование слоя закиси меди и выделение из него очень тонкой прослойки (порядка 10<sup>-5</sup> см), называемой запирающим слоем и обладающей значительно большим электрическим сопротивлением, чем остальной слой закиси меди, прилегающей непосредственно к слою окиси. После второй печи диски быстро охлаждаются путем погружения их в проточную воду. При этом слой окиси меди из-за резкого изменения температуры частично отскакивает. Остатки окиси смываются 30%-ным раствором азотной кислоты. Для удаления кислотных остатков диски споласкиваются в 5%-ном растворе NaOH и просушиваются. Перед комплектованием диски диаметром 41 мм помещают на 24 часа в печь со строго регулируемой температурой 50° С, а измерительные типы выдерживают более длительные сроки при температуре до 90° С. Смысл этой операции, носящей название искусственного старения, поясняется в § 2-7. Изготовленные таким образом диски обладают вентильными свойствами.

До сборки вентиля в комплекты или столбы, показанные на фиг. 2-3,а, поверхность дисков со стороны закиси меди графитируется либо натиранием сухого графита, либо покрытием окиси меди коллоидальным раствором графита (аквадагом). Графитный слой уменьшает переходное сопротивление между полупроводником и прижимной свинцовой шайбой, которая в дисковых типах вентилях обычно используется в качестве контактного электрода. К последнему переходит, таким образом, роль анода. После графитировки вентили подвергаются электрическим испытаниям и сортировке. Сборка столбов с дисковыми вентилями производится на изолированной шпильке, на которую вперемежку с дисками насаживаются свинцовые шайбы (фиг. 2-3,б), а также дистанционные шайбы для создания каналов, повышающих эффективность охлаждения столбов.

Для той же цели ряд типов столбов снабжается радиаторными шайбами, имеющими более развитую поверхность охлаждения. Сжатие вентиля и свинцовых шайб до давления примерно 500 кг обеспечивается кольцевыми гайками.



Вентильные столбы обычно работают в условиях естественного воздушного охлаждения. При потребности в более форсированном охлаждении для уменьшения веса и габарита применяется вентиляторное охлаждение.



Фиг. 2-3. Комплекты медноцинковых элементов.

а — столбы из дисков; б — группы пластинчатых элементов; в — столб с радиаторными дисками.

Подвод тока к отдельным секциям столба осуществляется либо через радиаторные шайбы, либо через специально вводимые контактные пластины.

Перед выходом из производства столбы лакируются для предохранения от воздействия влаги. Число элементов в выпрямительном столбе, а также способ электрического соедине-

ния вентиляей между собой зависят от тока и напряжения, на которое данный столб рассчитан, а также от выбранной схемы соединения. Если число вентиляей, требующихся для выпрямителя, превышает число их, которое может быть размещено на одном стяжном стержне принятой длины, то выпрямительный комплект собирается из нескольких вентиляных столбов.

Технология пластинчатых типов, разработанная Ленинградским физико-техническим институтом Академии наук СССР (фиг. 2-2,б), прошла у нас стадию лабораторных разработок и первую стадию промышленного освоения в 1938 г. Пластины освоенных типов имеют размер  $300 \times 80 \times 1,3$  мм. Основное отличие в техническом процессе производства пластинчатых типов заключается в том, что слой закиси меди наносится на них с обеих сторон (двустороннее покрытие). В качестве контактного электрода используется здесь не свинец, а слой из цинка или никеля, который напыливается в расплавленном виде на закись меди, предварительно покрытую графитовым раствором (аквадагом). Для контакта с медью служит непокрытый закисью кольцевой участок (фиг. 2-2,б), а отвод тока от напыленного металлического слоя производится через обойму, охватывающую продольные края пластины. В выпрямительных комплектах пластинчатого типа, собранных из свободно стоящих пластин (фиг. 2-3,б), охлаждающий воздух продувается между пластинами с помощью вентилятора при скорости воздуха примерно 3—5 м/сек.

### б) Селеновые вентили

В селеновом вентиле слой селена наносится на стальной (в более редких случаях на алюминиевый) диск или пластину (фиг. 2-4,а), и затем на слой селена наносится контактный слой из легкоплавкого металла (сплав олова и кадмия). В селене в процессе технологической обработки создаются два слоя с разной проводимостью.

Слой с лучшей проводимостью примыкает к стальной пластине — аноду, слой с худшей проводимостью (запирающий слой) примыкает к напыленному сплаву — катоду. Большое число исследований, способствовавших разработке и улучшению технологии селеновых вентиляей, провели у нас И. Л. Эрстов, А. И. Стефановский, В. Г. Комар [Л. 11-7], С. Б. Юдицкий [Л. 11-10], А. З. Левизон [Л. 11-6] и др.

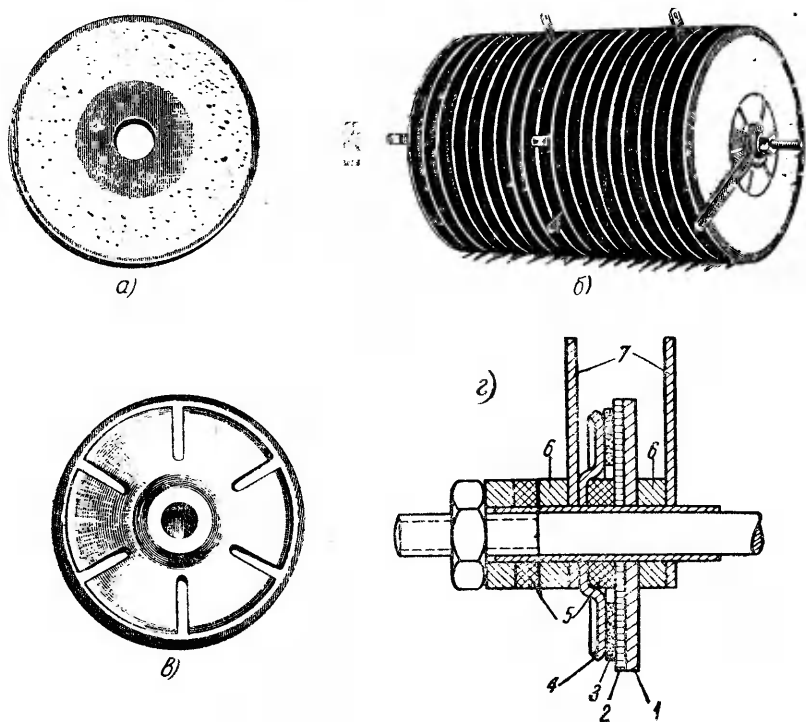
Технология изготовления селеновых вентиляей не на всех заводах строго одинакова. Различны и конструктивные исполнения столбов.

Различия в технологии относятся главным образом: 1) к методам очистки селена; 2) к выбору присадок к нему; 3) к методам нанесения селена на контактный электрод; 4) к выбору материалов для последнего. Одни производства в качестве нижнего контактного электрода (подкладки), на который наносится селен, применяют никелированное железо,

другие — никелированный или покрытый висмутом алюминий. Железные либо алюминиевые диски толщиной от 0,5 до 1,5 мм в зависимости от диаметра дисков штампуются, рихтуются и очищаются от жира и грязи спиртом либо другими растворителями. Диаметр дисков определяется принятым к производству сортаментом. Наши заводы выпускают диски с диаметром от 5 до 100 мм (см. табл. 2-2). Во избежание большого переходного сопротивления и коррозии диски после очистки и пескоструйной обработки их поверхности (для получения шероховатого слоя, более прочно удерживающего селен) покрываются электролитически слоем никеля, а алюминиевые листы при вакуумном нанесении селена покрываются путем осаждения в вакууме висмутом. Толщина покрывного слоя висмута не превосходит при этом один-два микрона. Нанесение селена производится в большинстве производств двумя путями: 1) намазыванием аморфного селена на горячий диск, либо 2) расплавлением на диске порошкообразного селена. В последнее время разработан еще один способ, заключающийся в испарении селена в вакууме и осаждении его на диск. Последний способ является более совершенным, но требует одновременно более сложного и дорогого оборудования. К селену, применяемому для вентилях, предъявляются весьма высокие требования и в первую очередь — химическая чистота селена. Селен вовсе не должен содержать примесей таких элементов, как медь, серебро, сурьма, сера и теллур. Нелетучий остаток остальных металлических примесей не должен превышать 0,02%. Для повышения электропроводности в селен вносится несколько сотых долей процента (0,01—0,02%) хлора, брома или иода. Черный стекловидный аморфный селен, выпускаемый химическими заводами для производства вентилях в виде палочек, плиток или порошка, размягчается при температуре 50—60° С, переходя при более высоких температурах в серый кристаллический селен. При нагреве до температуры, близкой к температуре плавления 217° С, и последующем затем медленном охлаждении можно добиться полной перекристаллизации селена с заметным укрупнением его кристаллов, что повышает электропроводность селена. Применительно к физико-химическим свойствам селена и строится технологический процесс нанесения его на диски. После расплавления селена, нанесенного одним из указанных выше двух способов на горячий диск с температурой 240—250° С, диск быстро охлаждается для предупреждения преждевременной кристаллизации селена. Такая кристаллизация при открытой поверхности селена не может обеспечить тонкого равномерного и однородного слоя селена. Для получения последнего диски вновь нагреваются в спрессованном виде, будучи переложены полированными шайбами, и выдерживаются под удельным давлением от 1 до 2 кг/см<sup>2</sup> при температуре 125—130° С в течение 7—12 мин. При этом черный аморфный селен переходит в серый кристаллический, покрывающий равномерным слоем металлическую подкладку, с толщиной слоя в пределах от 0,07 до 0,15 мм. При вакуумном нанесении удается получить слой селена толщиной от 0,03 до 0,04 мм.

С уменьшением толщины слоя селена уменьшается сопротивление вентиля в проводящем направлении. Для выделения из слоя селена запирающего слоя (слой с большим сопротивлением) селен после кристаллизации под прессом подвергается термической обработке. Она заключается в прогреве открытой поверхности селена в термостате при температуре от 210 до 220° С в течение времени от 1 до 2 час. в зависимости от сорта селена и размеров дисков. При такой обработке имеет место: 1) увеличение сопротивления поверхностного слоя селена вследствие улетучивания примесей хлора, брома или иода, внесенных в селен для повышения его электропроводности, и одновременно 2) увеличение проводимости в остальном слое селена, прилегающем непосредственно к контактному электроду вследствие повышения концентрации свободных электронов в нем. Для еще большего повышения сопротивления

запирающего слоя диска с селеном в некоторых производствах после термической обработки подвергаются воздействию паров серы путем помещения их на 20—30 мин. в термостат, в котором при температуре 140—160° С испаряется сера. После такой обработки на селен напыливается при помощи какого-либо металлизатора сплав из олова, кадмия,



Фиг. 2-4. Селеновые вентильные элементы и комплекты.

*а* — вид диска со снятой контактной шайбой; *б* — столб селеновых элементов; *в* — диск с контактной шайбой; *г* — секция селенового столба; *1* — основной металл; *2* — слой селена; *3* — катодный сплав; *4* — контактный электрод; *5* и *6* — шайбы; *7* — радиаторы.

а иногда и висмута, служащий в качестве катода. С целью предотвращения замыкания между катодом и нижним металлическим электродом края диска при металлизации закрываются шаблонами и остаются непокрытыми сплавом.

Внешний контакт с катодным сплавом достигается с помощью легко пружинящих латунных шайб (фиг. 2-4, *в*), накладываемых на катод при сборке столбов (фиг. 2-4, *б*). Потребность в легко пружинящих шайбах обусловлена тем, что при заметном давлении на селен сминается и портится запирающий слой, и вентильные свойства диска теряются.

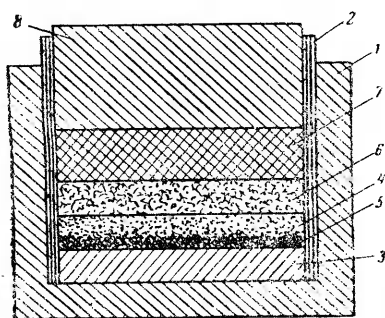
Сборка вентиляей производится по двум конструктивным модификациям. В первой конструкции, показанной на фиг. 2-4, *г*,

отдельные вентили располагаются на общей изолированной шпильке. Между вентилями размещаются контактные либо изоляционные, а также дистанционные шайбы для получения каналов, повышающих эффективность охлаждения. Нормально вентили охлаждаются воздухом при естественной его циркуляции. При необходимости более интенсивного охлаждения применяют вентиляторное дутье.

При второй конструкции вентили располагаются на общей металлической плите, соединяющей аноды вентилях между собой. До выпуска из производства столбы покрываются влагостойким (асфальтовым) лаком.

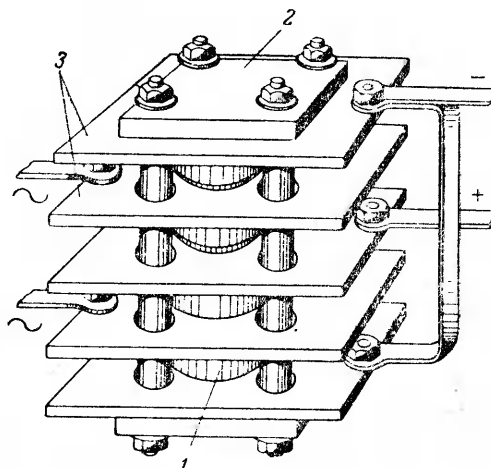
### в) Сернисто-медные вентили

Отечественный тип сульфидного вентиля был впервые разработан Б. В. Курчатовым в Ленинградском физико-техническом институте в 1940 г.



Фиг. 2-5а. Сульфидный вентиль, разрез по слоям.

Схематический разрез разработанного типа вентиля приведен на фиг. 2-5,а. На дно алюминиевого стакана 1 этого вентиля, изолированного с боков слюдой 2, укладывается магний-ный диск 3, выполняющий роль металлической подкладки. На подкладку насыпается слой смеси 4, состоящий из 60 весовых частей сернистой меди, 25 серы и 15 измельченного шамота. Этот слой спрессовывается с магнием при пропускании значительного тока, что приводит к привариванию смеси и образованию запирающего слоя на границе между смесью и магнием (слой 5). Сверх приваренного слоя смеси насыпается слой из сернистой меди (слой 6) и накладывается для



Фиг. 2-5б. Группа сульфидных вентилях. 1 — вентиль; 2 — стяжная шайба; 3 — радиаторы.

обеспечения надлежащего контакта вначале графитовая пробка (слой 7), а затем алюминиевая пробка 8, через которую передается давление на вентиль при сборке его в комплект (фиг. 2-5,б). На фигуре показан промышленный комплект вентиляей, собранный по однофазной мостовой схеме: в каждое плечо моста входит по одному вентилю. Последовательное включение элементов в группу этот тип вентиля пока не допускает из-за трудности обеспечения одновременной формовки (§ 2-6) последовательно включенных вентиляей.

### 2.3. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ МЕТАЛЛОВ, ИЗОЛЯТОРОВ И ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Прежде чем перейти к изложению физической теории действия полупроводниковых вентиляей необходимо, хотя бы в общих чертах, остановиться на современной трактовке вопроса об электропроводности металлов, полупроводников и изоляторов.

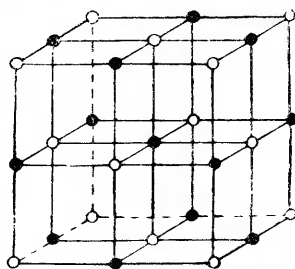
Твердые тела, к которым относятся проводники, полупроводники и изоляторы, имеют обычно кристаллическую структуру.

В узлах кристаллической решетки их расположены атомы (гомополярная решетка) либо ионы (гетерополярная решетка), т. е. атомы, имеющие избыточный или лишенные одного или нескольких валентных электронов, как это схематически показано на фиг. 2-6. Между узлами данного элементарного кристалла непрерывно перемещаются валентные электроны кристалла.

Эти электроны, связанные до образования кристалла с отдельными атомами, теряют индивидуальную связь с атомом после образования кристалла и принадлежат кристаллу в целом. Пресмысленность рассматриваемого кристалла с атомами, из которых он образовался, заключается прежде всего в совокупности тех энергетических уровней, которыми обладают электроны при их непрерывном перемещении внутри данного кристалла.

Шкала уровней энергии в отдельном атоме до его вхождения в кристалл (свободном атоме), определяющая его энергетический спектр, приведена на фиг. 2-7,а. Каждая черточка в этом спектре отвечает определенному уровню энергии.

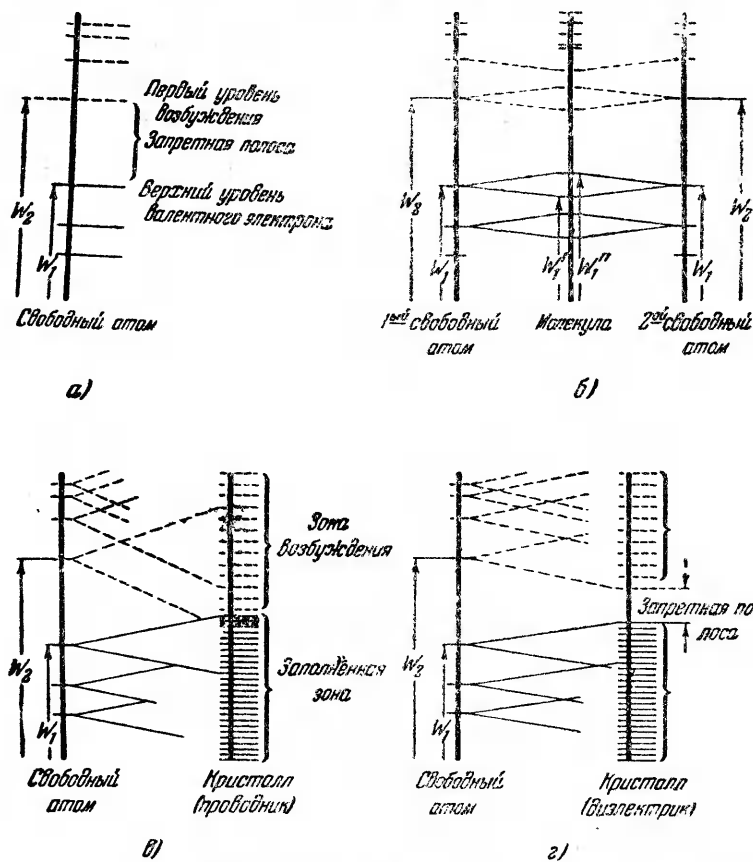
Уровень энергии электрона в свободном атоме, как известно, тем выше, чем более удалена от ядра электронная оболочка, внутри которой может находиться (точнее, достаточно



Фиг. 2-6. Структура кристалла.

● и ○ ионы с зарядами разных знаков.

высока вероятность пребывания) электрон при его перемещении вокруг ядра. При нормальном состоянии атома электроны его внутренних оболочек, а также и наружной оболочки (валентные электроны) имеют уровни энергии, показанные в спектре сплошными линиями. Характерным свойством такого спектра



Фиг. 2-7. Энергетические уровни в атоме, молекуле и кристаллах.

а — в свободном атоме; б — в двухатомной молекуле; в — в кристалле (проводнике); г — в кристалле (диэлектрике).

является то, что он не сплошной, а дискретный, т. е. один уровень отличается от другого на ту или иную, определенную для каждой структуры атома, величину энергии. Дискретный спектр является свидетельством того, что полная энергия электрона может иметь только вполне определенные значения.

Возможные энергетические уровни отделены друг от друга запретными (обусловленными структурой электромагнитного поля атома) энергетическими полосами. Для перехода элек-

трона с одного энергетического уровня на другой электрону необходимо сообщить некоторую долю энергии, измеряемую целым числом квантов. Пунктирные линии на фиг. 2-7,б определяют уровни энергии, на которые могут длительно или кратковременно переходить электроны, когда им сообщают дополнительный запас энергии. Передача такой энергии электрону свободного атома возможна либо при столкновении с ним другого электрона, перемещающегося в электрическом поле, либо путем восприятия электроном одного из видов электромагнитного излучения (рентгеновского, видимого, ультрафиолетового и т. д.) или, наконец, при тепловых столкновениях атомов.

Атом с электроном, обладающим энергией более высокой, чем это соответствует его стационарным валентным уровням, носит название возбужденного атома. На уровне возбуждения электроны обычно остаются малое время (порядка  $10^{-9}$  —  $10^{-8}$  сек.), за исключением особых (метастабильных) состояний, при которых электрон может находиться в состоянии возбуждения более длительное время (до  $10^{-3}$  сек.). При переходе из возбужденного состояния в нормальное атом отдает квант энергии в виде излучения.

Для полного освобождения от системы атома электрон должен получить более значительную энергию, чем для возбуждения. Получая такую энергию, электрон делается свободным, т. е. перестает быть связанным с полем данного атома (процесс ионизации). Атом, лишенный электрона, становится положительным ионом. Свободный электрон может перейти к другому атому либо, перемещаясь среди кристаллов тела, участвовать в хаотическом либо направленном токе.

При образовании из двух однотипных атомов двухатомной молекулы ее энергетический спектр определяется средней шкалой уровней энергии на фиг. 2-7,б, если энергетические спектры свободных атомов соответствуют крайним шкалам на той же фигуре. Характерным в энергетическом спектре молекулы является то, что электроны, занимавшие в свободных атомах одинаковые уровни энергии, переходят в молекуле на два близлежащие уровня.

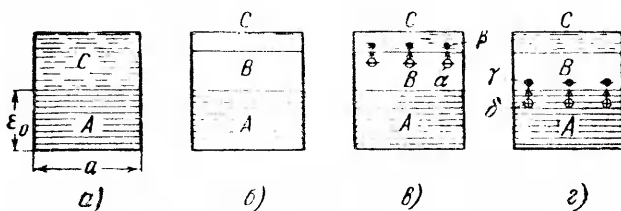
При формировании кристалла из отдельных атомов сохраняется тот же принцип распределения электронов (занимавших в свободных атомах одинаковые уровни энергии) на ряд близлежащих дискретных уровней, образующих полосу или зону уровней, как это схематически показано на фиг. 2-7,в.

В зависимости от того, перекрываются (или смыкаются) энергетические зоны в кристалле (образованные от соседних энергетических уровней в атоме), как на фиг. 2-7, в либо между зонами образуются запретные полосы, как на фиг. 2-7,г мы получаем кристаллические тела с разными проводимостями.



Энергетические диаграммы (спектры) для кристаллических тел разной проводимости нанесены на фиг. 2-8. Здесь на оси ординат отложены уровни энергии, а по оси абсцисс — размер кристалла по одной из его осей. Совокупности уровней в виде отдельных зон отмечены на приведенных диаграммах разными штриховками.

Общей для всех диаграмм на фиг. 2-8 является густая сетка сплошных линий, заполняющая нижнюю часть диаграммы. Эта сетка характеризует систему энергетических уровней, входящую в так называемую заполненную (или основную) зону уровней. Заполненной она называется потому, что при темпе-



Фиг. 2-8. Энергетические спектры веществ.

*a* — металла; *б* — изолятора; *в* — электронного полупроводника; *г* — дырочного полупроводника; *A* — заполненная зона; *B* — запрещенная зона; *C* — зона уровней возбуждения;  $\alpha$  — атомы примеси, отдавшие электроны;  $\beta$  — электроны атомов примеси;  $\gamma$  — атомы примеси, присоединившие электроны;  $\delta$  — вакантные места для электронов — дырки.

ратуре абсолютного нуля все уровни этой зоны заполнены электронами.

При повышении температуры кристалла, что связано с передачей через колебания узлов решетки добавочной энергии электронам, или при другом способе сообщения добавочной энергии (введение кристалла во внешнее электрическое поле) электроны стремятся занять более высокий энергетический уровень, и они это могут сделать только тогда, когда соответствующие уровни в металле не являются запретными и когда незапретные уровни свободны, т. е. не заняты другими электронами.

Структура кристаллов в металлах такова, что здесь к заполненной зоне примыкает непосредственно, как это видно из энергетической диаграммы (фиг. 2-8, *a*), зона уровней возбуждения (обозначенная пунктирными линиями). Электрон может перейти поэтому в металле из заполненной в зону уровней возбуждения при добавке ему очень небольших порций энергии. Попав в зону уровней возбуждения, называемую также свободной зоной или зоной проводимости, электрон может перемещаться от одного кристалла к другому, участвуя в токе проводимости. При температуре выше абсолютного нуля у ме-

таллов уже достаточно много электронов в зоне уровней возбуждения, чем и объясняется высокая проводимость металлов.

Диэлектрикам соответствует энергетическая диаграмма на фиг. 2-8,б. Здесь зона уровней возбуждения отделена от заполненной достаточно широкой запретной полосой.

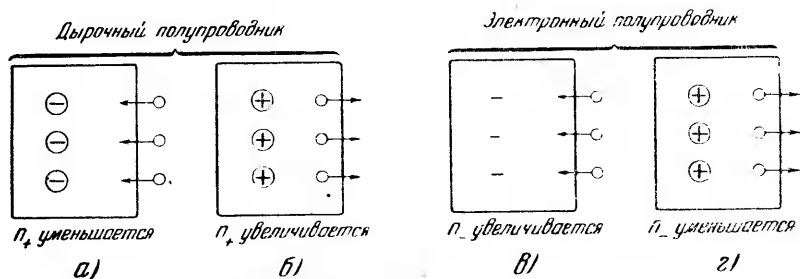
Высота запретной полосы, измеряемая в единицах работы— электрон-вольтах (1 электрон-вольт равен работе, совершаемой полем при перемещении одного электрона в поле с разностью потенциалов в 1 в) у изоляторов равна от 6 до 10 эв. Только получив столь значительную добавочную энергию, электроны у изоляторов с верхних уровней заполненной зоны могут перейти в свободную зону и стать электронами проводимости. Это требует либо очень высоких температур нагрева изолятора, либо очень сильного электрического поля.

Полупроводники занимают промежуточное место между металлами и изоляторами. У них, так же как у изоляторов, между заполненной и свободной зонами лежит запретная зона, куда электрон в силу структуры кристалла попасть не может. Но у полупроводников ширина запретной зоны значительно меньше. Сужение запретной зоны у полупроводников, применяемых в технике (технических полупроводников), получается обычно за счет того, что в запретной зоне расположены, как это иллюстрируют энергетические диаграммы на фиг. 2-8,в и г, отдельные изолированные (локальные) уровни, созданные одиночными атомами или ионами, не вошедшими в стройную систему кристаллов данного полупроводника в силу ли нарушений в структуре решетки, либо в силу вхождения в вещество полупроводника чужеродных атомов в виде атомов примесей. У большинства технических полупроводников, в том числе и у закиси меди, селена, сернистой меди, у германия и кремния, локальные уровни в запретной зоне создаются атомами примесей, всегда входящих в состав этих полупроводников.

В зависимости от того, оказываются ли локальные уровни, способные отдавать электрон (доноры), ближе к зоне уровней возбуждения (фиг. 2-8,в), когда под действием тепловой энергии электроны с локальных уровней переходят в зону возбуждения, или же локальные уровни, способные захватывать электроны (акцепторы), располагаются ближе к заполненной зоне (фиг. 2-8,г), когда под действием тепла электроны из верхней заполненной зоны уходят на локальные уровни, оставляя в заполненной зоне вакантные энергетические уровни (дырки), различают полупроводники с электронной проводимостью (германий и кремний при примесях, которые содержат технические полупроводники) и полупроводники с дырочной проводимостью (закись меди, селен, сернистая медь). По су-

ществу, проводимость в тех и других полупроводниках вызывается перемещением электронов, но в одном случае это есть перемещение свободных электронов, а в другом — перемещение электронов по вакантным энергетическим уровням (дыркам).

Различать эти два вида проводимости приходится уже по одному тому, что они по-разному реагируют на вводимые в них электрические заряды. Так, если в полупроводник с ды-



Фиг. 2-9. Влияние внешнего заряда на проводимость полупроводников.

*а* — уменьшение проводимости при заряде дырочного полупроводника отрицательно; *б* — увеличение проводимости при заряде его же положительно; *в* — увеличение проводимости при заряде электронного полупроводника отрицательно; *г* — уменьшение проводимости при заряде его же положительно.

рочной проводимостью ввести извне электроны, (фиг. 2-9,*а*), то они, заполнив вакантные энергетические уровни (дырки), уменьшат проводимость полупроводника. При этом в полупроводнике появляется избыточный отрицательный заряд (полупроводник заряжается отрицательно). При отводе электронов из дырочного полупроводника (фиг. 2-9,*б*) концентрация дырок в нем возрастает, а вместе с ней возрастает и проводимость. При этом полупроводник заряжается положительно. Проводимость электронного полупроводника при внесении в него извне электронов (фиг. 2-9,*в*), наоборот, возрастает, в силу того, что общая концентрация электронов в зоне возбуждения (свободных электронов) увеличивается. При этом полупроводник заряжается отрицательно. При положительном заряде электронного полупроводника, т. е. при отводе из него электронов (фиг. 2-9,*г*) его проводимость уменьшается.

Плотность тока в дырочном полупроводнике зависит при заданной напряженности поля  $E$  от концентрации свободных энергетических уровней (дырок)  $n_+$  в заполненной зоне уровней

$$j = n_+ e \bar{v} E = \sigma E; \quad (2-1)$$

здесь  $\bar{u}$  — подвижность, определяемая средней скоростью перемещения электронов при напряженности поля  $E = 1$  в/см или, что тоже, скоростью перемещения дырок во встречном направлении.

Величина

$$\sigma = n_+ \bar{u} \quad (2-2)$$

определяет собой проводимость полупроводника.

Из формулы (2-1) следует, что повышения плотности тока в дырочном полупроводнике можно добиться повышением концентрации дырок, а также напряженности поля.

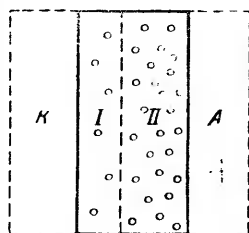
В электронном полупроводнике проводимость и плотность тока определяется также (2-1) и (2-2), но вместо  $n_+$  над учитывать концентрацию свободных электронов  $n_-$ .

#### 2-4. ТЕОРИЯ ВЕНТИЛЬНОГО ДЕЙСТВИЯ

Между металлическими обкладками, выполняющими в полупроводниковом вентиле роль контактных электродов (анода и катода), заключен, как это видно из структурной схемы (фиг. 2-10), полупроводник, в котором в процессе технологической обработки создаются два слоя с разной проводимостью: 1) слой *I*, имеющий очень малую проводимость в силу малой концентрации дырок (при дырочных полупроводниках), или свободных электронов (при электронных полупроводниках); 2) слой *II*, обладающий относительно лучшей проводимостью.

Современная теория вентильного действия, разработанная Б. И. Давыдовым [Л. II-5], а затем Шоттки объясняет неодинаковую проводимость полупроводниковых вентилях во встречных направлениях условиями, которые существуют в пограничных объемах полупроводниковых слоев. Аналогичную теорию предложил С. И. Пекар.

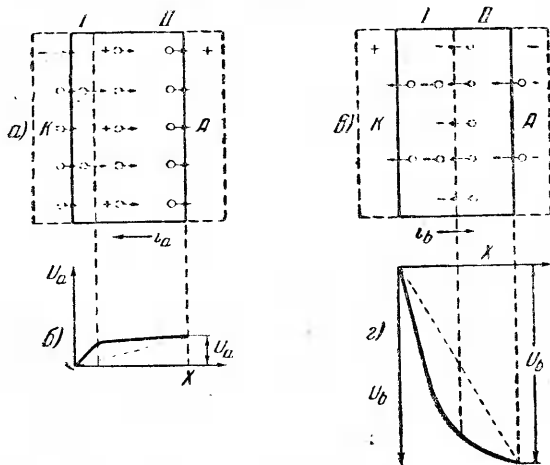
В том случае, когда анод *A* вентиля положителен, по отношению к катоду (фиг. 2-11,а), вначале, пока напряженность поля  $E$  в обоих слоях одинакова (что соответствует пунктирной прямой на диаграмме фиг. 2-11,б), число электронов, проходящих по вакантным энергетическим уровням (дыркам) через слой *I* в слой *II*, меньше, чем их уходит из слоя *II* к аноду. В результате в слое *II*, на границе его со слоем *I*, образуется недостаток электронов, что эквивалентно появлению в пограничном объемном слое положительного заряда.



Фиг. 2-10. Структура слоев в полупроводниковом вентиле.

*I* — полупроводник с плохой проводимостью (запирающий слой); *II* — полупроводник с хорошей проводимостью.

Этот заряд производит перераспределение потенциалов в слоях соответственно сплошной кривой на фиг. 2-11,б. Напряженность поля в запирающем слое (слой I) возрастает, а в слое II ослабевает. Это приводит к тому, что ток в обоих слоях выравнивается и получается достаточно большим, даже при малых значениях  $U_a$ , поскольку напряженность поля в слое I велика, а общее падение напряжения в этом слое — из-за



Фиг. 2-11. Диаграмма механизма проводимости.

*a* — схема движения электронов при прямом напряжении; *б* — распределение потенциала при прямом напряжении; *в* — схема движения электронов при обратном напряжении; *г* — распределение потенциала при обратном напряжении.

Пунктирные стрелки указывают первоначальное движение электронов, сплошные — движение при установившемся режиме; знаки + и — указывают знак появляющегося объемного заряда. Пунктирные кривые дают первоначальное распределение потенциала, сплошные кривые — потенциалы при установившемся режиме.

чрезвычайно малой толщины слоя мало, в то время как в слое II, даже при малой напряженности поля, ток получается достаточно большим из-за значительной проводимости слоя. Режим при описанной полярности на вентиле соответствует прохождению через вентиль прямого тока.

При изменении полярности, когда катод положителен по отношению к аноду (фиг. 2-11,б), проходящее вначале по слою II большее число электронов по сравнению с числом их, входящим в слой I, создает избыток электронов в слое II, прилегающем к слою I, отчего протяженность слоя с плохой проводимостью (в полном соответствии с процессом, иллюстрируемым на фиг. 2-9,а) возрастает. Поэтому даже при значительном напряжении, приложенном к вентилю, ток через вентиль получается небольшим. Такой ток является обратным, поскольку он соответствует положительному потенциалу на катоде и отрицательному на аноде. Первоначальное распреде-

ление напряжения в непроводящую часть периода соответствует пунктирной прямой на фиг. 2-11,2, а распределение напряжения при установившемся режиме характеризуется сплошной кривой на той же фигуре. Здесь значительное напряжение тратится в плохо проводящем слое большой протяженности. Необходимо также отметить, что большему значению прямого тока (при малом прямом напряжении) и малому обратному току (при большом обратном напряжении) способствует помимо резко возрастающей толщины плохопроводящего слоя еще и то, что абсолютное значение проводимости запирающего слоя в прямом направлении получается больше, чем в обратном, поскольку напряженность прямого поля способствует повышению концентрации дырок в запирающем слое в то время как обратное поле ослабляет эту концентрацию.

Малые значения обратных токов имеют место только до определенных значений обратного напряжения. Когда эти значения превзойдены, то, как показали исследования А. Ф. Иоффе и А. В. Иоффе [Л. II-1], ток в полупроводниках нарастает быстрее. Этот эффект обусловлен действием сильного поля, достаточного для начала внутренней ионизации в полупроводнике.

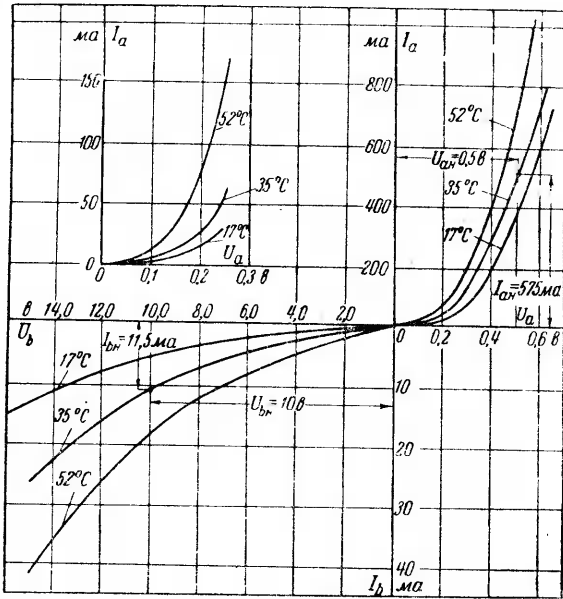
Ограничение обратных токов требует того, чтобы обратные напряжения не превосходили бы заметно границ начала действия сильного поля.

Абсолютные значения прямых и обратных токов при разных величинах прямого и обратного напряжений зависят от типа полупроводникового вентиля и его геометрических размеров.

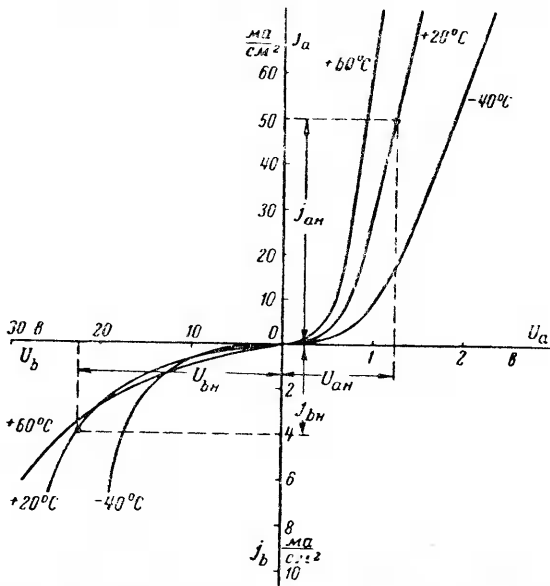
## 2-5. ВОЛЬТАМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА. КЛАСС ВЕНТИЛЕЙ. СОПРОТИВЛЕНИЕ ВЕНТИЛЕЙ

Статическая вольтамперная характеристика устанавливает связь между током через ventиль и напряжением на его зажимах при пропускании через ventиль постоянного тока.

Семейство вольтамперных характеристик меднозакисного вентиля при трех температурах его дано на фиг. 2-12а, а аналогичные характеристики селенового вентиля при трех температурах его приведены на фиг. 2-12б. При построении характеристик на оси абсцисс вправо от начала координат отложены значения прямого напряжения на вентиле  $U_a$ , а налево от начала координат отложены значения обратного напряжения  $U_b$ . При таком построении ветвь характеристики, расположенная в первом квадранте, соответствует проводящему направлению в вентиле, а ветвь характеристики, расположенная в третьем квадранте, соответствует непроводящему направлению.



Фиг. 2-12а. Вольтамперные характеристики медно-закисного вентилля при различных температурах.



Фиг. 2-12б. Вольтамперные характеристики селенового вентилля при различных температурах.

На оси ординат фиг. 2-12б отложены не токи, а плотности токов, что дает возможность пользоваться приведенной характеристикой при определении токов, допускаемых дисками разных диаметров, принятых для селеновых вентилялей.

Особенностью приведенных вольтамперных характеристик является, во-первых, их зависимость от температуры. С ростом температуры прямые напряжения при заданном токе снижаются у обоих типов вентилялей. Обратные токи при заданном обратном напряжении у меднозакисных вентилялей растут, а у селеновых рост имеет место только до значений обратных напряжений, при которых начинает сказываться эффект сильного поля (в приведенных характеристиках около 10 в). После указанного значения обратного напряжения повышение температуры уменьшает ток. Рост прямых и обратных токов до начала проявления эффекта сильного поля объясняется повышением концентрации носителей с ростом температуры. Эффект сильного поля сказывается, наоборот, больше при низких температурах.

Отличительной чертой вольтамперных характеристик полупроводниковых вентилялей является их нелинейность, что характеризуется отсутствием пропорциональности между напряжением и током. Поэтому, в тех случаях, когда учет внутреннего сопротивления по спрямленной вольтамперной характеристике приводит в расчете к заметным погрешностям, необходимо пользоваться для связи между током и напряжением аналитической аппроксимацией экспериментальных характеристик.

Достаточно хорошую аппроксимацию мы получаем, если ветви характеристик записать, как это было предложено В. Г. Комаром [Л. II-10], в виде степенных функций, с характерными для каждой из ветвей параметрами.

Так, для проводящей ветви наиболее удобный вид этой функции дает уравнение

$$U_a = a_1 j_a^{\alpha_1}, \quad (2-3)$$

а для непроводящей ветви уравнение

$$j_b = a_2 U_b^{\alpha_2}; \quad (2-4)$$

здесь  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  — коэффициенты, определяемые типом и качеством вентиля, зависящим в значительной мере от технологии его производства.

Выбор в качестве аргумента для проводящего направления плотности тока (или тока), а для непроводящего направления обратного напряжения объясняется тем, что при расчете цепей эти величины обычно являются известными.



Для селеновых вентиляей, выпускаемых нашей промышленностью, коэффициент  $\alpha_1$  изменяется в пределах от 0,25 до 0,4 (в среднем 0,3), а коэффициент  $\alpha_2$  меняется в границах от 2,5 до 4 (в среднем 3).

Коэффициенты  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  можно из уравнений (2-3) и (2-4) исключить, если записать токи и напряжения не в абсолютных, а в относительных единицах, приняв в качестве базовых (масштабных) величин значения токов и напряжений, определяемые классом вентиля.

Класс вентиляей обозначается дробью, в которой числитель определяет обратное напряжение  $U_{bn}$  при условно принятой плотности обратного тока  $j_{bn} = 4 \text{ ма/см}^2$  для селеновых вентиляей и  $j_{bn} = 1 \text{ ма/см}^2$  для меднозакисных вентиляей. Знаменатель дроби определяет прямое напряжение  $U_{an}$  при условно принятой плотности прямого тока  $j_{an} = 50 \text{ ма/см}^2$ , одинаковой как для селеновых, так и для меднозакисных вентиляей.

Так, меднозакисному вентилю, вольтамперная характеристика которого при рабочей температуре  $t = 35^\circ \text{C}$  представлена на фиг. 2-12а, отвечает класс  $k = \frac{U_{bn}}{U_{an}} = \frac{10}{0,5}$  потому, что

при полезной площади диска  $F = 11,5 \text{ см}^2$  и плотности обратного тока  $j_{bn} = 1 \text{ ма/см}^2$  обратный ток равен  $I_{bn} = 1 \cdot 11,5 = 11,5 \text{ ма}$ , а ему по характеристике отвечает напряжение  $U_{bn} = 10 \text{ в}$ .

Плотности тока  $j_{an} = 50 \text{ ма/см}^2$  при  $F = 11,5 \text{ см}^2$  отвечает прямой ток  $I_{an} = 575 \text{ ма}$ , а ему по вольтамперной характеристике соответствует прямое напряжение  $U_{an} = 0,5 \text{ в}$ .

Селеновому вентилю, характеристика которого при  $t = 20^\circ \text{C}$  приведена на фиг. 2-12б, отвечает класс  $\frac{U_{bn}}{U_{an}} = \frac{22,5}{1,25}$ , поскольку плотности тока  $j_{bn} = 4 \text{ ма/см}^2$  отвечает по характеристике  $U_{bn} = 22,5 \text{ в}$ , а плотности тока  $j_{an} = 50 \text{ ма/см}^2$  отвечает на характеристике  $U_{an} = 1,25 \text{ в}$ .

Из обозначения класса следует, что чем больше числитель и чем меньше знаменатель дроби, тем ventиль совершеннее.

Записывая уравнения (2-3) и (2-4) для номинальных значений напряжения и тока, имеем:

$$U_{an} = \alpha_1 j_{an}^{\alpha_1} \quad (2-3a)$$

и

$$j_{bn} = \alpha_2 U_{bn}^{\alpha_2} \quad (2-4a)$$

Разделив почленно уравнения (2-3) и (2-4) на (2-3а) и (2-4а), мы находим:

$$U_a = U_{an} \left( \frac{j_a}{j_{an}} \right)^{\alpha_1} \quad (2-5)$$

или

$$U_a = U_{an} \left( \frac{I_a}{I_{an}} \right)^{\alpha_1}. \quad (2-5а)$$

Плотность обратного тока

$$j_b = j_{bn} \left( \frac{U_b}{U_{bn}} \right)^{\alpha_2} \quad (2-6)$$

или обратный ток

$$I_b = I_{bn} \left( \frac{U_b}{U_{bn}} \right)^{\alpha_2}. \quad (2-6а)$$

Уравнения (2-5) и (2-6) являются основными уравнениями, связывающими токи и напряжения в полупроводниковых вентилях. Они позволяют при известном классе вентиля и известных коэффициентах  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  определять прямые напряжения и обратные токи для любых значений прямых токов и обратных напряжений, не прибегая к вольтамперным характеристикам.

По этим же уравнениям могут быть определены и сопротивления вентиляй при пропускании постоянного тока.

Сопротивления вентиля в проводящем направлении (для постоянного тока) мы получим, разделив  $U_a$  на  $I_a$ . Это дает:

$$r_a = \frac{U_a}{I_a} = U_{an} \frac{I_a^{\alpha_1 - 1}}{I_{an}^{\alpha_1}} = r_{an} \left( \frac{I_a}{I_{an}} \right)^{\alpha_1 - 1} = r_{an} \left( \frac{U_{an}}{U_a} \right)^{\frac{1}{\alpha_1} - 1} \quad (2-7)$$

Здесь

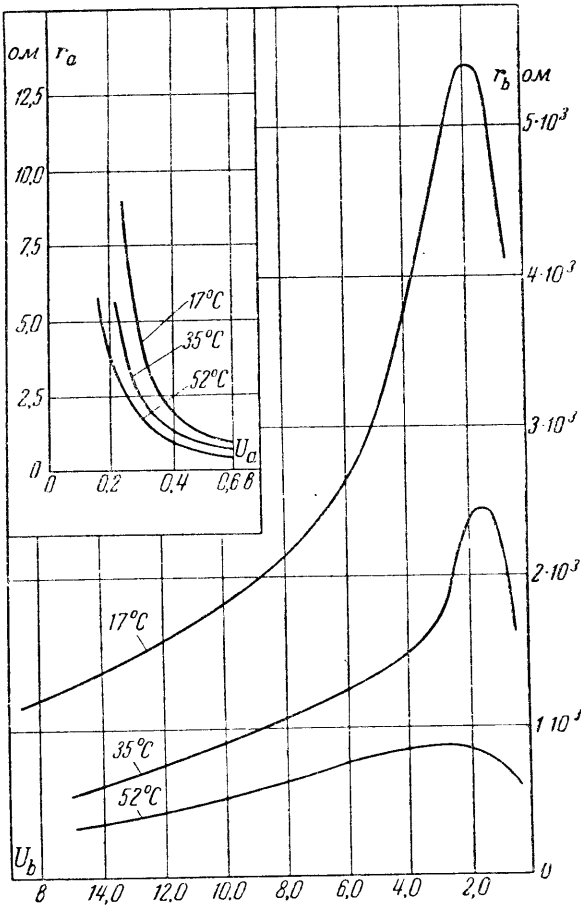
$$r_{an} = \frac{U_{an}}{I_{an}}. \quad (2-8)$$

Сопротивление вентиля в непроводящем направлении (для постоянного тока) мы получим, разделив  $U_b$  на  $I_b$ . Это дает:

$$r_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{1}{I_{bn}} \cdot \frac{U_{bn}^{\alpha_2}}{U_b^{\alpha_2 - 1}} = r_{bn} \left( \frac{U_{bn}}{U_b} \right)^{\alpha_2 - 1} \quad (2-9)$$

Здесь

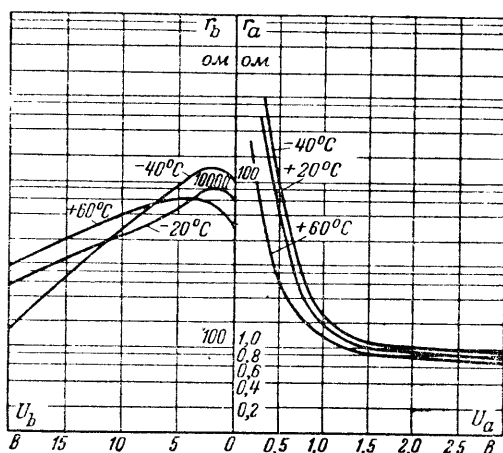
$$r_{bn} = \frac{U_{bn}}{I_{bn}}. \quad (2-10)$$



Фиг. 2-13. Кривые сопротивлений меднозакисного вентилля.

Расчетные значения сопротивления в функции от  $U_a$  и  $U_b$ , получаемые по (2-7) и (2-9), действительны для напряжений, лежащих выше определенного минимума. Изменение сопротивлений в полном диапазоне значений напряжений  $U_a$  и  $U_b$  характеризуется ординатами кривых, построенных на фиг. 2-13 и 2-14, непосредственно по экспериментальным вольтамперным характеристикам.

Монотонное убывание сопротивления в проводящем направлении с ростом  $U_a$  объясняется уменьшением с ростом тока  $I_a$  толщины плохо проводящего слоя и улучшением проводимости этого слоя.



Фиг. 2-14. Кривые сопротивлений селеновых элементов вентиля.

Сопротивление в непроводящем направлении вначале растет в силу возрастания толщины слоя с плохой проводимостью, а затем со вступлением в действие эффекта сильного поля сопротивление вентиля заметно уменьшается.

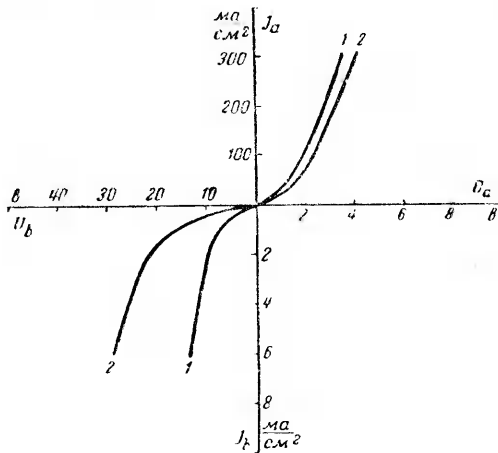
## 2-6. ФОРМОВКА ВЕНТИЛЕЙ

Только в меднозакисных вентилях запирающий слой приобретает свойственное ему высокое сопротивление в процессе термической обработки. У селеновых и особенно у сернисто-медных вентиляй сопротивление запирающего слоя (после изготовления их) еще мало. Поэтому, если в свежизготовленном селеновом вентиле снять вольтамперную характеристику, то ветвь ее, отвечающая непроводящему направлению (кривая 1 на фиг. 2-15), проходит значительно ниже той, которая соответствует стабильному состоянию вентиля. Это получается потому, что запирающий слой еще полностью не сформирован.

Полное формирование запирающего слоя с целью доведения его сопротивления до максимальных значений достигается в селеновых и сульфидных вентилях пропусканием заметных по величине токов в непроводящем направлении. Этот процесс носит название формовки вентиляй. Вентиля формируются либо постоянным током, либо, предпочтительно, выпрямленным однополупериодным током. В процессе формовки, длящейся от получаса до нескольких часов, через вентиль пропускают в непроводящем направлении ток, приблизительно равный в начале формовки прямому току, на который данный вентиль рассчитан, а затем этот ток постепенно снижается. В пол-

ностью отформованном вентиле обратные токи достигают номинальных значений, близких к тем, которые были названы в предыдущем параграфе.

При длительном хранении селеновые, а также сульфидные вентили расформовываются, т. е. у них вновь уменьшается сопротивление запирающего слоя. В известной степени это имеет место и при длительном пропускании через них только прямого тока. Влияние прямого тока на расформовку особенно



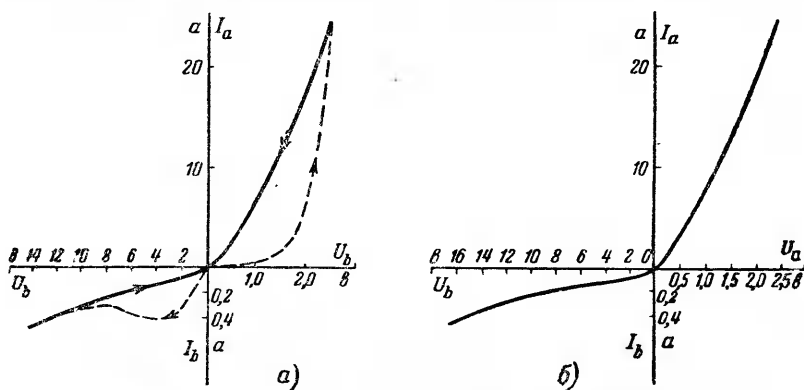
Фиг. 2-15. Изменение характеристик селенового вентиля при формовке.

1 — характеристика недеформованного вентиля;  
2 — характеристика вентиля после формовки.

заметно сказывается у сульфидных вентиляей. При снятии вольтамперной характеристики у таких вентиляей при переменном токе (динамическая характеристика) токи, соответствующие увеличению и снижению напряжения, неодинаковы. Это показывает ход динамической вольтамперной характеристики, снятой с помощью осциллографа у сульфидного вентиля (изготовления ЛФТИ), приведенной на фиг. 2-16,а. При возрастании обратного напряжения от нуля до максимального значения ток изменяется по нижней пунктирной ветви кривой, а при уменьшении напряжения от максимума к нулю ток изменяется по верхней сплошной кривой. При этом ток в непроводящем направлении получает меньшие значения потому, что вентиль при нарастании обратного тока формируется. Проводящая ветвь при прямом ходе (пунктирная кривая) не совпадает с этой же ветвью при обратном ходе, так как при прохождении прямого тока сопротивление вентиля также несколько возрастает.

Характеристика отформованного сульфидного вентиля при пропускании постоянного тока дана на фиг. 2-16, б.

При работе в режиме переменного напряжения ток в сульфидном вентиле проходит за период полный цикл формовки-расформовки. Этот (пока имеющий место) недостаток сульфидных вентиляей связан с тем, что сульфидные вентили описанного в § 2-2 типа оказывается невозможно включать последовательно, в силу того что вероятность одновременной



Фиг. 2-16. Вольтамперные характеристики сульфидного вентиля.  
а — вентиль в процессе формовки; б — вентиль отформован.

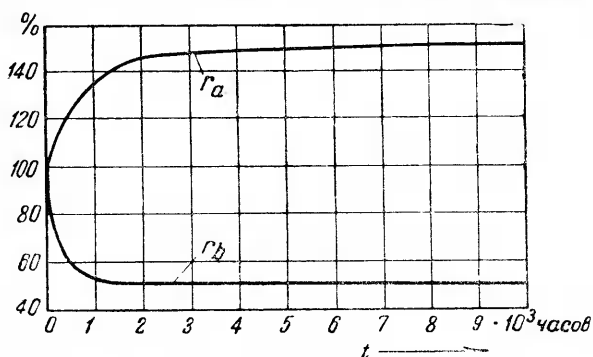
формовки их очень мала. При неодновременной же формовке вентиль, отформовавшийся раньше других, принимает на себя почти все напряжение, рассчитанное для всей последовательно включенной группы, и если это напряжение выше допустимого, то вентиль пробивается. В том случае, когда для сульфидных вентиляей (имеющих свои технические преимущества, заключающиеся в способности пропускать заметно большие токи, чем два других описанных типа вентиляей) требуется иметь напряжение больше, чем это допускает один элемент (4—5 в), их включают на отдельные низковольтные секции вторичной обмотки трансформатора и затем группу соединяют последовательно на стороне постоянного тока.

## 2-7. НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЕЙ. СТАРЕНИЕ, ПОЛЗУЧЕСТЬ

Сопротивление полупроводниковых вентиляей меняется не только с изменением температуры, но и с течением времени при неизменной температуре. Старение наблюдается у всех типов вентиляей, но в большей мере (особенно в начальный период работы) оно проявляется у меднозакисных вентиляей.

Старение меднозакисного вентиляей характеризуют кривые, приведенные на фиг. 2-17. Кривая  $г_1$ , снимавшаяся при дли-

тельной нагрузке вентиля током в  $0,9 a$  и установившейся температуре  $45^{\circ}C$ , показывает, что сопротивление в прямом направлении со временем растет вначале более быстро, а затем более медленно; а кривая  $r_b$ , снимавшаяся при тех же условиях, показывает, что сопротивление вентиля в непроводящем направлении принимает постоянное значение только после некоторого периода работы вентиля. Так как старение приводит к: 1) увеличению внутреннего падения напряжения в вентилях, вызывающему уменьшение выходного напряжения; 2) уменьшению к. п. д.; и 3) увеличению нагрева вентиляей, то потребители предъявляют к заводам-производителям требование — обеспечить минимум старения. Это решается путем



Фиг. 2-17. Кривые старения меднозакисных вентиляей.

непрерывного улучшения технологии изготовления вентиляей. Для исключения влияния начального, более интенсивного, периода старения на эксплуатационный режим работы выпрямителя меднозакисные вентили подвергают искусственному старению еще до выхода их из производства. С этой целью прошедшие процесс термической обработки меднозакисные элементы выдерживают определенный период при несколько повышенной температуре. Повышенная температура позволяет сильно сократить время искусственного старения. Старение меднозакисных вентиляей с размером дисков  $41 \text{ мм}$  производят при нагреве их до  $50\text{--}55^{\circ}C$  в течение 24 час. Измерительные типы меднозакисных вентиляей, к которым предъявляются повышенные требования по стабильности, выдерживают при температуре до  $90^{\circ}C$  в течение более длительного срока вплоть до нескольких месяцев. Искусственному старению селеновые вентили обычно не подвергаются, так как кривая их старения не имеет вначале такого резкого спада, как у меднозакисных вентиляей.

В качестве верхнего предела для рабочей температуры у меднозакисных вентиляей принята температура в  $45\text{--}50^{\circ}C$ .

У селеновых вентиляей принята температура в 75—80° С, а у сернисто-медных 75—100° С. При таком ограничении рабочих температур старение селеновых вентиляей (учитываемое по снижению выпрямленного напряжения) за несколько тысяч часов их работы не превышает 10%.

Нестабильность параметров меднозакисных вентиляей проявляется также в том, что они подвержены процессу, который носит название ползучести.

Этот процесс заключается в том, что при длительном действии постоянного напряжения в непроводящем направлении обратный ток вентиля в ходе времени непрерывно возрастает. Обратный ток тем больше, чем больше абсолютное значение обратного напряжения и чем дольше оно приложено. В отличие от явления старения ползучесть не зависит от температуры вентиля и является процессом обратимым. Через некоторое время после выключения напряжения обратный ток вентиля (замеряемый при кратковременном приложении напряжения) вновь падает. При этом обратное сопротивление вентиля восстанавливается до исходного значения. При питании вентиля переменным напряжением явление ползучести обычно мало сказывается, так как в течение проводящей части периода вентиль успевает «отдохнуть», т. е. восстановить нормальную величину сопротивления запирающего слоя. Для ограничения ползучести в вентиляях, длительно работающих под воздействием постоянных напряжений, обратное напряжение приходится снижать больше чем вдвое по отношению к величине этого напряжения, диктуемой условиями вентильной прочности (§ 2-8).

Ползучесть, как и старение, в очень значительной степени зависит от состава примесей в полупроводнике и от технологии изготовления вентиля. У селеновых вентиляей явление ползучести более слабо выражено.

## 2-8. ВЕНТИЛЬНАЯ ПРОЧНОСТЬ. ПРОБИВНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ ВЕНТИЛЕЙ

Когда напряжение на вентиле достигает некоторого предельного значения, постепенный рост обратного тока на вентиле сменяется резким его нарастанием, характеризующим электрический пробой.

При электрическом пробое ток резко растет в силу лавинообразного нарастания внутренней ионизации в некотором объеме по толще полупроводника. Ионизация сопровождается увеличением мощности, теряемой в малом объеме полупроводника, и ростом в силу этого температуры.

В результате совместного действия тепловых и электрических процессов сопротивление полупроводникового слоя вен-



тия быстро снижается до долей ома, ток резко возрастает, и наступает пробой. Пробой приводит к нарушению вентиляемости и к почти полному короткому замыканию цепи переменного тока (кроме схемы однополупериодного выпрямления, в которой ток ограничивается сопротивлением нагрузки).

Предельное значение напряжения, при котором происходит пробой, зависит от типа вентиля, условий его работы, а для меднозакисных вентиляей еще от длительности подводимого к ним напряжения.

Если меднозакисному вентилю сообщается импульс напряжения длительностью порядка сотых долей секунды, то величина пробивного напряжения определяется значением, лежащим в пределах от 70 до 100 в (электрический пробой). Если обратное напряжение на меднозакисном вентиле действует в течение более длительного времени (не менее нескольких секунд), то пробивное напряжение снижается до 20—30 в из-за прогрессивно нарастающего обратного тока, повышающего температуру полупроводника (тепловой пробой). Для других типов вентиляей зависимость пробивного напряжения от времени мало заметна.

Численные значения пробивных напряжений для всех трех типов вентиляей приведены в табл. 2-1.

Таблица 2-1

**Пробивные и допускаемые максимальные обратные напряжения у полупроводниковых вентиляей при приложении синусоидального напряжения на входе выпрямителя**

Тип вентиляей	Пробивные напряжения при кратковременном воздействии $U_{проб. в}$	Максимальные допускаемые напряжения на вентиль при длительном воздействии $U_{в макс. доп. в}$
Меднозакисный . . . . .	20—70	8—10
Селеновый . . . . .	50—80	20—25
Сульфидный . . . . .	8—10	4—5

Кроме пробивных напряжений  $U_{проб}$ , характеризующих вентиляную прочность при кратковременном воздействии напряжения, в табл. 2-1 указаны максимальные значения допускаемых обратных напряжений на вентиль  $U_{в макс. доп}$  с учетом необходимого запаса прочности.

При работе вентиляей в импульсном режиме с достаточно большими интервалами между импульсами максимальные значения обратного напряжения вентиляей могут быть повышены до значений, приближающихся к пробивным.

Характерной особенностью селеновых вентиляей является то, что вентиляная прочность у них после пробоя и прохождения заметных токов автоматически восстанавливается благодаря оплавлению места пробоя и образованию аморфного

слоя селена. Этим часто пользуются для устранения слабых по электрической прочности мест в селеновых вентилях.

Приведенные выше значения напряжений относятся к вентилям нормального изготовления, защищенным от действия влаги. Попадание влаги внутрь вентиля даже в самых небольших количествах ведет к электролизу и порче полупроводника (электролитический пробой).

К электролитическому пробую особенно чувствительны меднозакисные вентили, так как водород, получающийся в результате электролиза воды, восстанавливает закись меди, создавая в ней проводящие металлические мостики. Электролитический пробой происходит при столь низких напряжениях, как 2—4 в.

Зная допустимое из условия вентиляющей прочности напряжения на вентиль  $U_{b \text{ макс. доп}}$  и требуемое схемой выпрямления полное значение обратного напряжения на выпрямительную ветвь  $U_{b \text{ макс}}$ , мы можем найти нужное число элементов, включаемых последовательно в каждую ветвь,

$$n = \frac{U_{b \text{ макс}}}{U_{b \text{ макс. доп}}} \quad (2-11)$$

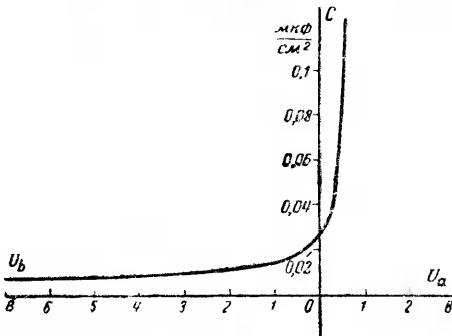
## 2-9. ЕМКОСТЬ ВЕНТИЛЕЙ

При применении полупроводниковых вентиляей в цепях с повышенной частотой на режим работы оказывает влияние не только активное сопротивление, но и емкость вентиляей, возникающая между металлом и полупроводником вентиля, разделенными запирающим слоем. Эта емкость может быть обнаружена путем кратковременной зарядки вентиля от источника постоянного напряжения и последующей разрядки на цепь, содержащую сопротивление и измерительный прибор. Так как толщина запирающего слоя, выполняющего в вентиле ту же роль, что и диэлектрик в конденсаторе, не остается, как мы видели в § 2-4, одинаковой при изменении напряжения на вентиле, то, естественно, что и емкость вентиля меняется с изменением напряжения на нем.

Это подтверждается экспериментальной кривой, приведенной на фиг. 2-18, характеризующей удельную емкость в функции от напряжения на вентиле. Кривая показывает, что с уменьшением толщины слоя (при переходе от обратных напряжений к прямым) емкость вентиля растет.

При включении вентиля в цепь переменного тока оперируют понятием действующей емкости, соответствующей определенным средним значениям плотности тока через вентиль или средним значениям обратного напряжения на нем.

Удельная действующая емкость, отнесенная к  $1 \text{ см}^2$  рабочей поверхности вентиля, у селеновых и меднозакисных вентилях равна примерно  $0,01—0,02 \text{ мкф/см}^2$ . Так как емкость вентиля как бы шунтирует запирающий слой вентиля (слой I), то емкостный ток, проходя через полупроводниковый слой (II),



Фиг. 2-18. Характеристика изменения емкости селенового вентиля.

вызывает в нем добавочные потери мощности. Эти потери, как и емкостный ток, возрастают с повышением частоты в сети питающей вентиля. Это снижает к. п. д. вентилях. Так, например, при частоте  $f=10\,000 \text{ мц}$ , когда емкостные токи заметно превышают обратные токи, к. п. д. селеновых вентилях не больше 10%. Поэтому

при частотах выше  $3\,000—5\,000 \text{ мц}$ , в особенности при радиочастотах, применяются специальные типы вентилях из кремния, германия или окиси титана, в которых удастся достигнуть значительного уменьшения собственной емкости вентиля. При работе в высокочастотных цепях с очень малыми напряжениями (детекторные цепи) сказывается еще действие небольшого встречного напряжения на вентиле (собственная э. д. с.), имеющего место при токе, почти равном нулю. Это напряжение достигает десятков, а иногда и сотен микровольт. С увеличением температуры собственная э. д. с. вентилях заметно растет.

## 2-10. ТОКИ И НАПРЯЖЕНИЯ В ВЕНТИЛЬНОМ КОМПЛЕКТЕ. КОЭФФИЦИЕНТЫ УСРЕДНЕНИЯ

В схемах выпрямления вентилях находятся под воздействием переменных напряжений. Поэтому как прямые, так и обратные токи в вентилях меняются в ходе времени по величине.

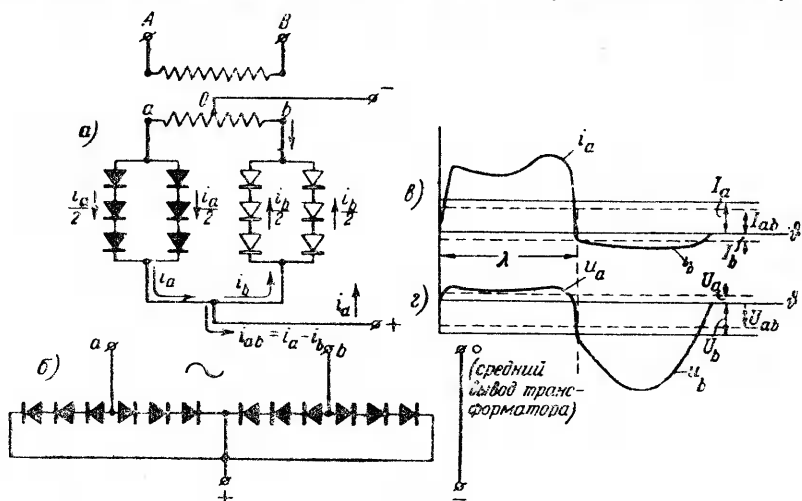
Установим связь между токами и напряжениями в таких схемах, считая, как и в гл. I, заданными: выходной ток  $I_c$  и выходное напряжение  $U_c$ .

При применении полупроводниковых вентилях характерным является соединение вентилях последовательно для получения более высоких выходных напряжений и параллельное включение вентилях ветвей для повышения, когда это требуется, выходных токов.

Общее число элементов в вентильном комплексе при  $m$ -фазной схеме, когда в каждой фазе включено по  $a$  параллельных ветвей, а в каждой ветви по  $n$  вентилялей последовательно, равно:

$$N = ma nq. \tag{2-12}$$

Здесь  $q = 1$  либо  $q = 2$  в зависимости от того, применена ли схема с нулевым выводом, когда выпрямленный ток гро-



Фиг. 2-19. Схема и диаграмма напряжений и токов в вентилях при схеме с нулевым выводом.

$a$  — схема;  $b$  — группировка вентиляей на столбе;  $v$  — токи в одном вентиле;  $z$  — напряжения на вентиле.

ходит через одно вентильное плечо, под которым понимают группу последовательно соединенных вентильных элементов, либо мостовая схема, где выпрямленный ток проходит последовательно через 2 вентильных плеча.

В зависимости от общего числа входящих в комплект вентиляей последние размещаются на одном либо нескольких вентильных столбах.

Группировка вентиляей на одном столбе при питании выпрямителя по однофазной схеме с нулевым выводом (фиг. 2-19,  $a$ ) показана на фиг. 2-19,  $b$ . Здесь  $a = 2$  и  $n = 3$ .

Диаграммы токов и напряжений на одном из вентиляей для активно-индуктивной нагрузки приведены на фиг. 2-19,  $v$  и  $z$ . Отличие диаграмм фиг. 2-19,  $v$  и  $z$  от приведенных в гл. 1 заключается в том, что токи и напряжения относятся здесь к реальным вентилям. Это сказывается в наличии в проводящую часть периода прямого напряжения на вентиле  $u_a$ , а в непроводящую часть периода — обратного тока  $i_b$ .

Расчет токов и напряжений на вентиле по заданным  $U_d$  и  $I_d$  на выходе выпрямителя проведем по средним значениям величин. В токах (фиг. 2-19,б) мы различаем среднее значение прямого тока за период  $I_a$  (определяемое на диаграмме фиг. 2-19,б прямой  $I_a$ , проведенной параллельно оси абсцисс на расстоянии, равном высоте прямоугольника, равновеликого площади, ограниченной кривой  $i_a$ ), среднее значение обратного тока  $I_b$  (определяемое на той же диаграмме прямой  $I_b$ , параллельной оси абсцисс и расположенной ниже ее на расстоянии, равном высоте прямоугольника, равновеликого площади, ограниченной кривой  $i_b$ ) и среднее значение полного тока  $I_{ab}$  (определяемое разностью между  $I_a$  и  $I_b$ ).

Величина  $I_{ab}$  может быть вычислена непосредственно по току нагрузки  $I_d$

$$I_{ab} = \frac{I_d}{m\alpha}. \quad (2-13)$$

Прямой ток больше полного тока на среднюю величину обратного тока, не попадающего в цепь нагрузки, а ответвляющегося к другим вентилям параллельно нагрузке.

Поэтому

$$I_a = \frac{I_d}{m\alpha} + I_b. \quad (2-14)$$

В тех случаях, когда током  $I_b$  в силу его малости можно пренебречь:

$$I_a \approx \frac{I_d}{m\alpha}. \quad (2-14a)$$

Там, где требуется более точный расчет, ток  $I_b$  может быть найден по среднему значению обратного напряжения на вентиле  $U_b$ .

В напряжениях на вентиле мы соответственно построению на фиг. 2-19,г различаем:

Среднее за период значение прямого напряжения  $U_a$ .

Среднее за период значение обратного напряжения  $U_b$ .

Среднее за период значение полного напряжения на вентиле  $U_{ab}$ .

Среднее за период полное напряжение на вентиле  $U_{ab}$  может быть непосредственно связано с выходным напряжением  $U_d$ .

Действительно, делая обход по замкнутому контуру (схема фиг. 2-19,а), в который входят: фаза обмотки трансформатора, вентиляльное плечо и нагрузка, мы имеем:

$$mU_{ab} + u_d = e_2. \quad (2-15)$$

Интегрируя в пределах периода, деля на  $2\pi$  и учитывая, что среднее за период значение переменного напряжения  $e_2$  равно нулю, мы получаем:

$$U_{ab} = \frac{U_d}{n}. \quad (2-16)$$

В мостовых схемах, где при интегрировании по контуру входят напряжения вентилях в двух последовательных плечах ( $q=2$ ), мы имеем:

$$U_{ab} = \frac{U_d}{qn} = \frac{U_d}{2n}. \quad (2-17)$$

Среднее значение обратного напряжения  $U_b$  больше среднего значения полного напряжения  $U_{ab}$  на величину прямого напряжения  $U_a$ .

Поэтому

$$U_b = U_{ab} + U_a = \frac{U_d}{qn} + U_a. \quad (2-18)$$

В тех случаях, когда величиной  $U_a$  в силу ее малости можно пренебречь:

$$U_b \approx \frac{U_d}{qn}. \quad (2-18a)$$

Там, где требуются более точные данные, приходится пользоваться расчетной формулой (2-18). В этом случае надо предварительно определить среднее значение прямого напряжения  $U_a$  в функции от среднего значения прямого тока  $I_a$ .

При постоянном токе прямое напряжение на вентиле связано с током уравнением (2-5а). Это уравнение пригодно и для мгновенных значений переменных токов и напряжений.

В силу величинной связи нельзя непосредственно распространять ту же зависимость на средние значения прямого напряжения и тока на вентиле. Здесь нужны поправочные коэффициенты. Пути к их нахождению указал В. Г. Комар [Л.11-10], предложивший вводить в расчет не абсолютные значения токов и напряжений, а их относительные значения. Так, определяя среднее значение прямого напряжения на вентиле

$$U_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda u_a d\theta, \quad (2-19)$$

мы после подстановки значения  $u_a$  из (2-5а) для введения относительных величин множим и делим подинтегральное выражение на  $I_a^{a1}$ .

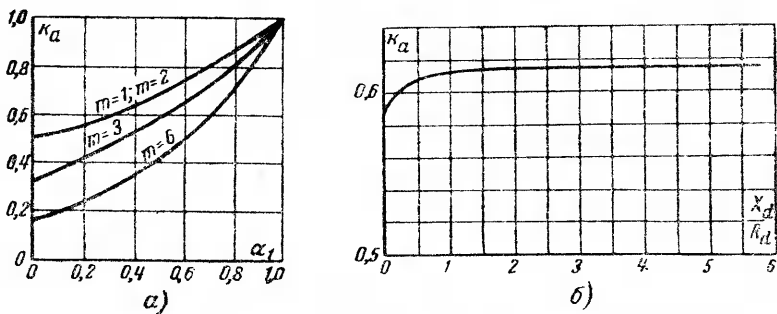
Это приводит к равенству

$$U_a = U_{ан} \left( \frac{I_a}{I_{ан}} \right)^{\alpha_1} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda} \left( \frac{i_a}{I_a} \right)^{\alpha_1} d\vartheta = k_a U_{ан} \left( \frac{I_a}{I_{ан}} \right)^{\alpha_1}, \quad (2-20)$$

где

$$k_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda} \left( \frac{i_a}{I_a} \right)^{\alpha_1} d\vartheta \quad (2-21)$$

— коэффициент, зависящий при заданном  $\alpha_1$  только от отношения мгновенных токов к среднему. Этот коэффициент, названный коэффициентом усреднения по току, не зависит от тока для данной схемы выпрямления и вида нагрузки. Поэтому он может быть вычислен заранее на основе (2-21) для разных видов схем и нагрузок и затем использован в (2-20) для связи между средним значением прямого напряжения на вентиле и средним значением прямого тока. Благодаря введению коэффициента усреднения упрощается связь между средними значениями переменных величин, мгновенные значения которых связаны нелинейной зависимостью.



Фиг. 2-20. Значение коэффициента усреднения по току.

*a* — при чисто активной нагрузке; *б* — при активно-индуктивной нагрузке, когда  $\alpha_1 = 0,3$  и  $m = 2$ .

Вычисленные по (2-21) численные значения коэффициента  $k_a$  для разных чисел фаз выпрямления при чисто активной нагрузке в функции  $\alpha_1$  характеризуют кривые на фиг. 2-20, *a*, а для активно-индуктивной нагрузки значения того же коэффициента при  $\alpha_1 = 0,3$ ,  $m = 2$  в функции  $\frac{X_d}{R_d}$  даны в виде кривых на фиг. 2-20, *б*.

Определив по (2-20) значение  $U_a$  и затем по (2-18) среднее значение обратного напряжения, можно перейти к расчету среднего значения обратного тока  $I_b$ , входящего в (2-14).

Среднее за период значение обратного тока

$$I_b = \frac{1}{2\pi} \int_{\lambda}^{2\pi-\lambda} i_b d\vartheta. \quad (2-22)$$

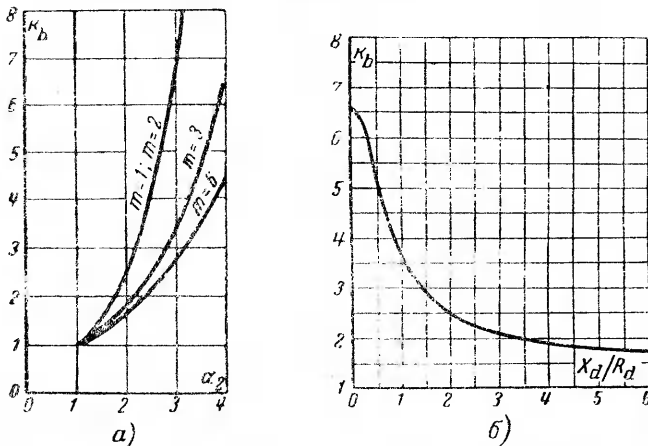
Подставляя значение  $i_b$  из (2-6а) и умножая и деля (для перехода к относительным величинам) подынтегральное выражение на  $U_b^{2_2}$ , получаем:

$$I_b = I_{bn} \frac{U_p}{U_{bn}} \alpha_2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\lambda}^{2\pi-\lambda} \left( \frac{u_p}{U_b} \right)^{\alpha_2} d\vartheta = k_p I_{bn} \left( \frac{U_b}{U_{bn}} \right)^{\alpha_2}. \quad (2-23)$$

Здесь

$$k_p = \frac{1}{2\pi} \int_{\lambda}^{2\pi-\lambda} \left( \frac{u_p}{U_b} \right)^{\alpha_2} d\vartheta \quad (2-24)$$

— коэффициент усреднения по напряжению. Он также зависит только от отношения мгновенных значений обратного напряжения к их среднему значению.



Фиг. 2-21. Значения коэффициента усреднения по напряжению.

а — при чисто активной нагрузке; б — при активно-индуктивной нагрузке, когда  $\alpha_2 = 3$  и  $m = 2$ .

Подсчитанные по (2-24) численные значения  $k_p$  для чисто активной нагрузки при разных числах фаз в функции  $\alpha_2$  даны кривыми на фиг. 2-21,а, а значения этого же коэффициента при  $\alpha_2=3$  при активно-индуктивной нагрузке в функции  $\frac{X_d}{R_d}$  даны кривой на фиг. 2-21,б.



### 2-11. ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В ВЕНТИЛЬНОМ КОМПЛЕКТЕ

Электрическая мощность, превращаемая в вентиле в тепло, суммируется из потерь в проводящую и непроводящую части периода

$$\Delta P_{ab} = \Delta P_a + \Delta P_b. \quad (2-25)$$

Среднее значение потерь в проводящую часть периода

$$\Delta P_a = \frac{1}{2\pi} \int_0^\lambda i_a u_a d\vartheta; \quad (2-26)$$

здесь  $i_a$  — мгновенное значение прямого тока;

$u_a$  — мгновенное значение прямого напряжения.

Умножив и разделив правую часть (2-26) на произведение средних значений тока и напряжения  $I_a U_a = k_a U_{an} \frac{I_a^{\alpha_1+1}}{I_{an}^{\alpha_1}}$ , мы получаем:

$$\Delta P_a = U_{an} \frac{I_a^{\alpha_1+1}}{I_{an}^{\alpha_1}} \cdot \frac{k_a}{2\pi} \int_0^\lambda \frac{i_a u_a}{I_a U_a} d\vartheta = k_{ap} U_{an} \frac{I_a^{\alpha_1+1}}{I_{an}^{\alpha_1}}. \quad (2-27)$$

Здесь

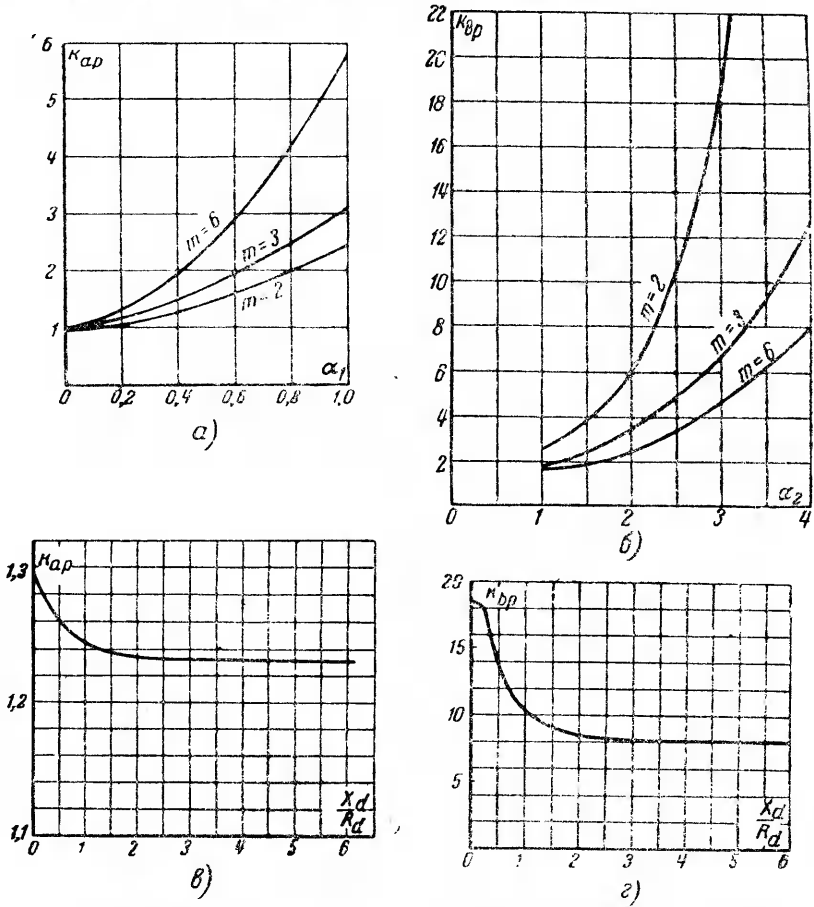
$$k_{ap} = \frac{k_a}{2\pi} \int_0^\lambda \frac{u_a i_a}{I_a U_a} d\vartheta \quad (2-28)$$

представляет собой коэффициент усреднения потерь мощности от прямых токов. При известном значении  $k_{ap}$ , зависящем только от схемы и вида нагрузки, потери мощности от прямого тока являются функцией только от среднего значения этого тока.

Вычисленные по (2-28) значения коэффициента  $k_{ap}$  для активной нагрузки при разных числах фаз в функции  $\alpha_1$  даны кривыми на фиг. 2-22, а, а значения этого же коэффициента при активно-индуктивной нагрузке при  $\alpha_1 = 3$  в функции  $X_d/R_d$  даны кривой на фиг. 2-22, в.

Аналогично вычисляем потери мощности в вентилях от обратных токов. Среднее значение этих потерь

$$\Delta P_b = \frac{1}{2\pi} \int_\lambda^{2\pi-\lambda} i_b u_b d\vartheta. \quad (2-29)$$



Фиг. 2-22. Значения коэффициентов усреднения потерь мощности.

*a* — от прямых токов при чисто активной нагрузке; *б* — то же от обратных токов;

*в* — от прямых токов при активно-редуктивной нагрузке,  $\alpha_1 = 0,3$  и  $m = 2$ ;

*з* — то же от обратных токов, когда  $\alpha_2 = 3$  и  $m = 2$ .

При умножении и делении на  $I_b U_b = k_b I_{bn} \frac{U_b^{\alpha_2+1}}{U_{bn}^{\alpha_2}}$  приходим

к равенству

$$\Delta P_b = I_{bn} \cdot \frac{U_b^{\alpha_2+1}}{U_{bn}^{\alpha_2}} \cdot \frac{k_b}{2\pi} \int_{\lambda}^{2\pi-\lambda} \frac{i_b u_b}{I_b U_b} d\vartheta = k_{bp} I_{bn} \frac{U_b^{\alpha+1}}{U_{bn}^{\alpha_2}} \quad (2-30)$$

Здесь

$$k_{bp} = \frac{k_b}{2\pi} \int_{\lambda}^{2\pi-\lambda} \frac{i_b u_b}{I_b U_b} d\vartheta \quad (2-31)$$

представляет собой коэффициент усреднения потерь мощности от обратных токов.

Вычисленные по (2-31) значения этого коэффициента для активной нагрузки при разных числах фаз в функции от  $\alpha_2$  даны кривыми на фиг. 2-22,б, а значения этого же коэффициента при активно-индуктивной нагрузке при  $\alpha_2 = 3$  в функции  $\frac{X_d}{R_d}$  даны кривой на фиг. 2-22,г.

Суммируя (2-27) и (2-30), мы получаем соответственно (2-25) полные потери мощности в одном вентиле.

Умножая потери в вентиле на число вентилях в столбе или в комплекте, мы получаем суммарные потери мощности в столбе или комплекте.

От величины теряемой мощности зависят определяемые ниже к. п. д. и нагрев вентилях.

## 2-12. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ВЕНТИЛЬНОГО КОМПЛЕКТА

Коэффициент полезного действия выпрямителя оценивается обычно по к. п. д. выпрямления (§ 1-14)

$$\eta = \frac{U_d I_d}{P_{2a}}. \quad (2-32)$$

Подставляя в (2-32) значение

$$P_{2a} = U_d I_d + N \Delta P_{ab}, \quad (2-33)$$

где  $N$  — число вентилях;

$\Delta P_{ab}$  — потери мощности в каждом из вентилях, и записывая произведение постоянных составляющих на основе (2-14а) и (2-18а) через средние значения прямого тока  $I_a$  и обратного напряжения  $U_b$  на вентиле, мы после сокращения на  $N$  получаем:

$$\eta = \frac{U_b I_a}{U_b I_a + (\Delta P_a + \Delta P_b)}. \quad (2-34)$$

В правую часть (2-34) входят только две переменные величины  $I_a$  и  $U_b$ , так как от  $I_a$  зависят согласно (2-27) потери мощности от прямых токов  $\Delta P_a$ , а от  $U_b$  согласно (2-30) зависят потери мощности от обратных токов.

В силу того обстоятельства, что суммарные потери мощности ограничиваются предельно допустимым нагревом вентилях выбор значений  $I_a$  и  $U_b$  для получения максимума к. п. д. не может быть сделан независимо для каждой из величин.

Значение  $U_b$  ограничивается, кроме того, условиями вентиляльной прочности. Поэтому в поисках решения для получения максимума к. п. д. можно исходить из заданного  $U_{b, \text{ макс. доп}}$

(столбец 2 табл. 2-1) либо из заданных по условию нагрева максимально допустимых потерь мощности.

При этом, в общем случае мы будем получать различные значения к. п. д.

Если  $U_b$  выбрать максимально допустимым по условию вентиляльной прочности (столбец 2 табл. 2-1), то в правой части (2-34) остается одна переменная  $I_a$ , входящая через (2-27) и в  $\Delta P_a$ .

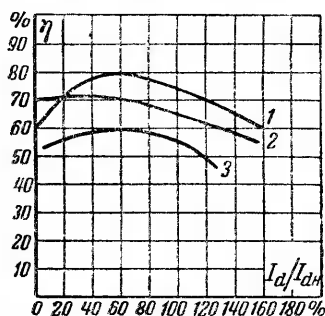
Переписывая правую часть (2-34) как явную функцию от  $I_a$ , дифференцируя по  $I_a$  и приравнивая производную  $\frac{d\eta}{dI_a}$  нулю, мы находим, что максимум к. п. д. имеет место тогда, когда

$$\frac{\Delta P_a}{\Delta P_b} = \alpha_2, \quad (2-35)$$

т. е. тогда, когда потери мощности от прямых токов превышают потери мощности от обратных токов в  $\alpha_2$  раз. Для селеновых вентилях  $\alpha_2 \approx 3$ .

При том же примерно соотношении потерь максимум к. п. д. у селеновых вентилях получается и тогда, когда в качестве неизменной величины принимаются суммарные потери мощности в вентилях, определяющие их нагрев.

В этом случае  $U_b$  в правой части (2-34) до дифференцирования заменяется через  $I_a$ , исходя из условия, что  $\Delta P_{ab} = \text{const}$ . Экспериментальные значения к. п. д. в процентах для всех трех типов полупроводниковых вентилях при работе в однофазной мостовой схеме в функции от  $I_d$  и полном использовании вентиля по напряжению дают кривые 1—3 на фиг. 2-23. Ход кривых показывает, что лучший к. п. д. дают селеновые вентиля. Коэффициент полезного действия сульфидного вентиля получается меньше, чем у двух других типов вентилях, в связи со значительными потерями мощности от обратных токов (кривая 3).



Фиг. 2-23. Значения к. п. д. полупроводниковых вентилях. 1 — селеновые вентиля; 2 — меднозакисные вентиля; 3 — сульфидные вентиля.

### 2-13. НАГРЕВ ВЕНТИЛЬНЫХ СТОЛБОВ. ДОПУСКАЕМЫЕ ТОКИ НАГРУЗКИ

Треваемая внутри вентилях электрическая мощность переходит в тепло, нагревая вентиляльные столбы. Установившуюся температуру столб получает тогда, когда потери электриче-

ской мощности становятся равными теплу, уносимому охлаждающей средой.

При естественном воздушном охлаждении (тепло отдается столбом главным образом — конвекцией) установившийся перегрев вентилей столба против окружающей среды может быть определен по эмпирической формуле

$$\Delta T_{уст} = 20 \left( \frac{\Delta P_{ab}}{k_f F_0} \right)^{0,82} = 20 \left( \frac{p_0}{k_f} \right)^{0,82}; \quad (2-36)$$

здесь  $\Delta P_{ab}$  — суммарная мощность, теряемая в вентиле, в *вт*;  
 $F_0$  — охлаждающая поверхность вентиля, измеряется обычно в *дм*<sup>2</sup>;

$p_0 = \frac{\Delta P_{ab}}{F_0}$  — удельная теплопередача, определяющая мощность, отдаваемую единицей поверхности нагретого тела охлаждающей среде при установившейся температуре. Здесь  $p_0$  измеряется в ваттах на 1 *дм*<sup>2</sup>;

$k_f$  — поправочный коэффициент, учитывающий влияние на эффективность охлаждения ширины каналов, отделяющих диски или радиаторные шайбы друг от друга, а также поверхности добавочных деталей, входящих помимо вентилей в столб.

Численные значения поправочного коэффициента зависят от диаметра дисков и конструкции столбов в целом. Определенные экспериментально для селеновых столбов с дисками разных диаметров значения  $k_f$  даны кривыми на фиг. 2-24, а.

С целью повышения интенсивности охлаждения в ряде случаев применяется принудительное охлаждение. Эффективность его, характеризуемая коэффициентом теплоотдачи  $\alpha$  (удельная теплоотдача, отнесенная к 1°С перегрева), зависит от скорости воздуха.

Снятые Ф. Ф. Соколовым [Л.П-12] экспериментальные кривые коэффициента теплоотдачи у селеновых столбов при двух диаметрах дисков ( $D = 130$  мм и  $D = 80$  мм) и двух ширинах канала ( $b = 4$  мм и  $b = 12$  мм) даны на фиг. 2-24, б в функции от скорости воздуха.

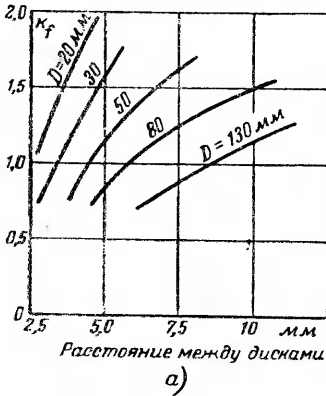
При найденном значении  $\alpha$  перегрев диска рассчитывается по формуле

$$\Delta T_{уст} = \frac{p_0}{\alpha} = \frac{\Delta P_{ab}}{F_0 \alpha}. \quad (2-37)$$

Температура нагрева столбов

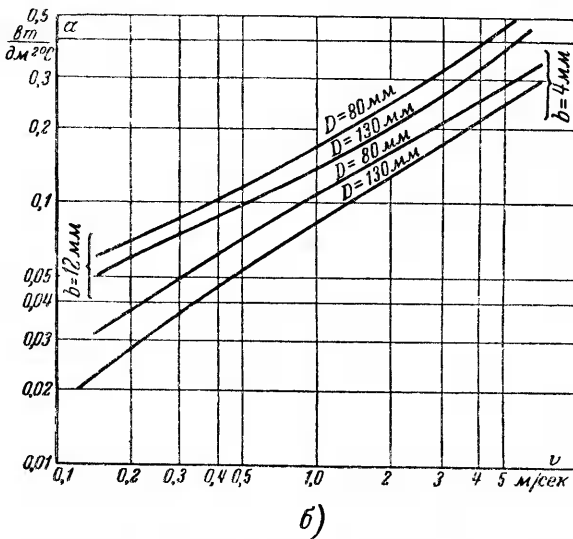
$$T_{\text{макс}} = T_0 + \Delta T_{\text{уст}}; \quad (2-38)$$

здесь  $T_0$  — температура охлаждающего воздуха.



Так как максимальная допускаемая температура  $T_{\text{макс. доп}}$  ограничивается условиями старения вентиляей (для меднозакисных 45—50° С, а для селеновых 70—75° С), то применительно к принятой норме температуры окружающего воздуха ( $T_0 = 35^\circ \text{C}$ ) уравнение (2-38) позволяет для каждого из типов вентиляей установить предельно допустимый перегрев столбов по отношению к температуре охлаждающего воздуха

$$\Delta T_{\text{доп}} = T_{\text{макс. доп}} - T_0. \quad (2-39)$$



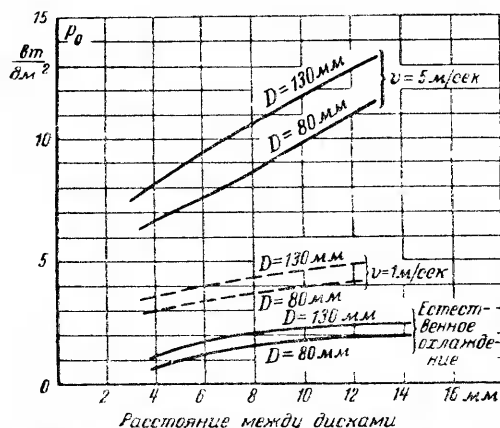
Фиг. 2-24. Кривые для расчета охлаждения полупроводниковых вентиляей.

$\alpha$  — коэффициент учета суммарной охлаждаемой поверхности;  
 $b$  — коэффициент теплоотдачи при принудительном охлаждении.

Так как фактическая температура  $T_{\text{макс}}$  не должна превосходить при установившемся режиме  $T_{\text{макс. доп}}$ , то из (2-38) и (2-39) следует, что

$$\Delta T_{\text{уст}} \leq \Delta T_{\text{доп}}. \quad (2-40)$$

Учитывая возможную неравномерность в нагреве, обусловленную не совсем одинаковыми характеристиками входящих в столб вентиляей, средние нормы допустимого перегрева  $\Delta T_{доп}$  для меднозакисных вентиляей приняты равными  $10^\circ\text{C}$ , а для селеновых вентиляей  $30^\circ\text{C}$ . Какие достижимы при этом удельные теплопередачи  $p_0$  при разных условиях охлаждения, показывают при двух диаметрах диска и разной ширине каналов у селеновых столбов экспериментальные кривые на фиг. 2-25, снятые Ф. Ф. Соколовым [Л. II-12]. Сопоставление допустимых норм нагрузки при скорости воздуха  $v=1 \text{ м/сек}$  и  $v=5 \text{ м/сек}$  с нормами нагрузки при естественном охлаждении по кривым фиг. 2-25 показывает, какова роль принудительного охлаждения при разной скорости охлаждающего воздуха. Некоторую скорость воздух приобретает и при естественном охлаждении в связи с тем, что нагретые объемы воздуха, прошедшие



Фиг. 2-25. Зависимость удельной теплоотдачи от ширины канала при разных скоростях охлаждающего воздуха.

через каналы столбов, легче соседних холодных слоев, в результате чего создается естественная тяга воздуха. Если закрыть над вентилями доступ боковым потокам свежего воздуха, то скорость воздуха при естественной вентиляции повысится. Такие условия могут, например, иметь место в выпрямительном устройстве, огражденном относительно высоким кожухом, в нижней части которого расположены вентиляльные столбы. При многоэтажном расположении столбов в устройстве вышележащие столбы находятся в худших условиях охлаждения в связи с тем, что к ним подходит воздух, нагретый нижними слоями.

Полный учет всех факторов, влияющих на нагрев столбов, при ограничении норм нагрева старением является в расчете весьма существенным, так как он позволяет правильно учесть допустимые на вентиль токи нагрузки при выбранных значениях напряжения.

Выбор напряжения диктуется обычно условиями вентиляльной прочности. Поэтому, если принять числовые значения,

приведенные в последнем столбце табл. 2-1, за  $U_{b \text{ макс доп}}$  (при  $n=1$ ) и учесть отношения  $\frac{U_{b \text{ макс доп}}}{U_d}$ , по табл. 1-1, то можно для каждой схемы и типа вентиляей установить, при  $n=1$  допускаемое выходное напряжение на вентиль  $U_d$  и, руководствуясь (2-18а) и (2-30), подсчитать потери мощности в вентиле от обратных токов ( $\Delta P_b$ ). Зная, кроме того, по условию допустимого нагрева (2-36) либо (2-37) суммарные потери мощности на вентиль  $\Delta P_{ab}$ , можно на основании (2-25) найти допустимые потери мощности от прямых токов и по (2-27) вычислить допустимые прямые токи на отдельные вентиля, затем руководствуясь отношением  $\frac{I_d}{I_a}$ , приведенным в табл. 1-1, найти токи на выходе вентиляного комплекта при  $a=1$ .

По таким данным составлена табл. 2-2, на основе которой заводы выпускают стандартные столбы, параметры которых приведены в табл. 2-3—2-6.

Указанные токи нагрузки и выходные напряжения не относятся к выпрямителям, работающим на встречную э. д. с. и емкостный фильтр, у которых, как мы видели в § 1-10 и 1-11, режим характеризуется резкими импульсами тока, при которых отношения максимальных значений к среднему другие, чем в табл. 1-1, и коэффициенты усреднения потерь мощности, входящие в (2-27) и (2-30), отличны от тех, которые даны кривыми на фиг. 2-22.

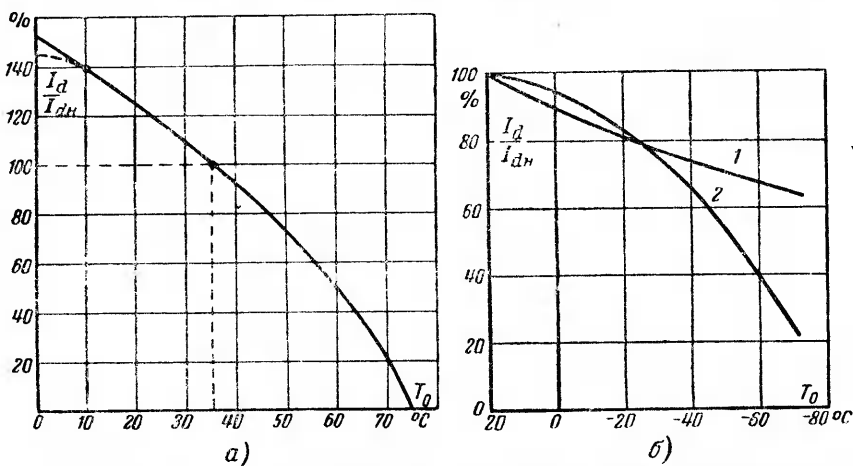
При необходимости иметь выпрямитель на большие токи и напряжения, чем это дано в табл. 2-2, вопрос решается выбором числа параллельных ветвей  $a$  и последовательных вентиляей  $n$  в ветви. Если выпрямительное устройство должно работать при температуре окружающего воздуха, отличной от  $35^\circ\text{C}$ , принятой при расчете норм нагрузки в табл. 2-2, то новые допустимые перегревы могут быть найдены по расчетной формуле (2-39), исходя из  $T_{\text{макс. доп.}}$  и нового  $T_0$ . В зависимости от системы охлаждения могут быть затем найдены допустимые значения  $\Delta P_{ab}$  по (2-36) и (2-37) и после определения по (2-30) потерь мощности от обратных токов могут быть по (2-25) определены допустимые потери мощности от прямых токов  $\Delta P_a$ . По ним, следуя (2-27), и устанавливаются новые значения токов нагрузки.

Экспериментально найденная кривая изменения токов нагрузок селеновых столбов в процентах к указанным в табл. 2-2 значениям приведена на фиг. 2-26,а. Нагрузка, соответствующая  $T_0 = 35^\circ\text{C}$ , принята при построении кривой за 100%. При температурах, более низких, чем  $T_0 = 10^\circ\text{C}$ , кривая проведена пунктиром, так как при низких температурах предель-



ная нагрузка на вентили лимитируется уже не нагревом вентиляей, а величиной внутреннего падения напряжения.

С понижением температуры ниже нуля заметно растет как внутреннее сопротивление вентиляей, так и падение напряжения в них, вызывая резкий наклон внешней характеристики (§ 2-14), и снижение к. п. д. вентиляей. С целью удержания к. п. д. вентиляей и наклона внешней характеристики в приемлемых границах ток на вентили при низких температурах дол-



Фиг. 2-26. Изменение допустимого тока нагрузки при изменениях температуры окружающей среды.

*a* — в диапазоне температур выше  $0^{\circ}\text{C}$ ; *b* — при низких температурах;  
1 — селеновые вентили; 2 — меднозакисные вентили.

жен быть снижен соответственно экспериментальным кривым, приведенным для меднозакисного и селенового вентиляей на фиг. 2-26,б.

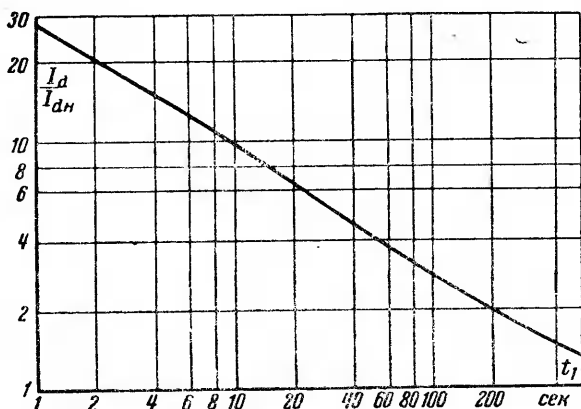
Данные табл. 2-2 относятся к продолжительной нагрузке вентиляей номинальным током.

В тех случаях, когда полупроводниковые вентили работают в условиях периодически изменяющейся нагрузки, в зависимости от режима периодичности токи могут и превосходить те, которые приведены в табл. 2-2. Так, например, в тех случаях, когда при коротких периодах нагрузки либо при долгих паузах бездействия вентиляей фактические температуры не успевают к концу нагрузочного периода приобрести установившееся значение, то допустимые перегревы столбов приходится учитывать не по установившемуся тепловому режиму, как в (2-40), а по максимальным значениям фактических температур, которых столб достигает в режиме своей периодической работы.

Таблица 2-2  
 Длительно допустимые токи нагрузки (а) на вентиляльный комплект при  $a=1$  при разных системах охлаждения и температуре окружающего воздуха  $T_0=35^\circ\text{C}$ . Выпрямленные напряжения (б) указаны при числе вентиля в ветви  $n=1$

Тип вентиля и система охлаждения	Размеры вентиля в мм	Активная площадь, см <sup>2</sup>	Схемы питания выпрямителя											
			Однополупроводная		Одnofазная с нулевым выводом		Одnofазная мостовая		Трехфазная с нулевым выводом		Трехфазная мостовая			
			$U_d$	$I_d$	$U_d$	$I_d$	$U_d$	$I_d$	$U_d$	$I_d$	$U_d$	$I_d$		
А. Селеновый, естественное охлаждение	18	1,27	6	0,04	6,5	0,075	13	0,075	8,5	0,1	17	0,1		
	25	2,83	6	0,07	6,5	0,15	13	0,15	8,5	0,2	17	0,2		
	35	6,91	6	0,15	6,5	0,3	13	0,3	8,5	0,45	17	0,45		
	45	11,45	6	0,3	6,5	0,6	13	0,6	8,5	0,9	17	0,9		
	100	67,0	6	1,5	6,5	3,0	13	3,0	8,5	4,5	17	4,5		
Б. Меднозакисный а) естественное охлаждение	41	11,5	3,0	0,3	3,0	0,55	6,0	0,55	5,0	0,75	10	0,75		
	130×45	50×2=100	—	—	—	—	6,0	20—25	—	—	10	30—40		
Б. Сульфидный, принудительное воздушное охлаждение	25	4,2	—	—	—	—	2,0	40	—	—	4	60		

Для расчета фактических температур в периодическом режиме необходимо прежде всего знать время установления теплового режима, зависящее от постоянной времени нагрева столба. Постоянная времени в тепловых процессах  $\zeta$  опреде-



Фиг. 2-27. Увеличение допустимого нагрузочного тока при повторно кратковременном режиме работы.

ляется отношением теплоемкости тела к количеству тепла, излучаемого поверхностью тела в единицу времени. Применительно к вентильному столбу, в который могут входить материалы разной теплоемкости, постоянная времени характеризуется отношением

$$\zeta = \frac{\sum cg}{AF_0}; \quad (2-41)$$

здесь  $c$  — удельная теплоемкость деталей, входящих в состав вентильного комплекта;

$g$  — вес деталей в г;

$A$  — удельная отдача тепла с  $1 \text{ см}^2$  в  $\text{вт}$  на  $^\circ\text{C}$ ;

$F_0$  — полная поверхность охлаждения в  $\text{см}^2$ .

Значения  $c$  для стали 0,5  $\text{вт сек/г}^\circ\text{C}$

                  меди 0,39 „

                  алюминия 0,9 „

Значение  $A$  в пределах до  $100^\circ\text{C}$  примерно равно  $1 \cdot 10^{-3} \text{ вт/см}^2 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Веса деталей могут быть определены по данным, приведенным в § 2-14.

Если период нагрузки  $t_1$  меньше времени установления температуры, которое с достаточным приближением может быть принято равным  $5\zeta$ , и в период бездействия столб успе-

вает полностью остыть (время остывания можно считать примерно равным времени нагрева), то перегрев вентиля может быть подсчитан по уравнению

$$\Delta T_{\text{факт}} = \Delta T_{\text{уст}} \left( 1 - e^{-\frac{t_1}{\zeta}} \right). \quad (2-42)$$

Допуская для  $\Delta T_{\text{факт}}$  значение, равное  $\Delta T_{\text{доп}}$ , мы из (2-42) находим допустимый установившийся перегрев  $\Delta T_{\text{уст}}$ , являющийся в этом случае только расчетной величиной, и затем, как уже ранее указывалось, находим допустимое значение тока  $I_d$ .

Допускаемое повышение нагрузок при этом получается тем больше, чем меньше  $t_1$  и больше  $\zeta$ . Характер достижимых при таком режиме перегрузок в относительных единицах к нормальному току у селеновых столбов дает экспериментальная кривая в функции от периода нагрузки, приведенная на фиг. 2-27. Паузы бездействия при снятии отдельных точек кривой имели часовую длительность [Л. II—7].

При повторно-кратковременном режиме работы, когда длительность интервала охлаждения  $t_2$  меньше времени, требующегося для полного охлаждения, превышение расчетного перегрева  $\Delta T_{\text{уст}}$  над фактическим  $\Delta T_{\text{факт}}$  может быть определено по нижеследующей формуле

$$\frac{\Delta T_{\text{уст}}}{\Delta T_{\text{факт}}} = \frac{1 - e^{-\frac{t_1 + t_2}{\zeta}}}{1 - e^{-\frac{t_1}{\zeta}}}.$$

#### 2-14. РАСЧЕТ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ. ВНЕШНЯЯ ХАРАКТЕРИСТИКА. ПАРАМЕТРЫ ЗАВОДСКИХ ВЕНТИЛЬНЫХ СТОЛБОВ

Расчет полупроводникового выпрямителя сводится:

- 1) к определению нужного числа последовательных ветвей в ветви и числа параллельных ветвей в выпрямительном комплекте для обеспечения требуемых выходного тока  $I_d$  и выходного напряжения  $U_d$  при выбранных типе ветвей и схеме питания выпрямителя;
- 2) к определению напряжений и токов в обмотках трансформатора и мощности его;
- 3) к определению хода внешней характеристики выпрямителя.

Необходимое число параллельных ветвей проще всего определить по данным табл. 2-2, в которой приведены допустимые по нагреву токи на комплект  $I_{d(a=1)}$  при  $a = 1$ .

В этом случае

$$a = \frac{I_1}{I_{d(a-1)}}. \quad (2-43)$$

При размерах вентиляй и схемах питания, отличных от приведенных в табл. 2-2, число параллельных ветвей может быть найдено по допустимой плотности прямого тока в вентиле  $j_{a \text{ доп}}$  (выбирается в соответствии с данными табл. 2-2) и полезной площади вентиля  $F$ .

$$a = \frac{I_d}{mj_{a \text{ доп}} F}. \quad (2-44)$$

Нужное число последовательных вентиляй в ветви проще всего определить по данным табл. 2-2, в которой приведены достижимые значения выходного напряжения на выпрямитель  $U_{d(n-1)}$  (при указанных в той же таблице токах нагрузки и определенных нормах нагрева столбов), когда число последовательно включенных вентиляй  $n = 1$

$$n = \frac{U_d}{U_{d(n-1)}}. \quad (2-45)$$

При расчете числа последовательно включаемых вентиляй не по нагреву (чему соответствуют данные табл. 2-2), а по допускаемому среднему значению обратного напряжения  $n$  можно определить из (2-18), которое дает

$$n = \frac{U_d}{q(U_b - U_a)}. \quad (2-46)$$

Допускаемое на вентиль среднее значение обратного напряжения может быть определено из равенства:

$$U_b = U_{b \text{ доп}} = \frac{U_{b \text{ макс. доп}}}{k_{b \text{ макс}}}, \quad (2-47)$$

где

$$k_{b \text{ макс}} = \frac{U_{b \text{ макс}}}{U_b} \quad (2-48)$$

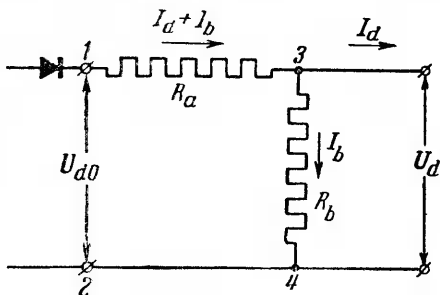
— коэффициент, численные значения которого приведены для разных схем в столбце 5 табл. 1-1.

Значение прямого напряжения на вентиле  $U_a$ , входящее в (2-46), подсчитывается по (2-20).

Определив число параллельных ветвей  $a$  и число последовательных вентиляй в ветви  $n$  при выбранной схеме выпрямления и размерах вентиляй, можно далее построить схему замещения, с помощью которой можно рассчитать выходное на-

пряжение вторичной обмотки трансформатора и построить внешнюю характеристику выпрямителя.

Схема замещения для полупроводникового выпрямителя приведена на фиг. 2-28. Здесь  $R_a$  определяет собой результирующее прямое сопротивление вентилей, а  $R_b$  учитывает повышение прямых токов вентилей из-за наличия ответвляющихся в неработающие в данную часть периода вентили обратных токов. Эта схема показывает, как могут быть найдены значение  $U_d$ , и ток нагрузки, введенные как исходные величины в гл. 1, в которой вентили рассматривались как идеальные.



Фиг. 2-28. Схема замещения вентильного столба.

Нахождение  $U_{d0}$  и тока нагрузки по приведенной схеме замещения позволяет для всех последующих расчетов с полупроводниковыми вентилями воспользоваться найденными в гл. 1 результатами расчета с идеальными вентилями.

Входное напряжение в схеме замещения  $U_{d0}$  определяется из равенства

$$U_{d0} = U_d + (I_d + I_b) R_a = U_d \left( 1 + \frac{R_a}{R_b} \right) + I_d R_a. \quad (2-49)$$

Здесь

$$R_a = \frac{nq}{a} r_a \quad (2-50)$$

— сопротивление вентильного плеча прямому току, а

$$R_b = \frac{1}{m} \cdot \frac{n}{a} r_b \quad (2-51)$$

— сопротивление параллельно включенных плеч обратному току.

Входящее в величину  $R_a$  среднее за период прямое сопротивление вентилья может быть на основании (2-20) найдено из равенства

$$r_a = \frac{U_a}{I_a} = k_a U_{an} \frac{I_a^{\alpha_1 - 1}}{I_{an}^{\alpha_1}}. \quad (2-52)$$

Входящее в величину  $R_b$  среднее за период обратное сопротивление вентилья может быть на основании (2-23) вычислено из равенства

$$r_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{1}{k_b I_{bn}} \cdot \frac{U_{bn}^{\alpha_2}}{U_{bn}^{\alpha_2 - 1}}. \quad (2-53)$$

Введение в (2-51) числа фаз  $m$  обусловлено тем, что  $r_b$  подсчитывается по средним значениям тока и напряжения, отнесенным к полному периоду переменного напряжения, в то время как фактически токи проходят через вентильное плечо только в течение проводящей части периода  $\frac{2\pi}{m}$ , по отношению к которой средние значения в  $m$  раз больше.

При подсчете  $R_a$  число  $m$  не введено, так как увеличение падения напряжения от прямого тока учтено в (2-49) умножением  $R_a$  не на  $\frac{I_d}{m}$ , а на  $I_d$ .

В большинстве случаев, когда  $\frac{R_a}{R_b}$  мало и им можно пренебречь, равенство (2-49) с учетом (2-50) преобразуется в более простое

$$U_{d0} = U_d + nqr_a \frac{I_d}{a} = U_d + nqU_a \quad (2-54)$$

Определив  $U_{d0}$ , мы можем сейчас, опираясь на выводы главы 1, найти напряжение на вторичной обмотке трансформатора, исходя из равенства

$$E_2 = k_2 [U_{d0} + (I_d + I_b)R_a]. \quad (2-55)$$

Здесь:

$$k_2 = \frac{E_2}{U_d}$$

— коэффициент, численное значение которого для разных схем приведено в столбце 6 табл. 1-1.

В том случае, когда обратным током можно пренебречь, равенство (2-55) упрощается, переходя в

$$E_2 = k_2 (U_{d0} + I_d R_a). \quad (2-56)$$

С изменением тока нагрузки при неизменном значении  $E_2$  (что может быть обеспечено только регулированием  $U_1$ , так как при неизменном  $U_1$  активные и реактивные падения напряжения в обмотках трансформатора изменяют  $E_2$ ) изменения выходного напряжения, устанавливающие ход внешней характеристики выпрямителя  $U_d = f(I_d)$ , следуют равенству (2-56). Переписывая его по отношению к  $U_d$ , имеем:

$$U_d = \frac{E_2}{k_2} - I_d R_a. \quad (2-57)$$

При вычислении внешней характеристики по (2-57) при неизменном  $E_2$  необходимо для каждого значения тока находить соответствующие ему значения  $R_a$ , пользуясь (2-50) и (2-51).

Экспериментально снятые внешние характеристики для трех типов выпрямителей и при различных размерах и классах вентилях при включении выпрямителей по однофазной мостовой схеме (и поддержании неизменным  $E_2$  для исключения влияния на характеристику внутренних падений напряжения в трансформаторе) приведены на фиг. 2-29. Наименьшее относительное падение напряжения дают меднозакисные вентили, наибольшее — сульфидные. Наклон характеристик изменяется при переходе к другим размерам и классам вентилях, а также в ходе времени из-за старения вентилях.

Для удовлетворения запросов промышленности заводы изготовляют типовые вентиляльные столбы и выпрямительные устройства, ряд которых указан в нижеприводимых таблицах.

Однако практические запросы к параметрам устройств значительно шире, многообразнее. Поэтому инженерно-техническому персоналу, использующему полупроводниковые выпрямительные устройства, приходится пересчитывать их применительно к своим нуждам, ведя расчет по приведенным выше соотношениям.

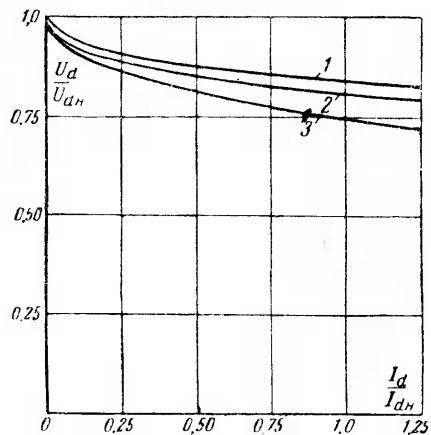
Для иллюстрации порядка проведения такого расчета рассмотрим нижеследующий пример.

**Пример.** Требуется рассчитать селеновый выпрямитель, который будучи собран из дисков с диаметром 45 мм класса  $k = \frac{20}{1,5}$ , должен обеспечить при чисто активной нагрузке ток на выходе  $I_d = 1,8$  а и напряжение на выходе  $U_d = 45$  в при трехфазной мостовой схеме с  $U_1 = 220$  в. Охлаждение вентиляльного комплекта — естественное воздушное.

1. Для определения числа параллельных ветвей по (2-43) находим по табл. 2-2 допустимый по условиям нагрева выходной ток при трехфазной мостовой схеме  $I_{d(a=1)} = 0,9$  а.

Поэтому

$$a = \frac{I_d}{I_{d(a=1)}} = \frac{1,8}{0,9} = 2.$$



Фиг. 2-29. Внешние характеристики выпрямителей.

1 — меднозакисный,  $D = 41$  мм; 2 — селеновый,  $D = 45$  мм; 3 — сульфидный,  $D = 25$  мм.



2. Для определения числа последовательных элементов предварительно рассчитаем по (2-47) допустимое среднее значение обратного напряжения на вентиле  $U_{b\text{доп}}$ .

Максимально допустимое напряжение на вентиль по табл. 2-1 принимаем равным 20 в. Коэффициент  $k_{b\text{макс}}$  по данным табл. 1-1 равен 1,045.

В этом случае, так как  $q = 2$ ,

$$U_{b\text{доп}} = \frac{U_{b\text{макс.доп}}}{2k_{b\text{макс}}} = \frac{20}{2 \cdot 0,9} = 8,5 \text{ в.}$$

Среднее падение напряжения на вентиле от прямого тока рассчитываем по (2-20)

$$U_a = k_a U_{aн} \left( \frac{I_a}{I_{aн}} \right)^{\alpha_1} = 0,475 \cdot 1,5 \left( \frac{0,3}{0,57} \right)^{0,3} = 0,56 \text{ в.}$$

Здесь: а)  $k_a = 0,475$  для  $\alpha_1 = 0,3$  и  $m = 3$  найдено по кривым фиг. 2-20, а;

б)  $U_{aн} = 1,5$  в определяется знаменателем дроби, характеризующей класс вентиля;

в) номинальное значение прямого тока  $I_{aн}$  определяется из принятой для характеристики класса вентиля плотности прямого тока  $j_{aн} = 50 \text{ ма/см}^2$  и полезной площади диска  $F$ , внесенной в табл. 2-2,

$$I_{aн} = j_{aн} F = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 11,45 = 0,57 \text{ а;}$$

$$\text{г) } I_a = \frac{I_d}{m\alpha} = \frac{1,8}{3 \cdot 2} = 0,3 \text{ а.}$$

При найденных значениях  $U_a$  и  $U_{b\text{доп}}$  число последовательных элементов в ветви по (2-46)

$$n = \frac{U_d}{q(U_{b\text{доп}} - U_a)} = \frac{45}{2(8,5 - 0,56)} = 2,82.$$

Округляя, принимаем  $n = 3$ .

3. Общее число требуемых вентиляей

$$N = mqa_n = 3 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 3 = 36$$

таково, что они могут быть размещены на одном крепежном болту, образуя конструктивно один вентиляльный столб.

Переходя к определению данных трансформатора, мы в первую очередь вычисляем величины, входящие в (2-49), по которому в последующем находим фазовое напряжение вторичной обмотки трансформатора  $E_2$ .

4. Нужно для подсчета результирующей величины обратного тока сопротивление параллельной ветви  $R_b$  в схеме замещения фиг. 2-28 определяем по (2-51) и (2-53)

$$R_b = \frac{n}{m\alpha} \cdot \frac{1}{I_{bн}} \cdot \frac{U_{bн}^{\alpha_2}}{(U_b)^{\alpha_2 - 1}} = \frac{3}{3 \cdot 2 \cdot 3,5} \cdot \frac{10^3}{45,8} \cdot \frac{20^3}{7,5^2} = 440 \text{ ом.}$$

Здесь: а)  $k_b = 3,5$  для  $\alpha_2 = 3$  и  $m = 3$  найдено по кривым фиг. 2-21, а;

б) номинальное значение обратного тока определяется из принятой для характеристики класса вентиля номинальной плотности обратного тока  $j_{bн} = 4 \text{ ма/см}^2$  и полезной площади диска  $F$

$$I_{bн} = j_{bн} F = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 11,45 = 45,8 \cdot 10^{-3} \text{ а;}$$

в)  $U_{bn} = 20$  в, определяется числителем дроби, характеризующей класс вентиля:

$$г) U_b = \frac{U_d}{nq} = \frac{45}{3 \cdot 2} = 7,5 \text{ в.}$$

5. Результирующий обратный ток в схеме замещения при найденной величине  $R_b$  равен:

$$I_b = \frac{U_d}{R_b} = \frac{45}{440} = 0,102 \text{ а.}$$

6. Полный ток в схеме замещения

$$I_d + I_b = 1,8 + 0,102 = 1,902 \text{ а.}$$

7. Сопротивление последовательной ветви на основании (2-50) и (2-52)

$$R_a = \frac{nq}{a} k_a U_{an} \cdot \frac{I_a^{\alpha_1 - 1}}{I_{an}^{\alpha_1}} = \frac{3 \cdot 2}{2} \cdot 0,475 \cdot 1,5 \cdot \frac{0,3^{-0,7}}{0,570,3} = 5,9 \text{ ом.}$$

8. Падение напряжения от полного тока, проходящего через вентили,

$$(I_d + I_b) R_a = 1,9 \cdot 5,9 = 11,2 \text{ в.}$$

9. Напряжение на входе схемы замещения, являющееся выходным в схеме с идеальными вентилями, определяется из (2-49)

$$U_{d0} = U_d + (I_d + I_b) R_a = 45 + 11,2 = 56,2 \text{ в.}$$

10. При коэффициенте  $k_2 = 0,427$ , приведенном в табл. 1-1, напряжение вторичной обмотки трансформатора

$$E_2 = k_2 [U_{d0} + (I_d + I_b) R_a] = 0,427 \cdot 56,2 = 24 \text{ в.}$$

11. Коэффициент трансформации

$$k = \frac{U_1}{E_2} = \frac{220}{24} = 9,15.$$

12. Расчетная (типовая) мощность обмоток трансформатора (равная в рассматриваемой схеме типовой мощности трансформатора) согласно данным табл. 1-1 определяется из равенства:

$$P_T = 1,05 P_d = 1,05 U_{d0} (I_d + I_b) = 1,05 \cdot 56,2 \cdot 1,9 = 110 \text{ вт.}$$

Выпускаемые заводами типы и параметры стандартных столбов приведены в табл. 2-3—2-6. В табл. 2-3 даны типы и параметры селеновых столбов, в табл. 2-4 и 2-5 — меднозакисных, а в табл. 2-6 — сульфидных вентиляльных комплектов.

Параметры комплектов селеновых выпрямительных устройств приведены в табл. 2-7.

Таблица 2-3

**Электрические параметры селеновых вентильных столбов  
при питании по однофазной мостовой схеме**

Тип столба	Выпрямленный ток, <i>a</i>	Выпрямленное напряжение, <i>b</i>	Входное переменное напряжение, <i>b</i>	Полная длина столба, мм	Вес столба, кг
C-18 A4 -1/1	0,075	13±1	18	50	0,023
C-18 A4 -6/1	—	78±6	108	120	0,075
C-25 A4 -1/1	0,150	13±1	18	50	0,077
C-25 A4 -8/1	—	104±8	144	160	0,217
C-35 A4 -1/1	0,3	13±1	18	60	0,095
C-35 A4 -8/1	—	104±8	144	215	0,376
C-45 A4 -1/1	0,6	13±1	18	60	0,129
C-45 A4 -1/2	1,2	13±1	18	85	0,196
C-45 A4 -2/1	0,6	26±2	36	85	0,195
C-45 A4 -5/1	0,6	65±5	90	155	0,390
C-45 A4 -8/1	0,6	104±8	144	230	0,600
C-100A4 -1/2	6	13±1	18	130	0,620
C-100A4 -1/6	18	13±1	18	305	1,83
C-100A4 6-/1	3	78±6	108	300	0,850

Таблица 2-4

**Параметры меднозакисных столбов с дисками Д-41 мм**

Тип вентильного столба	<i>n</i> —число последовательно соединенных вентилей в ветви	<i>a</i> —число параллельно соединенных ветвей в плече	Напряжение на выходе, <i>b</i>	Ток на выходе, <i>a</i>	Напряжение на входе, <i>b</i>	Габариты, мм	Вес, кг
------------------------	--	--	--------------------------------	-------------------------	-------------------------------	--------------	---------

а) При однофазной мостовой схеме соединения

ВК-117	6	2	24	0,8	50	185×75	1,4
ВК-120	4	2	16	0,8	32	То же	То же
ВК-126	6	2	8	2,4	16	То же	То же
ВК-132	6	1	28	0,36	56	155×75	1
ВК-133	3	2	14	0,72	28	То же	То же
ВК-103	6	3	24	1,2	50	263×75	2,2

б) При двухфазной схеме соединения с нулевым выводом

ВК-128	2	6	2,2	2,4	6	185×75	1,4
--------	---	---	-----	-----	---	--------	-----

В названии типа селенового столба буква *C* обозначает стальную основу диска вентиля, на которую наносится селен. В другой модификации столбов, в таблицу не вошедших, такой основой является алюминий.

Стоящее после первого тире число обозначает диаметр диска в мм. Буква *A*, стоящая после этого числа, указывает конструктивное исполнение столба, а именно то, что столб не снабжен стойками для крепления его. При наличии стоек

буква А заменяется буквой Б. Цифра четыре, стоящая после буквы, показывает, что столб имеет четыре плеча и рассчитан на работу в однофазной мостовой схеме.

Число последовательных элементов в плече указывает цифра, стоящая в числителе дроби, стоящей после второго тире, а число параллельных ветвей в плече указывает знаменатель этой дроби.

Указанные в таблице значения выпрямленного напряжения и тока, а также значения линейного напряжения на входных зажимах соответствуют однофазной мостовой схеме. Допуски в выпрямленном напряжении являются следствием отступлений в величине внутреннего сопротивления вентиляей.

Каждый из приведенных столбов представляет самостоятельный вентиляльный комплект. В таблицу не включен столб С-100А1-12/1, содержащий 12 последовательных вентиляей. Двадцать четыре таких столба, собранные по трехфазной мостовой схеме, дают выпрямитель с выходным током в 12 а и напряжением в  $156 \pm 12$  в.

Приведенные в таблице веса столбов дают представление об относительном весе селеновых столбов. Последний лежит в пределах от 0,1 до 0,2 г/вт.

В табл. 2-4 буквы ВК означают «выпрямитель купроксный», а число определяет номенклатурный номер типа столба. Число параллельных и последовательных ветвей в обозначение типа столба не входит, а потому  $a$  и  $n$  указаны в отдельных графах. Все указанные столбы собираются из дисков с диаметром  $D = 41$  мм и полезной площадью  $F = 12$  см<sup>2</sup>.

Параметры измерительных типов меднозакисных столбов приведены в табл. 2-5. В этой таблице первое число после букв показывает диаметр вентиля в мм, а последнее число номенклатурный номер типа столба.

Поскольку внутреннее сопротивление вентиляльных столбов при работе их в измерительных схемах соизмеримо с внешним сопротивлением нагрузки, то выходное напряжение и выходной ток, приведенные в таблицах, измерены при одном и том же внешнем сопротивлении нагрузки, а именно при  $R = 750 \pm 2\%$  ом и при входном напряжении, указанном в табл. 2-5.

По этим данным нетрудно определить значение номинального сопротивления вентиля при данном токе нагрузки. Сопротивления при других токах или напряжениях можно определить, руководствуясь ходом кривых сопротивления на фиг. 2-13 с пересчитанными на осях координат масштабами соответственно сопротивлению при номинальном токе.

В табл. 2-6 обращают на себя внимание большие выходные токи при относительно низких значениях выпрямленного напряжения. Повышение выпрямленного напряжения достигает-

Таблица 2-5

## Параметры меднозакисных столбов измерительного типа

Тип вентиляльного столба	л—число последовательно соединенных вентилялей в плече	Напряже-ние на вы-ходе, <i>в</i>	Ток на вы-ходе, <i>ма</i>	Напряже-ние на вхо-де, <i>в</i>	Габариты, <i>мм</i> <sup>2</sup>	Вес, <i>г</i>
		при сопротивлении на-грузки 750 <i>ом</i>				

## а) При однополупериодной схеме

ВК-02-01	1	1	1,4	4	6×25	2,3
ВК-02- 2	5	1,35	1,8	20	6×36	2,6
ВК-20-19	1	1,2	1,6	4	26×22	24
ВК-22-24	10	9	11,5	40	36×22	65

## б) При однофазной мостовой схеме

ВК-07-01	1	2,5	3,4	4	26×50	18,5
ВК-07-02	2	3,8	5	8	28×50	18
ВК-07-7	3	6,5	8,8	12	30×50	18,5
ВК-20-1	1	2,5	2,5	4,0	32×22	35
ВК-20-2	2	4,5	6,2	8,0	37×22	48
ВК-20-5	5	12,5	17,0	20,0	52×22	88
ВК-20-6	6	13,5	17,0	24,0	57×22	103

## в) При однофазной схеме с нулевым выводом

ВК-20- 7	1	2,0	2,5	4,0	28×22	27
ВК-20- 8	2	4,5	6,2	8,0	31×22	33
ВК-20-11	5	12,5	17,0	20,0	40×22	54
ВК-20-12	6	13,5	17,0	24,0	43×22	61

Таблица 2-6

## Электрические параметры сульфидных вентиляльных комплектов

Тип	Выпрямленное напряжение, <i>в</i>	Выпрямленный ток, <i>а</i>	Габарит с охлаждающими пластинами. <i>мм</i> <sup>3</sup>
ВС-11/4-2	6	6	40×55×70
ВС-11/4	6	18	80×100×100
ВС-24/4	5	25	80×100×100
ВС-39/4	4	40	140×100×100

ся, как указывалось, в этом типе выпрямителя разделением вторичных обмоток трансформатора для питания отдельных вентиляльных комплектов с соединением их последовательно на стороне постоянного тока.

В тех случаях, когда параметры стандартных столбов не удовлетворяют требуемым выходному току и напряжению выпрямительного устройства, столбы перекомплектовывают, выбирая число последовательных элементов и параллельных ветвей согласно приведенному выше расчету.

Таблица 2-7

## Селеновые выпрямительные устройства

Обозначение устройства	Выпрямленный ток, $a$	Выпрямленное напряжение, $b$	Напряжение трансформатора, $b$	Схема соединения	Способ регулирования	Назначение
ВСА-1	6—12 (12 $a$ ток формовки)	6	127/220	Однофазная с нулевым выводом	Переключение витков вторичной обмотки	Зарядка стартерных батарей
ВСА-3м	8	80	120—220	Однофазная мостовая	При помощи магнитного шунта	Зарядка кислотных и щелочных аккумуляторов с напряжением 80 $b$
ВСА-4	2—1	120/240	110/127 или 220	То же	Два отдельных моста, переключаемых с параллельного соединения на последовательное	Зарядка батарей 120 $b$ 240 $b$
ВСА-5	от 0 до 12	от 0 до 64	110/127 и 220	То же	Регулировочный автотрансформатор типа "Вариак" и кроме того два переключаемых моста	Питание установок с регулировкой напряжения и тока
ВСА-6	24÷12	12÷24	127/220	То же	Два переключаемых моста	Зарядка батарей 12—24 $b$
ВСА-7	12—24 (24 $a$ ток в начале заряда)	24	110/127 или 220	То же	Два переключаемых моста	Зарядка батарей на 24 $b$
ВСА-10	12—6 (7—4)	6—8 (12—16)	127/220	Двухфазная с нулевым выводом	Два выпрямительных комплекта	Устройство для автоматического заряда
ВСГ-3М	200	3,5 4,5	220	Двухфазная с нулевым выводом	Переключение витков первичной обмотки трансформатора	Питание гальванических ванн

Удовлетворяя запросы на наиболее ходовые типы выпрямительных устройств, заводы-изготовители выпускают нормальные типы устройств, включающие: 1) комплект вентильных элементов; 2) питающий трансформатор; 3) приспособления для управления, регулирования и защиты, а также требующиеся измерительные приборы. В табл. 2-7 включены некоторые из нормальных типов устройств с селеновыми вентилями. В таблице указаны их параметры, схемы включения, способ регулирования, а также назначение устройств.

Как видно из таблицы, наиболее разработана номенклатура устройств, рассчитанных на заряд аккумуляторов. Это объясняется, с одной стороны, массовым спросом на такие устройства, а с другой — более легкой возможностью нормализовать параметры этих устройств благодаря известным характеристикам аккумуляторов, в то время как другие виды установок, потребляющие постоянный ток, характеризуются разнообразно выраженными индивидуальными особенностями.

#### 2-15. РАСЧЕТ РЕГУЛИРУЕМОГО ВЕНТИЛЬНОГО МОСТА. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ

Мостовая однофазная схема часто встречается в системах управления и регулирования. Особенностью такой схемы, представленной на фиг. 2-30,а, является то, что для регулирования выходного напряжения либо тока во входную цепь моста включается активное, реактивное либо смешанное сопротивление  $Z_p$ , которое в процессе регулирования принимает на себя часть напряжения источника питания (напряжения вторичной обмотки трансформатора).

В связи с этим напряжение на входе моста  $U_2$  меньше  $E_2$ .

Величина  $U_2$  получается как геометрическая разность между  $E_2$  и  $U_z$ .

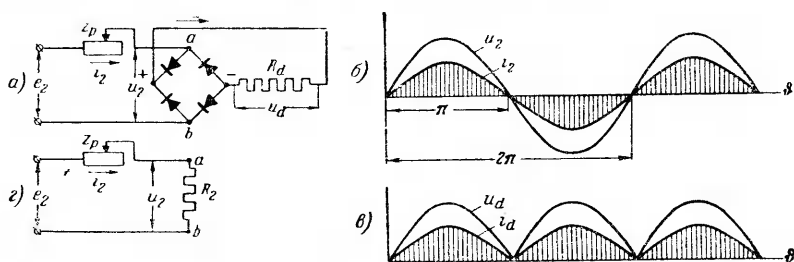
Только при чисто активной нагрузке  $R_d$  на стороне постоянного тока (фиг. 2-30,а) и принятых за линейные внутренних сопротивлений вентилях ток на входе моста (при синусоидальном напряжении на входе) также синусоидален (фиг. 2-30,б).

Активное сопротивление нагрузки  $R_d$  вместе с учтенным, как в схеме, приведенной на фиг. 2-28, внутренним сопротивлением  $R_a$  может быть перенесено непосредственно в цепь переменного тока, и вентильный мост замещен этим сопротивлением  $R_2 = R_a + R_d$  (фиг. 2-30,з).

Располагая такой схемой замещения, в которой напряжение питания  $E_2$  известно и известны регулировочное сопротивление  $Z_p$  и замещающее мост сопротивление  $R_2$ , мы можем найти фактический ток во входной цепи моста  $I_2$ .

По току можно найти затем входное напряжение моста  $U_2$ , и тогда выходной ток  $I_d$  и выходное напряжение  $U_d$  могут быть найдены по расчетным формулам, выведенным в § 1-7 для моста с идеальными вентилями.

При других видах нагрузки входной ток моста получается несинусоидальным, если даже напряжение на входе его синусоидально. Это означает то, что при нагрузке, отличной от активной, мост по отношению к цепи переменного тока выступает как нелинейный потребитель тока.



Фиг. 2-30. Включение регулируемого вентильного столба при активной нагрузке.

*a* — схема; *б* — питающее напряжение и ток при чисто активном регулирующем сопротивлении; *в* — выпрямленное напряжение и ток; *з* — схема замещения.

Простое перенесение сопротивления из выходной цепи во входную цепь моста становится в этом случае невозможным. Здесь нужны поправочные коэффициенты.

Как найти такие коэффициенты, чтобы сохранить линейность параметров схемы замещения, показал в своей работе В. Г. Комар, который, опираясь на общую теорию нелинейных колебаний, развитую Н. М. Крыловым и Н. Н. Боголюбовым, разработал метод расчета, названный им методом линеаризации [Л. II—18].

В общем виде метод линеаризации позволяет найти по эквивалентным схемам замещения весь спектр гармонических, присутствующих в цепи переменного тока. Нам достаточно рассмотреть схемы замещения только для первой гармонической тока, поскольку точность такого расчета получается уже достаточно высокой (ошибка не превышает обычно 5—10%). Так как структура схемы замещения и ее параметры зависят от вида нагрузки, то для основных видов нагрузки: а) активно-индуктивной; б) активно-емкостной; в) активной со встречной э. д. с. в приводимых ниже параграфах выводятся свои соотношения токов и напряжений, определяющие параметры схемы замещения.

Для каждого вида нагрузки параметры схемы замещения определяются для двух граничных режимов:



1) когда напряжение на входе моста близко к синусоидальному;

2) когда ток на входе моста близок к синусоидальному.

Первый режим мы получаем в том случае, когда напряжение на регулируемом сопротивлении невелико и почти все напряжение приложено к входу моста. Второй режим мы получаем тогда, когда большую долю напряжения воспринимает регулировочное сопротивление и если оно линейно, то ток в цепи мало отличается от синусоидального. Для каждого из этих двух режимов параметры схемы замещения получаются, как это ниже будет видно, не совсем одинаковыми.

Так как в любой реальной схеме режим ее работы является промежуточным между двумя названными граничными режимами, то выбор (с целью повышения точности расчета) одного из граничных режимов зависит от того, больше ли сопротивление на выходе моста или же больше регулируемое сопротивление на входе моста. При примерном равенстве этих сопротивлений ошибка в расчете параметров получается небольшой, если вести расчет по любому из этих режимов.

Во всех рассматриваемых ниже вариантах мы принимаем мост состоящим из идеальных вентилей, так как внутреннее сопротивление реальных вентилей может быть учтено соответствующим увеличением активного сопротивления нагрузки.

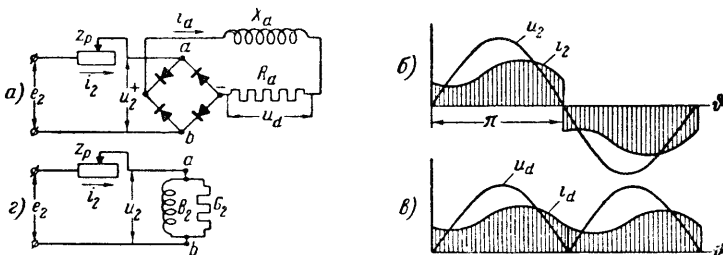
## 2-16. РАСЧЕТ РЕГУЛИРУЕМОГО МОСТА ПРИ АКТИВНО-ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ

Режим, когда напряжение на входе близко к синусоидальному (практически, когда  $U_2 > 1/2 E_2$ ).

Схема при активно-индуктивной нагрузке представлена на фиг. 2-31, а.

Полагая в приближенном расчете напряжение на входе моста просто синусоидальным

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \vartheta, \quad (2-58)$$



Фиг. 2-31. Включение регулируемого вентильного моста при активно-индуктивной нагрузке и почти синусоидальном напряжении на входе. а — схема; б — входные напряжение и ток; в — выпрямленные напряжение и ток з — схема замещения.

мы получаем ток на входе  $i_2$  (фиг. 2-31,б) несинусоидальным.

Первая гармоническая тока  $I_2$  в общем случае состоит из синусоидальной составляющей  $I_{2S}$  и косинусоидальной составляющей  $I_{2C}$ , так как индуктивность в выходной цепи сдвигает переменную составляющую  $i_d$  по отношению к  $u_d$  (фиг. 2-31,в), что вызывает и сдвиг тока  $i_2$  по отношению к  $u_2$ .

Действующие значения синусоидальной и косинусоидальной составляющих определяются как коэффициенты тригонометрического ряда

$$I_{2S} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_2 \sin \vartheta d\vartheta, \quad (2-59)$$

$$I_{2C} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{2\pi} i_2 \cos \vartheta d\vartheta. \quad (2-60)$$

Под знаком интеграла в (2-59) и (2-60) стоит мгновенное значение тока на входе  $i_2$ , между тем как заданным является напряжение на входе  $u_2$ .

Связь между  $u_2$  и  $i_2$  может быть установлена через величины, определяющие режим в цепи постоянного тока.

Действительно,  $u_2$  определяет непосредственно напряжение на выходе  $u_d$ . Значения  $u_d$  при заданных  $R_d$  и  $X_d = \omega L_d$  определяют в свою очередь ток  $i_d$ , а последний связан с током  $i_2$ . Поэтому для замены  $i_2$ , под знаком интеграла через  $u_2$  необходимо пройти следующие этапы преобразований:

1. Выразить  $u_d$  через  $u_2$ .

В первый полупериод при изменении  $\vartheta$  от 0 до  $\pi$

$$u_d = u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \vartheta \quad (2-61)$$

Во второй полупериод

$$u_d = -u_2 = -\sqrt{2}U_2 \sin \vartheta. \quad (2-62)$$

2. Выразить  $i_d$  через  $u_d$ .

Связь между названными величинами определяется дифференциальным уравнением

$$i_d R_d + X_d \frac{di_d}{d\vartheta} = u_d. \quad (2-63)$$

Подставляя в правую часть (2-63) значение  $u_d$  из (2-61), интегрируя и приняв во внимание при определении постоян-

ных интегрирования, что  $i_d(\vartheta=0) = i_d(\vartheta=\pi)$ , находим для первого полупериода

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_d^2 + X_d^2}} \left[ \sin(\vartheta - \lambda) + \frac{2 \frac{R_d}{X_d} e^{-\frac{R_d}{X_d} \vartheta}}{\sqrt{1 + \frac{R_d^2}{X_d^2} \left(1 + e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}\right)}} \right]. \quad (2-64)$$

Для второго полупериода ток будет определяться тем же уравнением, но отсчет углов  $\vartheta$  отодвигается на угол  $\pi$ .

3. Выразить  $i_2$  через  $i_d$ .

Для первого полупериода

$$i_2 = i_d. \quad (2-65)$$

Для второго полупериода

$$i_2 = -i_d. \quad (2-66)$$

Подставляя в (2-65) и (2-66)  $i_d$  из (2-64) и полученное выражение для  $i_2$  в (2-59) и (2-60), мы после интегрирования находим:

$$I_{2S} = \gamma_2 \frac{U_2}{R_d}, \quad (2-67)$$

$$I_{2C} = \beta_2 \frac{U_2}{R_d}, \quad (2-68)$$

где  $\gamma_2$  и  $\beta_2$  обозначают:

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{R_d}{X_d}\right)^2}{1 + \left(\frac{R_d}{X_d}\right)^2} + \frac{4}{\pi} \frac{\frac{R_d}{X_d}}{\left[1 + \left(\frac{R_d}{X_d}\right)^2\right]} \cdot \frac{1 + e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}}{1 - e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}} \quad (2-69)$$

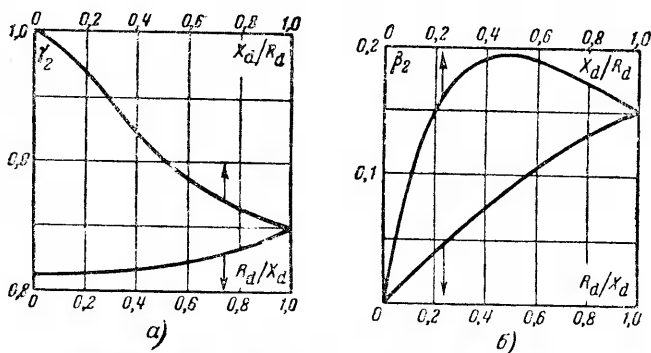
и

$$\beta_2 = -\frac{\frac{R_d}{X_d}}{1 + \left(\frac{R_d}{X_d}\right)^2} + \frac{4}{\pi} \frac{\frac{R_d}{X_d}}{1 + \left(\frac{R_d}{X_d}\right)^2} \cdot \frac{1 + e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}}{1 - e^{-\frac{R_d}{X_d} \pi}}. \quad (2-70)$$

Подсчитанные по (2-69) и (2-70) численные значения  $\gamma_2$  и  $\beta_2$  в функции от  $\frac{R_d}{X_d}$  даны в виде кривых на фиг. 2-32, а и б. Нижние ветви кривых относятся к величинам  $\frac{R_d}{X_d}$ , отло-

женными на оси абсцисс, для значений  $R_d \leq X_d$ , а верхние ветви кривых относятся к величинам  $\frac{X_d}{R_d}$ , отложенным на верхней горизонтали, для значений  $X_d \leq R_d$ .

Значения  $\gamma_2$  и  $\beta_2$ , как видно из (2-67) и (2-68), связывают действующие значения синусоидальной и косинусоидальной составляющих первой гармонической тока с входным напряжением.



Фиг. 2-32. Значения расчетных коэффициентов для схемы фиг. 2-31.

Освобождаясь от неизвестной пока величины  $U_2$  путем деления (2-67) и (2-68) на  $U_2$ , мы находим:

$$G_2 = \gamma_2 \frac{1}{R_d} \tag{2-71}$$

и

$$B_2 = \beta_2 \frac{1}{R_d}, \tag{2-72}$$

здесь  $G_2$  — активная проводимость в схеме замещения моста;  $B_2$  — ее реактивная проводимость.

Из уравнений (2-71) и (2-72) следует, что коэффициенты  $\gamma_2$  и  $\beta_2$  связывают проводимость в цепи постоянного тока  $\frac{1}{R_d}$  с эквивалентными проводимостями в параллельных ветвях схемы замещения. Определить эти проводимости можно по схеме замещения (фиг. 2-31,2). Находим фактический ток во входной цепи моста

$$I_2 = \frac{\dot{E}_2}{Z_p + Z_2}, \tag{2-73}$$

где

$$Z_2 = \frac{1}{G_2 - jB_2}. \tag{2-74}$$

Умножив затем ток  $I_2$  на  $Z_2$ , мы находим фактическую величину напряжения на входе моста

$$\dot{U}_2 = I_2 Z_2. \quad (2-75)$$

Среднее значение выходного напряжения согласно (1-17) равно:

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2. \quad (2-76)$$

Среднее значение выходного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}. \quad (2-77)$$

Высшие гармонические тока в выходной цепи могут быть найдены по сглаживающему действию индуктивности как фильтра.

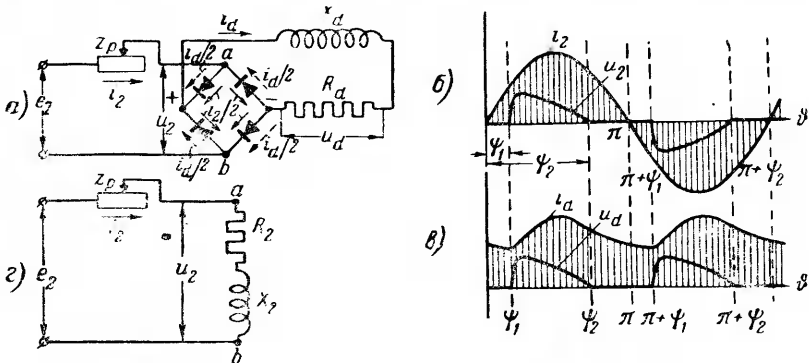
**Режим, когда ток на входе близок к синусоидальному (практически, когда  $U_2 < 1/2 E_2$ ).**

Наличие моста в этом случае мало влияет на кривую тока. Поэтому ток в цепи получается близким к синусоидальному. Работа моста при активно-индуктивной нагрузке (фиг. 2-33,а) имеет в этом режиме свои особенности. Они заключаются в том, что в некоторые доли периода, когда напряжение на входе моста  $u_2$  оказывается недостаточным, чтобы поддерживать выходной ток  $i_d$ , последний, уменьшаясь, поддерживается э. д. с. самоиндукции, возникающей в  $X_d$ , и проходит по цепи постоянного тока, замыкаясь через две параллельные ветви моста, как показано пунктирными стрелками на фиг. 2-33,а. Мост в эти доли периода замыкает как бы накоротко цепь постоянного тока. Одновременно замыкается накоротко и цепь переменного тока, поскольку переменный ток (пока его значение меньше постоянного тока) проходит по двум другим параллельным ветвям моста, как показано на схеме фиг. 2-33,а сплошными стрелками. В тот момент, когда переменный ток сравнивается с постоянным, выключаются из работы вентили со встречным направлением тока и вентильность моста восстанавливается. С этого момента цепь переменного тока начинает питать энергией нагрузку и накапливать избыток энергии в магнитном поле индуктивности, как при нормальном выпрямительном режиме.

Выпрямительный режим чередуется в рассматриваемой схеме с режимом двойного короткого замыкания, когда цепи переменного и постоянного тока работают независимо друг от друга.

Работа схемы иллюстрируется диаграммами, приведенными на фиг. 2-33,б и в. На диаграммах фиг. 2-33,б приведены

входные ток и напряжение  $u_2$  и  $i_2$ , а на фиг. 2-33, в—выходной ток и выходное напряжение. Интервал между точками  $\psi_1$  и  $\psi_2$  характеризует выпрямительный режим, когда ток  $i_2$ , а следовательно, и ток  $i_d$  возрастают. До максимума этого тока накапливается энергия в магнитном поле индуктивности  $X_d$  (зарядный режим), а затем с уменьшением тока энергия



Фиг. 2-33. Включение вентильного моста при активно-индуктивной нагрузке и почти синусоидальном входном токе.  
 а — схема; б — входные напряжение и ток; в — выпрямленные напряжение и ток; з — схема замещения.

в магнитном поле начинает убывать. При выпрямительном режиме напряжения и токи на входе и выходе моста одинаковы.

В момент, отвечающий углу  $\psi_2$ , разница между э. д. с. самоиндукции  $e_{Ld} = X_d \frac{di_d}{d\vartheta}$  и активным падением напряжения  $i_d R_d$  в цепи постоянного тока становится как и входное напряжение  $u_2$  равным нулю, и мост замыкает накоротко обе цепи.

Начиная с этого момента, определяемого углом  $\psi_2$ , до угла  $\pi + \psi_1$  переменный ток продолжает изменяться по синусоиде, а постоянный ток (как свободный ток в цепи, содержащей  $L$  и  $R$ ) начинает уменьшаться по экспоненциальной кривой. Как входное, так и выходное напряжение на зажимах моста равно в эту часть периода нулю (при предположении, что вентили идеальны). Когда при угле  $\pi + \psi_1$  токи  $i_2$  и  $i_d$  сравниваются, наступает вновь выпрямительный режим.

Для определения параметров схемы замещения моста мы принимаем здесь ток на входе просто синусоидальным

$$i_2 = \sqrt{2} I_2 \sin \vartheta. \tag{2-78}$$

Напряжение на входе моста, как это видно из диаграммы на фиг. 2-33,б, несинусоидально.

Ищем действующие значения синусоидальной и косинусоидальной составляющих первой гармонической напряжения, как коэффициенты тригонометрического ряда

$$U_{2S} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\psi_1}^{\psi_2} u_2 \sin \vartheta d\vartheta, \quad (2-79)$$

$$U_{2C} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\psi_1}^{\psi_2} u_2 \cos \vartheta d\vartheta. \quad (2-80)$$

В силу повторяемости кривой  $u_2$  мы ведем интегрирование только в границах полупериода.

Замену величины  $u_2$  под знаком интеграла через  $i_2$  мы ведем по тем же этапам, которые были указаны для первого режима, а именно:

Вначале выражаем  $i_d$  через  $i_2$ .

В пределах углов от  $\psi_1$  до  $\psi_2$

$$i_d = i_2 = \sqrt{2} I_2 \sin \vartheta. \quad (2-81)$$

Затем связываем  $u_d$  с  $i_d$ .

Эту связь определяет уравнение (2-63), которое при учете (2-81) дает:

$$u_d = \sqrt{2} I_2 (R_d \sin \vartheta + X_d \cos \vartheta). \quad (2-82)$$

Наконец, заменяем  $u_2$  через  $u_d$ ,

$$u_2 = u_d = \sqrt{2} I_2 (R_d \sin \vartheta + X_d \cos \vartheta). \quad (2-83)$$

Подставляя (2-83) в (2-79) и (2-80) и интегрируя, находим:

$$U_{2S} = \rho_2 R_d I_2, \quad (2-84)$$

$$U_{2C} = \sigma_2 R_d I_2. \quad (2-85)$$

Здесь коэффициенты  $\rho_2$  и  $\sigma_2$  обозначают:

$$\rho_2 = \frac{\psi_2 - \psi_1}{\pi} + \frac{\sin 2\psi_1 - \sin 2\psi_2}{2\pi} + \frac{X_d}{R_d} \cdot \frac{\cos 2\psi_2 - \cos 2\psi_1}{2\pi}, \quad (2-86)$$

$$\sigma_2 = \frac{\cos 2\psi_1 - \cos 2\psi_2}{2\pi} + \frac{X_d}{R_d} \left( \frac{\psi_2 - \psi_1}{\pi} - \frac{\sin 2\psi_1 - \sin 2\psi_2}{2\pi} \right). \quad (2-87)$$

Нужные для определения параметров схемы по коэффициентам  $\rho_2$  и  $\sigma_2$  значения углов  $\psi_1$  и  $\psi_2$ , характеризующие

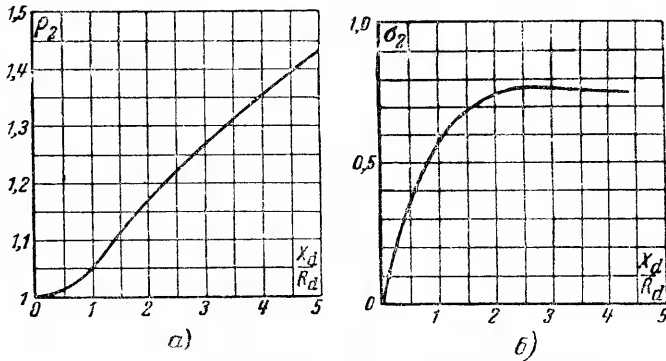
начало и конец выпрямительного режима, могут быть найдены из следующих условий:

Угол  $\psi_2$  может быть найден из условия, что при  $\vartheta = \psi_2$  выпрямленное напряжение в (2-82) равно нулю.

Учитывая это условие, имеем:

$$\operatorname{tg} \psi_2 = -\frac{X_d}{R_d}. \quad (2-88)$$

Знак минус характеризует лишь то, что ток отстает от напряжения.



Фиг. 2-34. Значение расчетных коэффициентов для схемы фиг. 2-33.

Угол  $\psi_1$  может быть определен из равенства отношения конечного значения тока  $i_d$  при угле  $\vartheta = \pi + \psi_1$  к начальному значению этого тока при угле  $\vartheta = \psi_2$  при записи их через синусную и экспоненциальную функции

$$\frac{\sin(\pi + \psi_1)}{\sin \psi_2} = e^{-\frac{R_d}{X_d}(\pi + \psi_1 - \psi_2)}. \quad (2-89)$$

При найденном по (2-88) угле  $\psi_2$  уравнение (2-89) дает значение угла  $\psi_1$  в функции от  $\frac{X_d}{R_d}$ .

Рассчитав по (2-88) и (2-89) значения углов  $\psi_1$  и  $\psi_2$  и подставив их в уравнения (2-86) и (2-87), находим значения коэффициентов  $\rho_2$  и  $\sigma_2$ , представленных кривыми на фиг. 2-34, а и б.

Разделив (2-84) и (2-85) на ток  $I_2$ , мы находим искомую связь между активным сопротивлением в цепи нагрузки  $R_d$

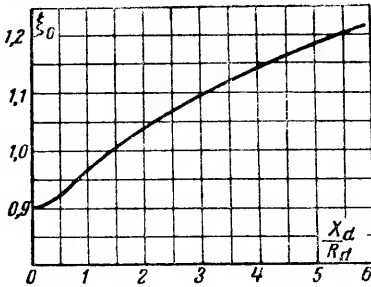


и эквивалентными сопротивлениями в схеме замещения (фиг. 2-33, з)

$$R_2 = r_2 R_d, \quad (2-90)$$

$$X_2 = \sigma_2 R_d. \quad (2-91)$$

В отличие от предыдущего режима, где в качестве исходной величины было напряжение, а искомой являлся ток и где для удобства вычисления параметров схемы замещения, содержащей две параллельные ветви, были введены проводимости, здесь, где исходной величиной является ток, а искомой напряжение, вычисления удобнее вести по сопротивлениям, входящим в качестве последовательно соединенных звеньев в схему замещения.



Фиг. 2-35. Значение коэффициента, определяющего среднее значение выпрямленного тока.

Приводя одну схему замещения к другой, легко убедиться в том, что они отличаются только численным значением входящих в них параметров.

Построив схему замещения и определив ее параметры, можно найти ток на входе моста  $I_2$ .

Для того чтобы связать ток  $I_d$  с  $I_2$  (связь через напряжения здесь не имеет смысла из-за несинусоидальности напряжения на входе), определим среднее значение тока, интегрируя ток  $i_d$  в пределах полупериода по двум интервалам работы моста

$$I_d = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\psi_1}^{\psi_2} \sqrt{2} I_2 \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\psi_2}^{\pi + \psi_1} \sqrt{2} I_2 \sin \psi_2 e^{-\frac{R_d \vartheta}{X_d}} d\vartheta \right] =$$

$$= \left[ \frac{\sqrt{2}}{\pi} (\cos \psi_2 - \cos \psi_1) + \frac{\sqrt{2} X_d}{\pi R_d} \left( 1 - e^{-\frac{R_d}{X_d} (\psi_1 - \psi_2)} \sin \psi_2 \right) \right] I_2 =$$

$$= \xi_0 I_2. \quad (2-92)$$

Вычисленные по выражению в квадратных скобках значения  $\xi_0$ , в функции от  $\frac{X_d}{R_d}$  даны кривой на фиг. 2-35.

Проиллюстрируем изложенный метод расчета моста при активно-индуктивной нагрузке на конкретном примере.

**Пример.** Определить ток и напряжение на выходе вентильного моста, питаемого от напряжения  $E_2 = 120$  в с частотой  $f = 50$  гц при двух значениях регулируемого сопротивления:  $Z_{1p} = 4 + j2$  ом и  $Z_{2p} = 40 + j20$  ом, если на выходе моста включено активное сопротивление  $R_d = 10$  ом и последовательно с ним индуктивность  $L_d = 63,5$  мгн.

При  $f = 50$  гц

$$X_d = \omega L_d = 314 \cdot 63,5 \cdot 10^{-3} = 20 \text{ ом.}$$

Из сопоставления численных значений регулируемого сопротивления с сопротивлениями на выходе моста видно, что при малом регулировочном сопротивлении целесообразно параметры схемы замещения моста считать по первому режиму, когда напряжение на входе моста синусоидально, а при большом регулировочном сопротивлении целесообразно параметры схемы замещения считать по второму режиму, когда ток на входе моста синусоидален.

а) Расчет при  $Z_{1p} = 4 + j2$  ом.

В первом приближении не учитываем внутреннего сопротивления вентилей, т. е. считаем вентили идеальными:

1. Из кривых на фиг. 2-32, а и б при  $\frac{X_d}{R_d} = \frac{20}{10} = 2$  находим:

$$\gamma_2 = 0,82 \text{ и } \beta_2 = 0,09.$$

2. Определяя активную и реактивную проводимости в схеме, замещающей мост, по (2-71) и (2-72) имеем:

$$G_2 = \gamma_2 \frac{1}{R_d} = 0,82 \cdot \frac{1}{10} = 0,082 \frac{1}{\text{ом}},$$

$$B_2 = \beta_2 \frac{1}{R_d} = 0,09 \cdot \frac{1}{10} = 0,009 \frac{1}{\text{ом}}.$$

Полная проводимость схемы замещения моста равна:

$$Y_2 = G_2 - jB_2 = 0,082 - j0,009 \frac{1}{\text{ом}},$$

а полное сопротивление равно:

$$Z_2 = \frac{1}{G_2 - jB_2} = \frac{1}{0,082 - j0,009} = 11,95 + j1,31 \text{ ом.}$$

3. Фактический ток на входе моста (точнее, его первая гармоническая)

$$i_{2p} = \frac{E_2}{Z_{1p} + Z_2} = \frac{120}{4 + j2 + 11,95 + j1,31} = 7,1 - j1,47 \text{ а.}$$

4. Абсолютная величина фактического напряжения на входе моста

$$U_2 = |i_{2p} Z_2| = \sqrt{7,1^2 + 1,47^2} \cdot \sqrt{11,95^2 + 1,31^2} = 87 \text{ в.}$$

5. Среднее значение выходного напряжения определяем по (2-76)

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 \cdot 87 = 78 \text{ в.}$$

6. Среднее значение выпрямленного тока

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{78}{10} = 7,8 \text{ а.}$$

Найденные значения среднего напряжения и тока отвечают идеальным вентилям.

Уточняя расчет, определим внутреннее сопротивление вентиляей.

7. Определяем необходимое число параллельных ветвей. Выбирая селективные вентили с диаметром  $D = 100 \text{ мм}$  класса  $20/1,5$ , мы из табл. 2-2 находим допускаемый по условиям нагрева при однофазной мостовой схеме выходной ток при длительной нагрузке  $I_{d(a=1)} = 3 \text{ а.}$

В этом случае

$$a = \frac{7,8}{3} = 2,6.$$

Принимая во внимание, что внутреннее сопротивление вентиляей уменьшает найденные ранее токи при идеальных вентилях и что в режиме регулирования среднее значение тока меньше его максимального значения соответствующего рассчитываемой ступени регулирования, мы берем  $a = 2$ .

8. Число последовательных элементов определяем по (2-46):

$$n = \frac{U_d}{q(U_b - U_{ab})} = 2 \frac{78}{(7,95 - 0,78)} \approx 6.$$

Согласно (2-47) здесь

$$U_b = \frac{U_{b \text{ макс. доп}}}{2k_{b \text{ макс}}} = \frac{25}{2 \cdot 1,57} = 7,95 \text{ в}$$

и согласно (2-20)

$$U_a = k_a U_{ан} \left( \frac{I_a}{I_{ан}} \right)^{2,1} = 0,615 \cdot 1,5 \left( \frac{7,8}{4,50 \cdot 10^{-3}} \right)^{0,3} = 0,78 \text{ в.}$$

Здесь  $k_a = 0,615$  найдено для  $\frac{X_d}{R_d} = 2$  по кривой фиг. 2-20,б.

9. Результирующее сопротивление вентиляей определяем по (2-30):

$$R_a = \frac{nq}{a} r_a = \frac{nq}{a} \cdot \frac{U_a}{I_a} = \frac{6 \cdot 2}{2} \cdot \frac{0,78 \cdot 4}{7,8} = 2,44 \text{ ом.}$$

Это сопротивление необходимо добавить к  $R_d$  и по значению

$$R_{d \text{ общ}} = R_d + R_a = 10 + 2,44 = 12,44 \text{ ом}$$

повторить проведенный ранее расчет для идеальных вентиляей.

б) Расчет тока и напряжения при  $Z_{2p} = 40 + j20 \text{ ом.}$

Учитывая внутреннее сопротивление вентиляей той же величиной, которая была найдена в предыдущем расчете, мы имеем:

$$R_{d \text{ общ}} = 12,44 \text{ ом.}$$

В этом случае

$$\frac{X_d}{R_d} = \frac{20}{12,44} \approx 1,6.$$

1. Из кривых на фиг. 2-34, *a* и *б* находим при  $\frac{X_d}{R_d} = 1,6$  значения  $\rho_2 = 1,13$  и  $\varepsilon_2 = 0,7$ .

2. Определяя активное и реактивное сопротивления в схеме, замещающей мост, по (2-90) и (2-91) получаем:

$$R_2 = \rho_2 R_d = 1,13 \cdot 12,44 = 14,1 \text{ ом},$$

$$X_2 = \varepsilon_2 R_d = 0,7 \cdot 12,44 = 8,7 \text{ ом}.$$

3. Фактический ток на входе моста

$$\dot{I}_2 = \frac{E_2}{Z_{2p} + Z_2} = \frac{120}{40 + j20 + 14,1 + j8,7} = 1,71 + j0,91;$$

$$I_2 = \sqrt{1,71^2 + 0,91^2} = 1,94 \text{ а}.$$

4. Ток на выходе моста определяем по (2-92).

Из кривой на фиг. 2-35 для  $\frac{X_d}{R_d} = 1,6$  находим  $\xi_0 = 1,02$ .

В этом случае

$$I_d = \xi_0 I_2 = 1,02 \cdot 1,94 = 1,955 \text{ а}.$$

5. Среднее значение выходного напряжения

$$U_d = I_d R_d = 1,955 \cdot 10 = 19,55 \text{ в}.$$

При таком токе и напряжении сопротивление  $R_d$  будет несколько больше, чем это было принято, но так как по отношению к суммарному сопротивлению в цепи переменного тока поправка будет невелика, то дальнейшее уточнение расчетных величин не имеет смысла.

## 2-17. РАСЧЕТ РЕГУЛИРУЕМОГО МОСТА ПРИ АКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ

### Режим, когда напряжение на входе близко к синусоидальному ( $U_2 > 1/2 E_2$ )

Режим работы моста при активно-емкостной нагрузке и синусоидальном напряжении на входе (фиг. 2-36, *a*) был нами рассмотрен в § 1-10. Диаграммы напряжения и тока на входе и выходе моста вновь приведены на фиг. 2-36, *б* и *в*.

Сопоставление этих диаграмм с диаграммами, построенными на фиг. 2-33, *б* и *в*, показывает, что рассматриваемый режим по изменениям напряжения тождественен изменениям тока в схеме с активно-индуктивной нагрузкой при синусоидальном токе на входе ее. Точно так же изменения тока в рассматриваемой схеме тождественны изменениям напряжения в схеме с активно-индуктивной нагрузкой при почти синусоидальном токе на входе. Это дает основания не повторять

выводов и построений, выполненных для предыдущей схемы, и записать по аналогии с (2-84) и (2-85) уравнения для токов

$$I_{2S} = \gamma_3 \frac{1}{R_d} U_2, \quad (2-93)$$

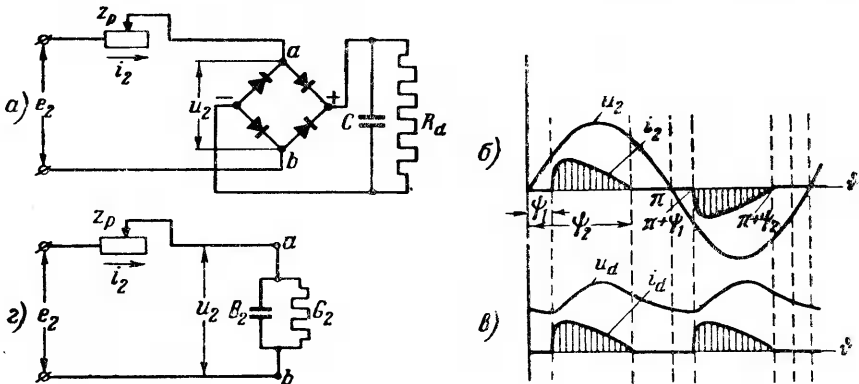
$$I_{2C} = \beta_3 \frac{1}{R_d} U_3, \quad (2-94)$$

а по (2-90) и (2-91) записать уравнения для проводимостей параллельных ветвей в схеме замещения, представленной на фиг. 2-36, з,

$$G_2 = \gamma_2 \frac{1}{R_d}, \quad (2-95)$$

$$B_2 = \beta_2 \frac{1}{R_d}. \quad (2-96)$$

Численные значения  $\gamma_3$  и  $\beta_3$  в записанных равенствах те же, что и  $\rho_2$  и  $\sigma_2$ , характеризуемых кривыми на фиг. 2-34, с той



Фиг. 2-36. Включение вентильного моста при активно-емкостной нагрузке и почти синусоидальном напряжении на входе.

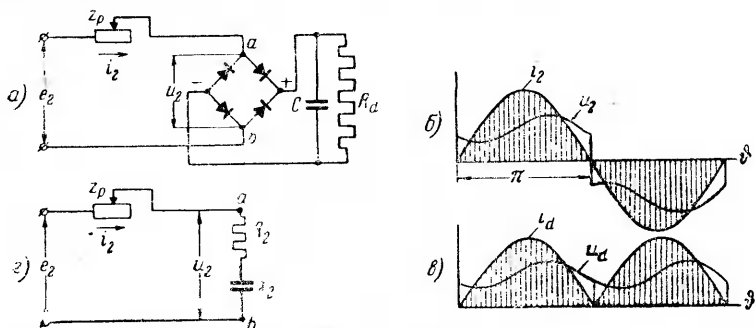
а — схема; б — входные напряжение и ток; в — выпрямленные напряжение и ток; з — схема замещения.

лишь разницей, что величина  $\frac{X_d}{R_d}$  на оси абсцисс заменяется для рассматриваемой схемы отношением  $\frac{R_d}{X_C} = R_d \omega C$ . Величина  $\xi_0$ , связывающая ток  $I_d$  с током  $I_2$  в предыдущей схеме (фиг. 2-33) при режиме синусоидального тока, на входе, устан-

навливает в рассматриваемой схеме связь между  $U_d$  и  $U_2$  с той же заменой на оси абсцисс фиг. 2-35 величины  $\frac{X_d}{R_d}$  отношением  $\frac{R_d}{X_C}$ .

**Режим, когда ток на входе близок к синусоидальному ( $U_2 < 1/2 E_2$ )**

Чисто синусоидальный ток на входе моста, когда на выходе его параллельно включены емкость  $C$  и активное сопротивление  $R_d$  (фиг. 2-37,а), можно получить только тогда (что легко проверить построением тока по напряжению  $u_2$ ), когда напряжение на входе моста  $u_2$  имеет форму кривой, представленной на фиг. 2-37,б.



Фиг. 2-37. Включение вентильного моста при активно-емкостной нагрузке и почти синусоидальном входном токе.  
 а—схема; б—входные напряжения и ток; в—выпрямленные напряжение и ток; з—схема замещения.

Кривые выходных напряжения и тока  $u_d$  и  $i_d$  при таком режиме работы схемы даны на фиг. 2-37,в. Сопоставление этих кривых с кривыми, построенными на фиг. 2-31,б и в, показывает, что рассматриваемый режим по изменениям напряжения тождественен изменениям тока в схеме с активно-индуктивной нагрузкой при синусоидальном напряжении на входе ее и что изменения тока в рассматриваемой схеме тождественны изменениям напряжения при активно-индуктивной нагрузке моста и синусоидальном напряжении на входе.

Это дает основание не повторять выводов и построений, выполненных для предыдущей схемы, и записать по (2-67) и (2-68) уравнения для напряжений

$$U_{2S} = r_2 R_d I_2, \tag{2-97}$$

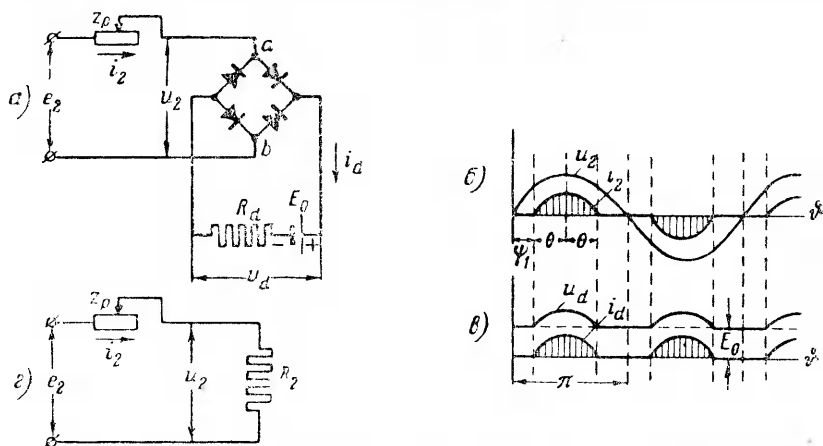
$$U_{2C} = r_2 R_d I_2, \tag{2-98}$$

а по (2-71) и (2-72) уравнения для сопротивлений, включаемых последовательно в схему замещения (фиг. 2-37, з)

$$R_2 = \rho_2 R_d, \quad (2-99)$$

$$X_2 = \sigma_2 R_d. \quad (2-100)$$

Численные значения  $\rho_2$  и  $\sigma_2$  в записанных равенствах те же, что и  $\gamma_2$  и  $\beta_2$ , характеризуемые кривыми на фиг. 2-32, а и б,



Фиг. 2-38. Включение вентильного моста на активное сопротивление и встречную э. д. с. при почти синусоидальном напряжении.

а — схема; б — входное напряжение и ток на входе моста; в — выпрямленное напряжение и ток; з — схема замещения.

с той лишь разницей, что величина  $\frac{R_d}{X_d}$  заменяется на оси абсцисс для данной схемы отношением  $\frac{X_C}{R_d}$ , а  $\frac{X_d}{R_d}$  заменяется отношением  $\frac{R_d}{X_C}$ .

Среднее значение тока на выходе моста в соответствии с (2-76) определяется из равенства

$$I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2, \quad (2-101)$$

а среднее значение выходного напряжения из равенства

$$U_d = I_d R_d. \quad (2-102)$$

## 2-18 РАСЧЕТ РЕГУЛИРУЕМОГО МОСТА ПРИ АКТИВНОЙ НАГРУЗКЕ И ВСТРЕЧНОЙ Э. Д. С.

Когда на выходе вентильного моста (фиг. 2-38, а) включена встречная э. д. с.  $E_0$  (двигатель постоянного тока либо

аккумуляторная батарея в период ее зарядки), то заданными величинами обычно являются;

- 1) встречная э. д. с. потребителя мощности  $E_0$ ;
- 2) внутреннее сопротивление потребителя либо дополнительно включаемое для ограничения тока сопротивление  $R_d$  и, наконец,
- 3) требуемый ток нагрузки  $I_d$ .

Требуемое отношение  $\frac{I_d}{U_d}$  позволяет при подстановке  $n=2$  в (1-120) найти необходимую длительность работы вентиля  $2\theta$  или угол отсечки  $\theta$ , косинус которого, как видно из диаграммы на фиг. 2-38,б связывает  $E_0$  с  $U_{2m}$

$$\cos \theta = \sin \psi_1 = \frac{E_0}{\sqrt{2}U_2}. \quad (2-103)$$

При заданном напряжении питания  $E_2$  искомой величиной в данном режиме работы схемы является величина регулируемого сопротивления  $Z_p$ . Найдем эту величину при тех же двух режимах работы схемы, которые были рассмотрены, и для двух предыдущих схем.

### Первый режим. Напряжение на входе близко к синусоидальному ( $U_2 > \frac{1}{2}E_2$ )

Приближенный расчет мы ведем, полагая напряжение на входе моста синусоидальным (диаграмма на фиг. 2-38,б)

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \vartheta. \quad (2-104)$$

Искомое действующее значение синусоидальной составляющей тока определится в этом случае из уравнения

$$I_{2S} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\psi_1}^{\pi-\psi_1} i_2 \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-105)$$

В силу повторяемости кривой тока по полупериодам интегрирование в (2-105) ведется в пределах одного полупериода.

Косинусоидальная составляющая

$$I_{2C} = 0 \quad (2-106)$$

в силу того, что функция симметрична по отношению к оси ординат.



Подставляя вместо  $i_2$  в (2-105) его значение, определяемое из диаграмм фиг. 2-38, б, а именно:

$$i_2 = \frac{\sqrt{2} U_2 (\sin \theta - \sin \psi_1)}{R_d}, \quad (2-107)$$

мы находим:

$$I_{2S} = \frac{U_2}{R_d} \left( 1 - \frac{2\psi_1}{\pi} + \frac{\sin 2\psi_1}{\pi} \right) = \frac{U_2}{R_d} \rho, \quad (2-108)$$

откуда

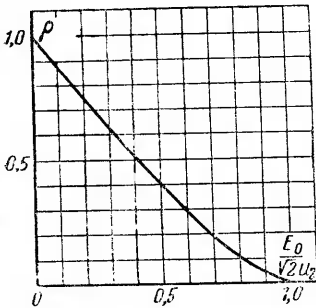
$$U_2 = I_{2S} \frac{R_d}{\rho} \quad (2-109)$$

или, разделив на  $I_{2S}$ , получаем:

$$R_2 = \frac{R_d}{\rho}. \quad (2-110)$$

Значение  $\rho$ , зависящее согласно (2-108) от  $\psi_1$  и выражаемое с помощью (2-103) в функции от  $\frac{E_0}{\sqrt{2}U_2}$ , представлено кривой на фиг. 2-39.

Из хода этой кривой видно, что при  $E_0 = 0$  эквивалентное сопротивление в цепи переменного тока равно  $R_d$ , а при  $E_0 = \sqrt{2}U_2$  эквивалентное сопротивление бесконечно велико.



Фиг. 2-39. Значение коэффициента, определяющего эквивалентное сопротивление в схеме замещения.

Определив  $R_2$  и из (2-103) по  $\cos \theta$  величину  $U_2$ , можно найти затем активную составляющую регулирующего сопротивления

$$R_p = \frac{E_2 \cos \delta - U_2}{I_2} \quad (2-111)$$

и его реактивную составляющую

$$X_p = \frac{E_2 \sin \delta - U_2}{I_2}. \quad (2-112)$$

Угол сдвига  $\delta$  между  $U_2$  и  $E_2$  выбирается, исходя из известного либо желаемого соотношения между активной и реактивной составляющими в регулирующем сопротивлении  $Z_p$ .

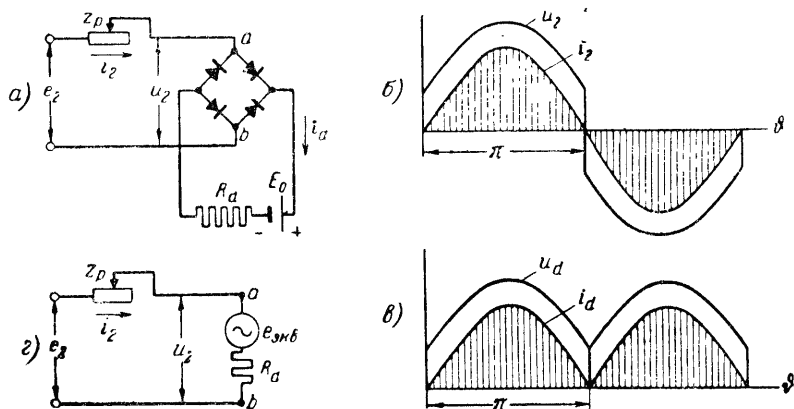
Напряжение на выходе моста

$$U_d = E_0 + I_d R_d. \quad (2-113)$$

### Второй режим. Ток на входе моста близок к синусоидальному ( $U_2 < \frac{1}{2} E_0$ )

Приближенный расчет мы ведем, полагая ток на входе моста (фиг. 2-40, а) синусоидальным (диаграмма на фиг. 2-40, б),

$$i_2 = \sqrt{2} I_2 \sin \vartheta. \tag{2-114}$$



Фиг. 2-40. Включение вентильного моста на противо-э. д. с. при почти синусоидальном входном токе.

а — схема; б — входные напряжение и ток; в — выпрямленные напряжение и ток; з — схема замещения.

Действующее значение синусоидальной составляющей первой гармонической напряжения (косинусоидальная составляющая равна нулю) определится из интеграла

$$U_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} u_2 \sin \vartheta d\vartheta. \tag{2-115}$$

Подставляя в (2-115)

$$u_2 = u_d = i_d R_c + E_0 \tag{2-116}$$

и интегрируя, находим, что

$$U_2 = I_2 R_d + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_0. \tag{2-117}$$

Уравнение (2-117) показывает, что при синусоидальном токе на входе в схему, замещающую вентильный мост (фиг. 2-40, з), входит кроме сопротивления еще эквивалентная э. д. с.

$$E_{\text{экв}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_0. \tag{2-118}$$

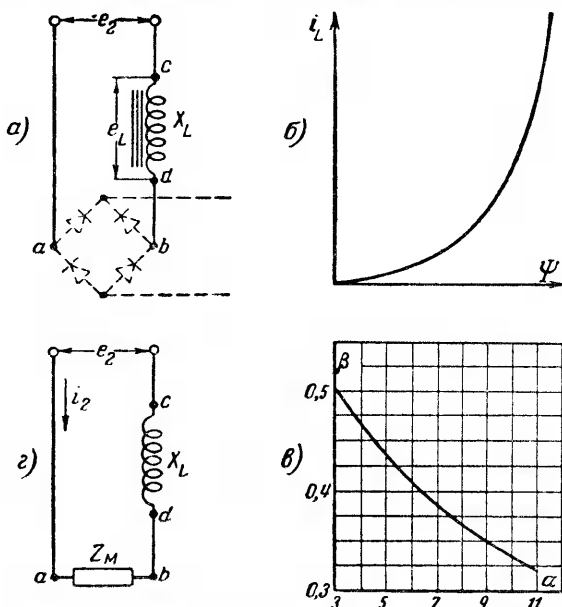
С учетом этой э. д. с. определяется фактический ток на входе моста  $I_2$ , а затем выпрямленный ток и выпрямленное напряжение по уравнениям

$$I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2, \quad (2-119)$$

$$U_d = I_d R_d + E_0. \quad (2-120)$$

### 2-19. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ РЕГУЛИРОВОЧНОГО РЕАКТОРА, ВКЛЮЧЕННОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО С ВЕНТИЛЬНЫМ МОСТОМ

В качестве регулирующего элемента в схемах с вентильным мостом часто применяется, как показано на схеме (фиг. 2-41, а), индуктивная катушка со стальным сердечником



Фиг. 2-41. Включение вентильного моста последовательно с магнитонасыщенной катушкой.  
а — схема; б — кривая намагничивания; в — кривая значений расчетного коэффициента  $\beta$ ; з — схема замещения.

ком, называемая также реактором насыщения. Для изменения индуктивности такой катушки нередко подмагничивают ее постоянным током. Но и при отсутствии подмагничивания катушка является нелинейным элементом, если намагничение ее соответствует участку насыщения. Для такого нелинейного элемента на основе изложенного выше метода линейари-

зации может быть также найдена линейная схема замещения. В этой схеме мы рассматриваем только реактивную составляющую сопротивления или проводимости, поскольку активная составляющая, учитывающая активное сопротивление обмоток и потери в стальном сердечнике на гистерезис и вихревые токи, может быть добавлена по известным для линейных цепей методам.

При нахождении параметров схемы замещения, как и при расчете моста, мы будем различать два граничных режима:

1) режим, когда напряжение на реакторе насыщения близко к синусоидальному.

2) режим, когда ток в реакторе насыщения близок к синусоидальному.

### Первый режим. Напряжение на реакторе насыщения близко к синусоидальному

В приближенном расчете мы принимаем напряжение на зажимах реактора просто синусоидальным либо косинусоидальным

$$e_L = E_{Lm} \cos \vartheta. \quad (2-121)$$

Это значит, что магнитный поток в реакторе  $\Phi$  и потокосцепление  $\Psi = \Phi w$  изменяется в функции времени по закону синуса

$$\Psi = - \int e_L d\vartheta = - \frac{E_{Lm}}{2\pi f} \sin \vartheta. \quad (2-122)$$

При синусоидальном изменении потокосцепления  $\Psi$  ток в силу нелинейности магнитной характеристики будет несинусоидальной функцией времени.

Действующее значение синусоидальной составляющей первой гармонической этого тока (косинусоидальная составляющая при идеализированной катушке равна нулю) определится из интеграла

$$I_{1S} = I_{1L} = \frac{V^2}{\pi} \int_0^{\pi} i_L \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-123)$$

Связь между  $i_L$ , стоящим под знаком интеграла, и исходной функцией  $\Psi$ , определяемая кривой намагничивания (фиг. 2-41,б), с достаточной для практики точностью может быть аппроксимирована при отсутствии постоянного намагничивания степенным уравнением

$$i_L = C\Psi^\alpha; \quad (2-124)$$

здесь  $C$  и  $\alpha$  — постоянные, определяемые магнитными свойствами данного сорта стали (у ходовых сортов стали  $\alpha$  можно

принять равным одному из ряда чисел: 3, 5, 7, 9, 11 и т. д. в зависимости от сорта стали).

Постоянная  $C$  может быть исключена из равенства (2-124), если ток и потокосцепление записать в относительных единицах, выбрав в качестве величин сравнения (базовых величин) координаты какой-либо точки на кривой намагничивания (фиг. 2-41, б) либо табличные значения  $I_{Lн}$  и  $\Psi_{Lн}$ .

Для базовых величин (2-124) дает:

$$I_{Lн} = c\Psi_{Lн}^2. \quad (2-125)$$

Разделив (2-124) на (2-125), мы получаем:

$$i_L = I_{Lн} \left( \frac{\Psi}{\Psi_{Lн}} \right)^\alpha. \quad (2-126)$$

Подставляя значение функции  $\Psi$  из (2-122) в (2-126) и значение  $i_L$  в (2-123), мы находим:

$$\begin{aligned} I_{1L} &= I_{Lн} \left( \frac{E_{Lm}}{2\pi f \Psi_{Lн}} \right)^\alpha \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi \sin^{\alpha+1} \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2} I_{Lн}}{E_{Lн}} \left( \frac{E_{Lm}}{E_{Lн}} \right)^{\alpha-1} E_L \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi \sin^{\alpha+1} \vartheta d\vartheta = \beta B E_L. \end{aligned} \quad (2-127)$$

Числовые значения расчетного коэффициента, получающегося в результате интегрирования тригонометрической функции

$$\beta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^\pi \sin^{\alpha+1} \vartheta d\vartheta, \quad (2-128)$$

дает в зависимости от  $\alpha$  кривая 2,41, в.

Второй расчетный множитель

$$B = \frac{\sqrt{2}^\alpha I_{Lн}}{E_{Lн}} \left( \frac{E_L}{E_{Lн}} \right)^{\alpha-1}, \quad (2-129)$$

где

$$E_{Lн} = 2\pi f \Psi_{Lн} \quad (2-130)$$

легко найти по числовым значениям координат точки, выбранной в качестве базисной на кривой намагничивания для данной марки стали, по сечению стального сердечника  $Q_{ст}$  и числу витков катушки  $w$ .

Так, например, если в таблице магнитных свойств стали марки Э1А дано, что  $B_{25} = 15\,000$  гс, то это значит, что  $B = 15\,000$  гс при  $Iw_0 = 25$  ав/см. Поэтому, если  $l_{стали} = 10$  см,  $Q = 1$  см<sup>2</sup>,  $w = 2500$  витков, то базисный ток

$$I_{Lн} = \frac{Iw_0 \cdot l_{ст}}{w} = \frac{250}{2\,500} = 0,1 \text{ а.}$$

Базисная величина потокосцепления

$$\Psi_{Lн} = B_{Lн} Q_{ст} w = 15\,000 \cdot 1 \cdot 250 = 0,375 \cdot 10^8 = 0,375 \text{ всек.}$$

Базисная величина напряжения при  $f = 50$  гц

$$E_{Lн} = 2\pi f \Psi_{Lн} = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,375 = 90 \text{ в.}$$

Кривая намагничивания данной марки стали хорошо аппроксимируется при  $\alpha = 5$ .

Поэтому, если дано, что напряжение на катушке  $E_L = 120$  в, то

$$B = \frac{2^{5/2} \cdot 0,1}{90} \left( \frac{120}{90} \right)^4 = 0,02.$$

Определив  $B$  и находя по кривой фиг. 2-41, в при  $\alpha = 5$ , что  $\beta = 0,43$ , вычисляем (по 2-127) действующее значение первой гармонической тока катушки

$$I_{1L} = 0,43 \cdot 0,02 \cdot 120 = 1,03 \text{ а.}$$

Разделив обе части (2-127) на  $I_{1L}$ , мы находим:

$$X_L = \frac{1}{\beta B} \quad (2-131)$$

$X_L$  является эквивалентным линейным реактивным сопротивлением, которое должно быть введено в схему замещения (фиг. 2-41, з) вместо реактора насыщения.

При наличии подмагничивания постоянным током  $I_0$  (фиг. 2-42, а) уравнение (2-126) преобразуется в более сложное, а именно:

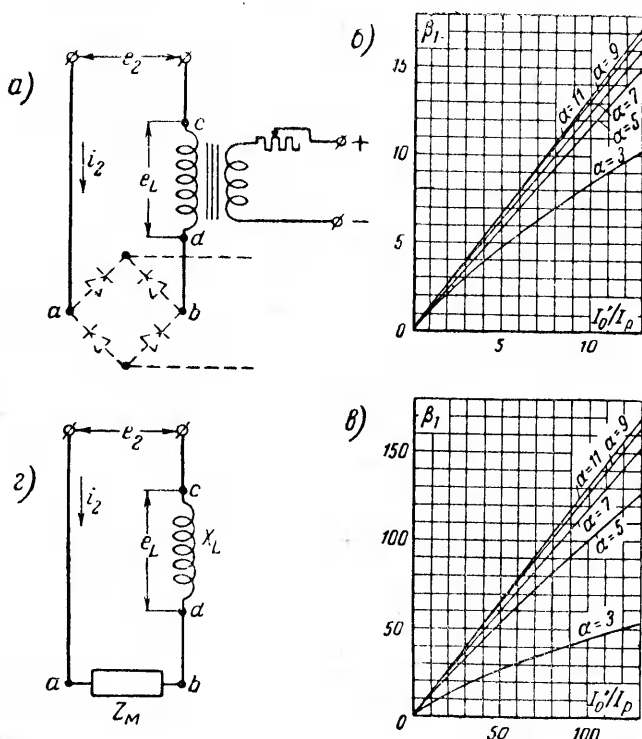
$$i_L + I_0 = I_{Lн} \left( \frac{\Psi + \Psi_0}{\Psi_{Lн}} \right)^\alpha. \quad (2-132)$$

Результирующий ток и соответствующее ему потокосцепление складываются при наличии подмагничивания постоянным током из постоянной и переменной составляющих тока и потока.

В (2-132) входит постоянный ток  $I_0$ , приведенный к числу витков катушки переменного тока

$$I_0 = I_0 \frac{w_0}{w}. \quad (2-133)$$

Это связано с необходимостью приводить все расчетные соотношения к одному и тому же числу витков,



Фиг. 2-42. Включение вентильного моста последовательно с подмагничиваемой магнитно-насыщенной катушкой.

$a$  — схема;  $b$  и  $v$  — кривые значений расчетного коэффициента;  $z$  — схема замещения.

Подставляя значение функции  $\Psi$  из (2-122) в (2-132) и значение  $i_L$  из (2-132) в (2-123), мы получаем:

$$I_{1L} = \frac{V\sqrt{2}I_{LH}}{\pi} \int \left[ \left( \frac{E_{2m}}{2\pi f \Psi_{LH}} + \Psi_0 \right)^\alpha - \frac{I_0'}{I_{LH}} \right] \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-134)$$

Подставляя далее в (2-134)

$$\Psi_0 = \Psi_{LH} \left( \frac{I_0'}{I_{LH}} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \quad (2-135)$$

и интегрируя после разложения подынтегральной функции в ряд, мы после введения сокращенных обозначений, аналогичных принятым в (2-127), находим:

$$I_{1L} = \beta_1 B E_{L_i} \quad (2-136)$$

Уравнение (2-136) отличается от (2-127) только тем, что  $\beta_1$  является здесь функцией не только  $\alpha$ , но и величины  $\frac{I'_0}{I_{LH}}$  или пропорциональной ей величины  $\frac{I'_0}{I_p}$ . Здесь  $I_p$  — расчетное значение переменного тока без учета нелинейности. Оно может быть найдено с самого начала по входящим в расчет величинам и заданному значению  $E_L$ .

Численные значения функции  $\beta_1$  представлены семейством кривых на фиг. 2-42, б и в. Фиг. 2-42, б содержит значения  $\beta_1$ , отвечающие относительно малым значениям  $\frac{I'_0}{I_p}$ , а фиг. 2-42, в содержит значения  $\beta_1$ , отвечающие большим значениям  $\frac{I'_0}{I_p}$ .

Разделив обе части (2-136) на  $I_{1L}$ , мы находим эквивалентное линейное реактивное сопротивление

$$X_{1L} = \frac{1}{\beta_1 B}, \quad (2-137)$$

которое должно быть введено в схему замещения (фиг. 2-42, г) вместо реактора насыщения.

### Второй режим. Ток в реакторе насыщения близок к синусоидальному.

В приближенном расчете линейных параметров схемы замещения мы принимаем ток в реакторе просто синусоидальным

$$i_L = \sqrt{2} I_L \sin \vartheta. \quad (2-138)$$

Так как первая гармоническая напряжения (содержащая только косинусоидальную составляющую) связана с синусоидальной составляющей первой гармонической потокосцепления уравнением

$$E_{1L} = \sqrt{2} \pi f \Psi_{1S}, \quad (2-139)$$

то величину напряжения мы сможем определить, если найдем:

$$\Psi_{1S} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} \Psi \sin \vartheta d\vartheta. \quad (2-140)$$



Подставляя в (2-140) вместо  $\Psi$  значение  $i_L$  из (2-126), мы для реактора без подмагничивания находим:

$$\Psi_{1S} = \Psi_{LH} \left( \frac{I_{Lm}}{I_{LH}} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^{\frac{\alpha+1}{\alpha}} \vartheta d\vartheta. \quad (2-141)$$

Обозначая интеграл со стоящим перед ним множителем через

$$\sigma = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^{\frac{\alpha+1}{\alpha}} \vartheta d\vartheta \quad (2-142)$$

и внося значение  $\Psi_{1S}$  в (2-139), получаем:

$$E_{1L} = \sigma \frac{E_{LH}}{I_{LH}} \left( \frac{I_L}{I_{LH}} \right)^{\frac{1}{\alpha} - 1} \quad I_L = \sigma X_p I_L. \quad (2-143)$$

Здесь

$$X_p = \frac{E_{LH}}{I_{LH}} \left( \frac{I_{LH}}{I_L} \right)^{1 - \frac{1}{\alpha}} \quad (2-144)$$

— расчетное значение индуктивного сопротивления реактора без учета нелинейности функции.

Поправку на нелинейность вносит коэффициент  $\sigma$ , численные значения которого, подсчитанные по (2-142), дает кривая на фиг. 2-43.

Линейное индуктивное сопротивление

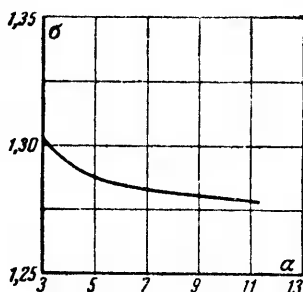
$$X_L = \sigma X_p \quad (2-145)$$

позволяет учесть действие в цепи переменного тока реактора насыщения в рассматриваемом режиме работы ее.

При наличии подмагничивания и синусоидальном токе в реакторе линейное эквивалентное сопротивление реактора может быть вычислено непосредственно по кривой намагничивания без учета поправочных коэффициентов, поскольку цикл намагничивания реактора не выходит за границы участка насыщения, где индуктивность линейна.

## 2-20. ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В качестве нормальных схем выпрямления тока применяются схемы, описанные в гл. 1. Однофазные схемы с полупро-



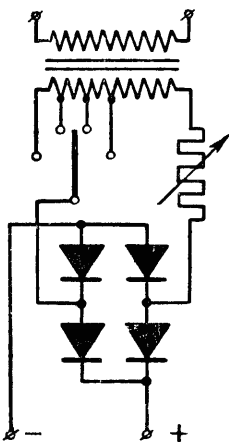
Фиг. 2-43. Расчетный коэффициент изменения проводимости катушки с подмагничиванием.

водниковыми выпрямителями применяются преимущественно при мощностях до 150—200 *вт*, а при больших мощностях применяются главным образом трехфазные схемы. Схемы с нулевым выводом дают экономические преимущества при низких напряжениях, порядка 6—10 *в*, в силу наличия только двух плеч и возможности ограничиться одним вентиляем в плече. При более высоких напряжениях преимущества получают мостовые схемы.

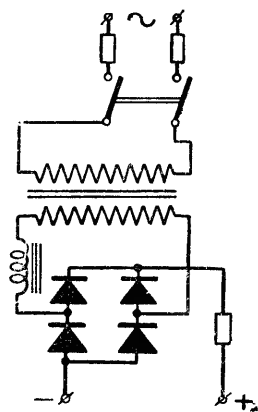
В ряде областей применения нормальные схемы получают те или иные изменения или дополнения либо заменяются специальными схемами. Осветим кратко основные схемы применения.

### а) Зарядка аккумуляторных батарей

Правильный режим проведения зарядки требует, чтобы схема обеспечивала возможность регулирования выпрямленного напряжения и тока.



Фиг. 2-44. Схема для зарядки аккумуляторных батарей с регулированием входного напряжения.

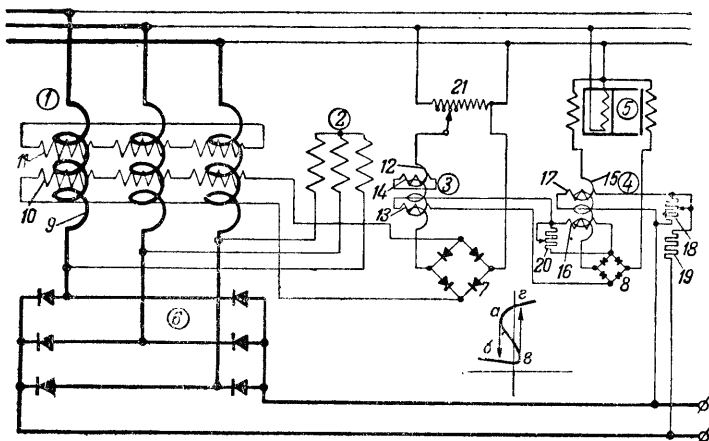


Фиг. 2-45. Схема для зарядки аккумуляторных батарей с предвключенным реактором.

Простейшее решение этого вопроса дает схема фиг. 2-44, в которой для регулирования предусмотрены дополнительные выводы на вторичной стороне трансформатора; эти выводы позволяют осуществить ручную регулировку напряжения. Другой способ регулирования выпрямленного напряжения (принятый для ряда типов нашими заводами) дает включение реактора насыщения (фиг. 2-45) или трансформатора

с магнитным шунтом, через который ответвляется часть потока, создаваемого первичной обмоткой трансформатора.

Изменяя положение шунта в магнитной системе, мы тем самым изменяем поток через шунт, а, следовательно, и поток, пронизывающий вторичную обмотку трансформатора. Недостатком этого способа является невозможность автоматического обеспечения оптимального режима проведения заряда, при котором без перегрева элементов батареи (максимум до-



Фиг. 2-46. Схема автоматической подзарядки аккумуляторов.

1 — главный реактор; 2 — реактор ограничения обратного напряжения; 3 — реактор промежуточного каскада; 4 — реактор каскада, работающего в релейном режиме; 5 — стабилизатор; 6 — 8 — вентильные мосты; 9 — 11 — обмотки главного реактора (переменного, и постоянного токов и успокоительная); 12 — 14 — обмотки промежуточного реактора (переменного и постоянного токов и успокоительная); 15 — 17 — обмотки реактора первого каскада (переменного тока, последовательная и параллельная); 18 — 20 — сопротивления; 21 — автотрансформатор.

пустимой температуры для кислотных батарей  $42^{\circ}\text{C}$ ) заряд можно было бы провести в кратчайший период (7—8 час.).

Оптимальный режим может быть достигнут, если заряд вести двумя ступенями: первую ступень при максимально допустимом по нагреву батареи током до начала газообразования (2,37 в для кислотных элементов), вторую ступень при пониженном токе до полного заряда элементов батареи.

Схема для автоматического проведения ступенчатого заряда, разработанная И. И. Ратгаузом и В. А. Белоусом [Л. II-14], приведена на фиг. 2-46. Здесь в цепь переменного тока, питающую по схеме Ларионова выпрямительное зарядное устройство, включен трехфазный реактор 1, индуктивность которого регулируется подмагничиванием его постоянным током через обмотку 10. Другая обмотка этого реактора 11 выпод-

няет вспомогательную роль успокоительной обмотки. Вспомогательную роль выполняет также реактор 2, предупреждающий появление высоких напряжений при отсутствии зарядного тока, которые могли бы вызвать пробой вентиляей.

Питание намагничивающей обмотки 10 главного реактора производится через двухкаскадный магнитный усилитель (описываемый ниже в п. «б»), один из каскадов которого (каскад 4) благодаря введенной в него с помощью обмотки 16 положительной обратной связи работает в релейном режиме.

Другая из обмоток подмагничивания этого каскада (обмотка 17) питается от цепи выпрямленного напряжения и создает м. д. с., действующую навстречу м. д. с. обратной связи.

При малых выходных напряжениях (меньших, чем это соответствует началу газообразования на аккумуляторных элементах) выходной ток каскада 4, питающий обмотку подмагничивания 13 каскада 3, достаточно велик. Поэтому мала индуктивность реактора 3, велик ток подмагничивания в обмотке 10 реактора 1, и индуктивность этого реактора мало ограничивает ток зарядки. Это соответствует 1-й ступени зарядки. Как только выходное напряжение (напряжение на аккумуляторной батарее) повышается до напряжения газообразования, ток в обмотке 17 возрастает настолько, что результирующая м. д. с. подмагничивания реактора 4, ослабляемая действием обратной связи, уменьшается до минимума. Это ведет к уменьшению до минимума тока намагничивания в обмотке 10 реактора 1, и ток зарядки заметно уменьшается.

Регулировочные реостаты 18 и 20 служат в схеме для установки режима на требуемый ток и напряжение зарядки.

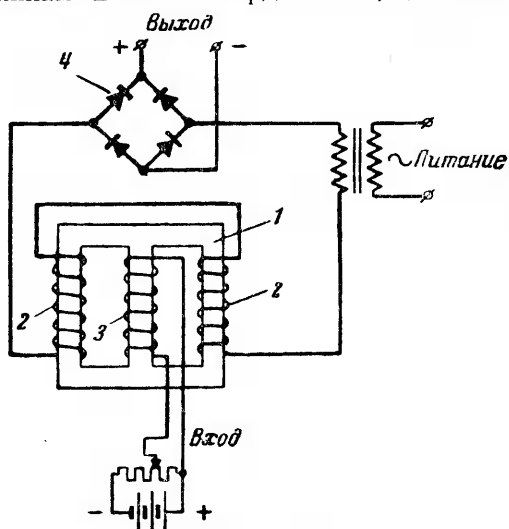
### б) Магнитный усилитель постоянного тока

Магнитный усилитель с полупроводниковыми вентилями нашел себе исключительно широкое применение в разного рода устройствах. Основным узлом его, как показано на схеме фиг. 2-47, является реактор со стальным сердечником, основная обмотка 2 которого включена в цепь переменного тока, а другая 3 подмагничивается постоянным током. Изменением тока подмагничивания изменяется индуктивность обмотки переменного тока, что дает возможность изменять ток в той цепи, в которую такая обмотка включена.

Принцип усиления здесь заключается в том, что управление значительной величиной тока в выходной цепи, где этот ток выпрямляется с помощью вентильного моста 4, достигается относительно малыми по величине токами намагничивания.

Магнитные системы реакторов могут иметь различные конструктивные исполнения, но наиболее ходовой конструкцией является показанная на фиг. 2-47,

Здесь с целью освобождения обмотки подмагничивания от появления в ней переменной э. д. с. эта обмотка посажена на средний сердечник трехсердцевой магнитной системы. Обмотки переменного тока 2, включенные последовательно (они могут быть включены и параллельно), сидят на крайних сердечниках. При усилении подмагничивания растет постоянный магнитный поток, разветвляющийся из среднего по двум крайним сердечникам. В том из сердечников, где постоянный и пе-



Фиг. 2-47. Схема магнитного усилителя постоянного тока.

1 — реактор; 2 — обмотки переменного тока; 3 — обмотка постоянного тока; 4 — вентильный мост.

ременный потоки в данный полупериод совпадают, имеет место насыщение и уменьшение индуктивности обмотки реактора, не компенсируемое увеличением индуктивности в обмотке, сидящей на втором сердечнике. В результате результирующая индуктивность катушек, введенных в цепь переменного тока, снижается, и ток в этой цепи нарастает.

Кривая зависимости тока на выходных зажимах от тока на входных зажимах магнитного усилителя повторяет в значительной мере кривую намагничивания стального сердечника.

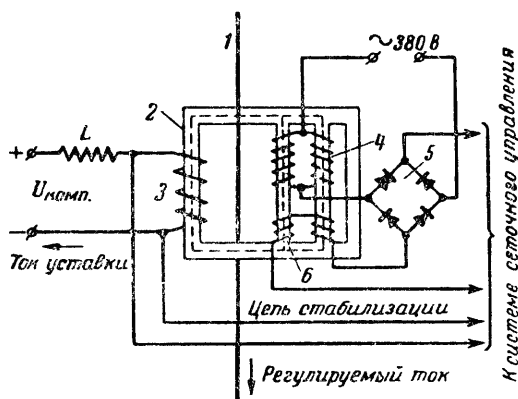
При работе на прямолинейном участке характеристики намагничивания коэффициент усиления (определяемый по отношению изменения выходного тока к изменениям входного тока) в зависимости от сорта стали и усиливаемой мощности может быть доведен до нескольких десятков.

При применении для сердечника пермаллоя (сплав никеля с железом) коэффициенты усиления на прямолинейной части

кривой намагничивания могут быть повышены до нескольких сот. В случае необходимости усилитель выполняется и многокаскадным.

### в) Бесконтактный быстродействующий регулятор тока

Развитием магнитного усилителя является разработанный автором книги совместно с инж. А. А. Саковичем [Л. II-13] быстродействующий бесконтактный регулятор тока (фиг. 2-48). Назначение регулятора поддерживать ток в шине 1 (рабочий ток), понижаяющей магнитную систему реактора 2, неизменным. Это обеспечивается балансом намагничивающих сил, создаваемых рабочим током (током в шине) и компенсирующей



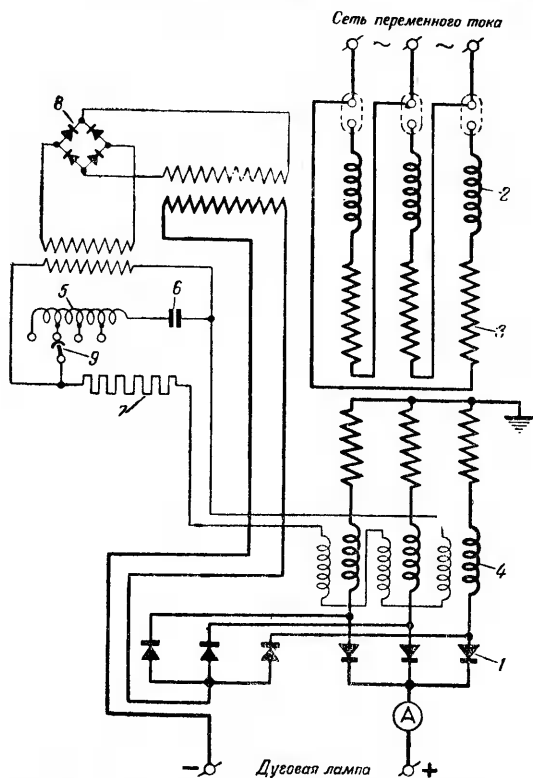
Фиг. 2-48. Схема бесконтактного регулятора постоянного тока.

- 1 — шина с рабочим током; 2 — магнитопровод регулятора;  
3 — компенсационная обмотка; 4 — обмотки переменного тока;  
5 — вентильный мост; 6 — обмотки обратной связи.

катушкой реактора 3, питаемой от вспомогательного источника постоянного напряжения  $U_{\text{комп.}}$ . При отступлении рабочего тока от заданного (тока установки) баланс магнито-движущих сил нарушается, в результате чего изменяется индуктивное сопротивление параллельных катушек 4, включенных последовательно с выпрямительным мостом 5. Это изменяет ток на выходе моста, управляющего органом регулирования устройства, в частности сеточной цепью ртутных вентилей. Два сердечника, несущие катушки 4, взяты для того, чтобы не допустить проникновения переменного тока в компенсирующую катушку 3, связанную с цепью постоянного тока. Дополнительные катушки положительной обратной связи 6 включены для повышения чувствительности регулятора, а цепь, параллельная катушке 3, служит для стабилизации работы регулятора.

### г) Стабилизатор тока

В тех устройствах, где требуется поддержать величину тока в определенных границах независимо от сопротивления приемника (дуга Петрова в прожекторах), может быть при-



Фиг. 2-49. Схема стабилизатора тока для ламп кинопроектора.

1 — главный вентильный мост; 2 — регулируемый реактор насыщения; 3 — трансформатор; 4 — феррорезонансный контур управления; 4 — последовательный реактор; 5 — насыщенный реактор; 6 — конденсатор; 7 — сопротивление; 8 — вентильный мост, питающий обмотки подмагничивания; 9 — переключатель ступеней феррорезонансного контура.

менен стабилизатор тока, разработанный В. Г. Комаром и Н. И. Сажиным [Л. II-15]. Схема его приведена на фиг. 2-49.

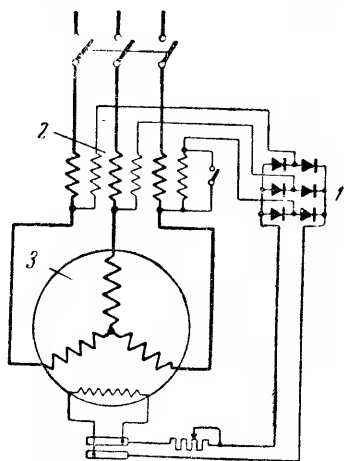
Выпрямительный мост 1 питается здесь через последовательный трансформатор 4, напряжение которого для повышения чувствительности передается через феррорезонансный контур вентильному мосту 8, питающему одну из обмоток подмагничивания реактора насыщения 2, выполняющего роль ста-

билизирующего элемента в схеме. Другая обмотка подмагничивания является обмоткой обратной связи. При изменении тока нагрузки вместе с изменением напряжения на зажимах трансформатора 4 меняется сопротивление феррорезонансного контура, в силу чего меняется ток в вентильном мосте 8, а следовательно, и в обмотке подмагничивания реактора 2. Это приводит к изменению сопротивления реактора и к восстановлению заданного значения тока в цепи нагрузки.

#### д) Самовозбуждение синхронных машин

Серьезной модернизацией системы возбуждения синхронных машин, проведенной по предложению и разработкам С. Б. Юдицкого [Л. II-11], явился перевод питания цепи возбуждения от самостоятельного возбудителя на самовозбуждение с использованием для выпрямления тока полупроводниковых вентилей. Один из вариантов схем соединения такого генератора приведен на фиг. 2-50.

Питание цепи возбуждения осуществляется здесь через трехфазный вентильный мост 1, вход которого присоединен через последовательные трансформаторы 2 к выходным зажимам статорной обмотки генератора 3. Этим обеспечивается требуемая форма внешней характеристики генератора. При напряжении машины больше 400 в питание вентильного моста производится через понижающий трансформатор, снабженный двумя первичными обмотками: одной параллельной, а другой последовательной. Вентильные столбы составляют с машиной одно конструктивное целое и размещаются под кожухом, рядом с полюсами возбуждения.



Фиг. 2-50. Схема генератора переменного тока с самовозбуждением.

1 — выпрямитель; 2 — последовательный трансформатор; 3 — генератор.

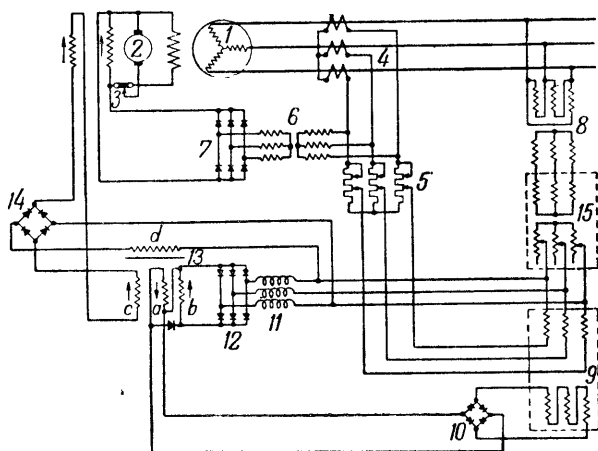
#### е) Компаундирование синхронных генераторов с корректировкой их напряжения

Дальнейшим развитием применения полупроводниковых выпрямителей для питания цепей возбуждения синхронных генераторов является разработанная В. Л. Иносовым и Л. В. Цукерником [Л. II-16] схема компаундирования синхрон-



ных генераторов с корректировкой их напряжения в необходимом направлении при нарушениях в сети (посадка частоты, нарушение устойчивости и т. д.), которую генераторы питают или с которой генераторы работают параллельно.

В варианте схемы, представленной на фиг. 2-51, возбудитель 2 синхронного генератора 1 имеет две обмотки возбуждения. Одна питается через трехфазный выпрямительный мост 7, присоединенный к трансформаторам тока 4 и устано-



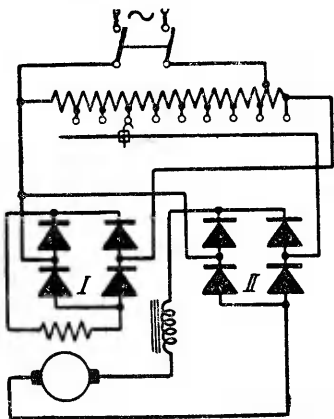
Фиг. 2-51. Схема компаундирования генератора переменного тока.

1 — генератор; 2 — возбудитель; 3 — реостат параллельного возбуждения; 4 — трансформаторы тока; 5 — установочное сопротивление; 6 — выпрямительный трансформатор; 8 — трансформатор напряжения; 9 — насыщенный трансформатор; 7, 10, 11 — ненасыщенный реактор; 13 — магнитный усилитель; 15 — установочный трансформатор; 12 — 14 — вентильные мосты.

вочному реостату 5. Этим достигается изменение возбуждения при изменении нагрузки генератора. Вторая обмотка возбуждения питается через вентильный мост 14 от магнитного усилителя 13. Последний имеет две обмотки подмагничивания *a* и *b*. Обмотка *a* получает ток через мост 12 и линейное звено цепи (реактор 11) от трансформатора напряжения 8, присоединенного к выходу генератора. Обмотка *b* получает ток через нелинейный элемент. При дифференциальном действии обмоток отклонение напряжения генератора от заданного уровня вызывает резкое изменение результирующего тока намагничивания усилителя 13, в результате чего ток возбуждения возбудителя сильно меняется. Чувствительность цепи возбуждения еще больше повышается благодаря положительной обратной связи (обмотка *b*). Таким регулятором удается добиться стабилизации напряжения до 1—2%.

### ж) Питание маломощных двигателей

В производственных цехах, где применяются в небольшом числе мелкие двигатели постоянного тока, можно избежать прокладки сети постоянного тока, если эти двигатели питать от сети переменного тока через полупроводниковые выпрямители. Одна из таких схем показана на фиг. 2-52. Здесь цепь якоря и цепь возбуждения питаются через отдельные выпрямительные группы от общего автотрансформатора. Зажимы на последнем позволяют производить независимую регулировку напряжения у якоря двигателя и у обмоток возбуждения его, освобождая тем самым схему от пускового реостата и шунтового регулятора. Такая схема питания может быть применена и для питания серводвигателей.



Фиг. 2-52. Схема питания маломощных двигателей постоянного тока.

### з) Питание электролизных ванн

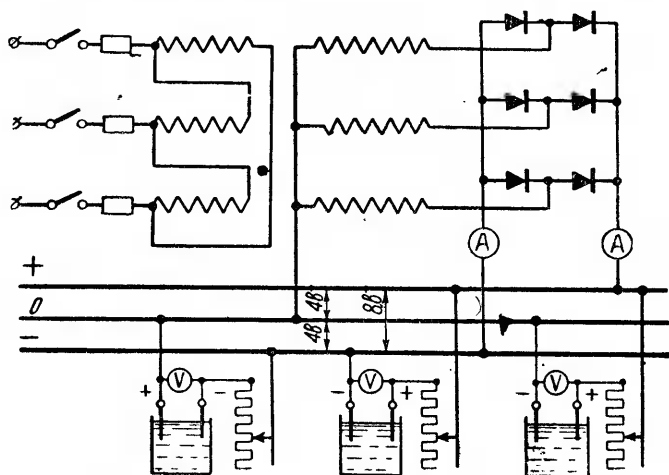
Из специальных схем выпрямления, применяемых для питания электролизных установок, представляет интерес схема (фиг. 2-53), совмещающая мостовую схему со схемой с нулевым выводом. Преимущество такой схемы заключается в том, что на стороне постоянного тока мы имеем два напряжения, позволяющие питать разные по типу электролитические ванны, например, ванны для никелировки, требующие 4—4,5 в выпрямленного напряжения, и ванны для электролитической очистки или хромирования, требующие 6—7 в выпрямленного напряжения.

При одинаковом токе нагрузки у ванн, присоединенных к нулевой и рабочей шинам, общий ток нагрузки распределяется поровну между всеми вентильными элементами схемы. Через нулевую шину проходит ток только при неравномерной нагрузке за счет разности токов ванн, присоединенных к разным шинам системы.

### и) Питание релейных схем

Простейшими вариантами таких схем являются схемы, показанные на фиг. 2-54. На фиг. 2-54,а показана схема реле постоянного тока, питаемого от цепи переменного тока через два вентиля. Каждый из них питает свою катушку реле, при-

чем обе катушки воздействуют на общий контакт реле. При одной полуволне напряжения ток проходит по одной из катушек, при другой полуволне — по второй катушке. Таким образом, реле готово к действию в любой момент появления перегрузки в цепи переменного тока.



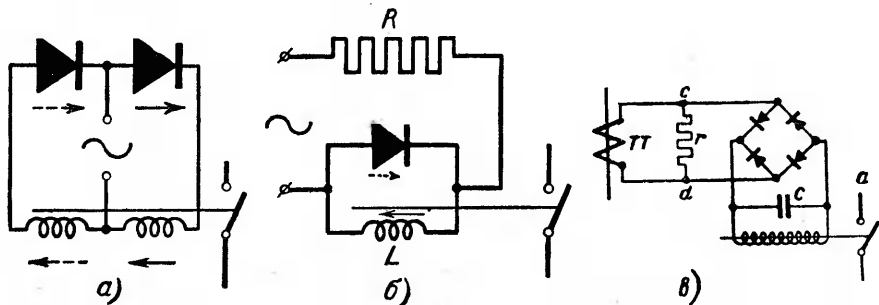
Фиг. 2-53. Схема питания электролизных ванн.

Реле на фиг. 2-54,б выполняет те же функции при одном выпрямительном элементе. Здесь при одной полуволне напряжения ток проходит непосредственно через катушку реле  $L$ . При другой полуволне ток, продолжая протекать по катушке в том же направлении, замыкается накоротко вентильным элементом. Для того чтобы ограничить ток через этот вентиль, в схему включается добавочное сопротивление. Реле может питаться и от трансформатора тока через вентильный мост, как показано на фиг. 2-54,в.

### к) Питание измерительных схем

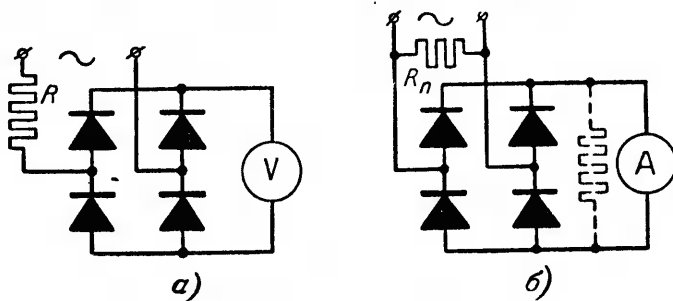
Применение чувствительных магнито-электрических приборов для измерения в цепях переменного тока дает в ряде случаев преимущества по сравнению с приборами переменного тока (электромагнитными, тепловыми, электродинамическими). Так, например, если в распределительных устройствах, удаленных от щитов управления, токи, получаемые от вторичных обмоток измерительных трансформаторов, вначале выпрямить при помощи полупроводниковых вентиляей, а затем выпрямленный ток передать по проводам значительно меньшего се-

чения к измерительным приборам магнитно-электрического типа, то мы получаем большую экономию на соединительной проводке и одновременно повышаем точность измерения.



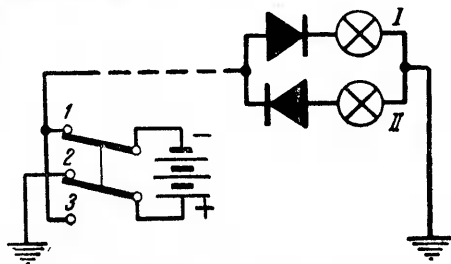
Фиг. 2-54. Схема питания реле постоянного тока от переменного напряжения.

а — с двумя вентилями; б — с одним вентилем; в — с трансформатором тока.



Фиг. 2-55. Схемы измерения приборами постоянного тока. а — переменного напряжения; б — тока.

Такие измерительные схемы показаны на фиг. 2-55. В схеме а измеряется напряжение, а в схеме б — ток. Разница в рассматриваемых вариантах схем заключается лишь в том, что дополнительное сопротивление в первой схеме включено последовательно с измерительным прибором, а во второй — параллельно.



Фиг. 2-56. Схема телеконтроля.

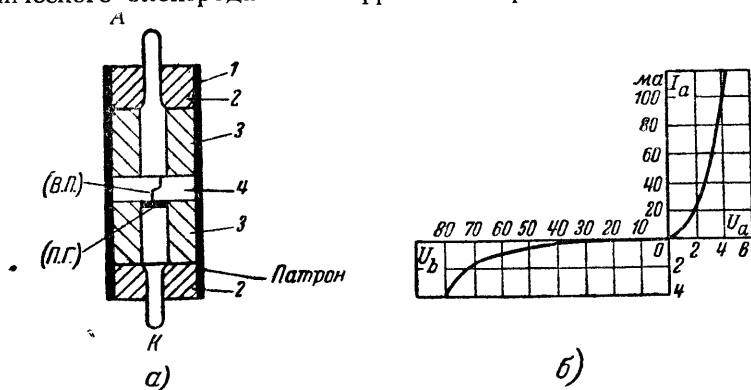
л) Схемы телеконтроля

На фиг. 2-56 показана одна из элементарных схем применения полупроводниковых вентиляей для телеконтроля.

В этой схеме лампами *I* и *II* контролируется положение переключателя (масляника) на пункте, удаленном от поста наблюдения. Благодаря вентилям связь между пунктами осуществляется только одним проводом. Из схемы видно, что при верхнем положении переключателя горит лампа *I*, а при нижнем — лампа *II*.

## 2-21. НОВЫЕ ТИПЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Спрос высокочастотной техники на вентиляльные устройства с малой собственной емкостью вызвал к жизни новый тип полупроводниковых вентиляей, в которых в качестве полупроводника выступает кремний или германий, а в качестве металлического электрода — вольфрамовая проволока.



Фиг. 2-57. Вентиль из германия.

а — устройство; б — вольтамперная характеристика.

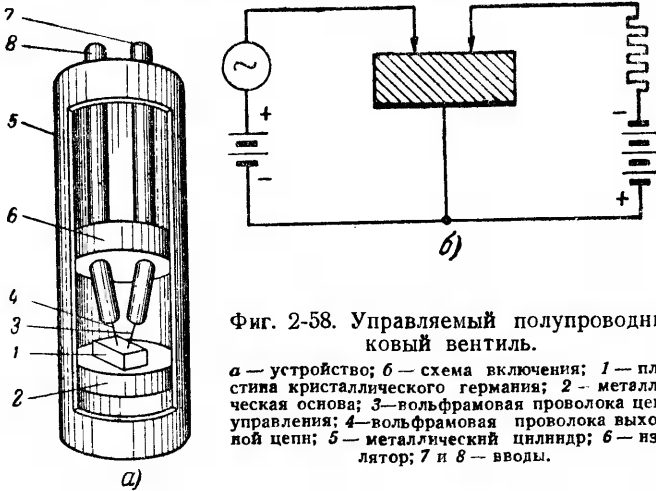
Схематическое устройство такого вентиля, выполняющего роль детектора (назначение и принцип действия которого описывается в § 3-17), показывает фиг. 2-57,а. Здесь вольфрамовая проволока (В. П.) длиной в 0,25 см и толщиной 75  $\mu$  касается одним концом квадратной пластинки германия (П. Г.), имеющей толщину 0,6 мм и размеры сторон квадрата 3 мм. Германий с примесью олова (для повышения электропроводности) представляет собой электронный полупроводник.

Поэтому пластинка германия является катодом, а вольфрамовая проволока — анодом. Вольтамперная характеристика такого вентиля приведена на фиг. 2-57,б. Характеристика показывает, что при прямых напряжениях (до 2 в) токи достигают 30 ма, а при обратных напряжениях до 50 в токи не превосходят 1 ма. Это обеспечивает высокие показатели в работе детектора, особенно если учесть, что емкость такого

детектора не превосходит 3 *нф*. Габариты такого детектора (металлическая обойма) не превосходят 15 мм в длину и 5 мм в поперечнике.

Металлические электроды детектора А и К изолированы от металлической обоймы 1 твердыми изоляторами 2 и 3, а вольфрамовая проволока погружена в пластичный диэлектрик 4.

Проведенные А. Л. Гореликом и О. В. Лосевым [Л. II-17] лабораторные исследования с полупроводниковыми вентилями показали, что ток в таких вентилях может быть изменен при заданном напряжении на основных электродах и переменном

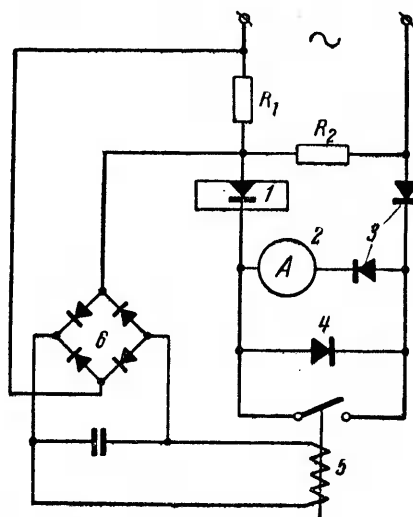


Фиг. 2-58. Управляемый полупроводниковый вентиль.

а — устройство; б — схема включения; 1 — пластинка кристаллического германия; 2 — металлическая основа; 3 — вольфрамовая проволока цепи управления; 4 — вольфрамовая проволока выходной цепи; 5 — металлический цилиндр; 6 — изолятор; 7 и 8 — вводы.

по величине напряжению на вспомогательном электроде. Это значит, что такие вентили становятся управляемыми и могут быть использованы в схемах усиления тока. Техническое воплощение эта идея получила в полупроводниковом вентиле из германия. Подводя к пластинке германия не одну вольфрамовую проволоку, а две (фиг. 2-58,а), очень близко расположенные между собой ( $\sim 0,05$  мм), и включая одну из проволок (управляющий электрод), как это показано на фиг. 2-58,б, на положительный (по отношению к пластинке германия) полюс напряжения смещения, а другую проволоку (выходной электрод — коллектор) на отрицательный полюс источника тока, можно, меняя ток в цепи управляющего электрода, вызвать изменение тока и в цепи выходного электрода. Это объясняется тем, что прямой ток управляющего электрода повышает концентрацию электронов в германии в прилегающей к проволоке области. Это влияет на величину тока в цепи выходного электрода. Смысл такого воздействия заключается в том, что изменение тока в цепи управляющего

электрода требует очень незначительных изменений напряжения (до 0,5 в), так как здесь проходит прямой ток, в то время как колебания тока в цепи выходного электрода, являющегося обратным током по отношению к этому электроду, создают значительные изменения напряжения (до 50 в). Такой управляемый полупроводниковый вентиль, прошедший



Фиг. 2-59. Схема измерения обратных токов полупроводникового вентиля. 1 — испытуемый вентиль; 2 — магнитоэлектрический прибор для измерения обратного тока; 3 — вентиль, пропускающие обратный ток к испытуемому вентилю; 4 — вентиль, шунтирующий измерительную цепь при прохождении прямого тока через испытуемый вентиль; 5 — реле защиты прибора от токов, возникающих при пробое вентиля; 6 — вентильный мост, питающий реле.

пока стадию лабораторной разработки, имеет много веских оснований к тому, чтобы получить достаточно широкое применение в устройствах радиотехнической и промышленной электроники, выполняя те же функции, что и управляемые сетками электронные лампы. Преимущества управляемого вентиля сводятся к малым габаритам, большому сроку службы, малой межэлектродной емкости и отсутствию потребности во вспомогательных цепях, как, например, цепь накала ламп. Его недостатки сводятся пока к относительно малым мощностям на выходе (около 25 мвт), относительно большому влиянию флюктуаций (шумов см. § 4-11) на работу вентиля и трудностью осуществления каскадных соединений.

## 2-22. ИСПЫТАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ

### а) Напряжение и ток в проводящем направлении

Измерение падения напряжения в проводящем направлении у полупроводниковых вентилях легче всего произвести на постоянном токе, осуществив подвод тока и измерение его непосредственно у рабочих поверхностей вентиляльного элемента. При этом должно быть обращено внимание на достижение хорошего контакта с рабочими поверхностями элементов. При измерении падения напряжения должен быть обеспечен надежный контакт токоподводящего зажима с полупроводником испытуемого элемента. Считаясь с большой зависимостью па-

дения напряжения от температуры, измерения необходимо производить при определенной постоянно поддерживаемой во время опыта температуре.

### б) Обратные токи

Для измерения обратных токов может быть применена схема, показанная на фиг. 2-59. Здесь цифрой 1 обозначен вентиль, в котором производится измерение обратного тока.

Обратный ток испытуемого вентиля проходит через вспомогательный вентиль 3 и измерительный прибор детекторного типа 2. Назначение вспомогательного вентиля 4 — исключить прохождение прямого тока через измерительный прибор. Реле 5, питаемое через вентиляльный мост, шунтирует измерительную цепь в том случае, когда в период измерения обратного тока происходит пробой (короткое замыкание) вентиля.

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЕНТИЛИ

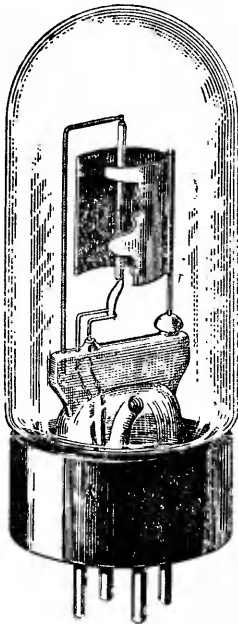
#### 3-1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Электронный вентиль (фиг. 3-1) представляет собой герметически закрытый стеклянный либо металлический баллон *Б*, в котором создан высокий вакуум (давление не превышает  $10^{-6}$  —  $10^{-7}$  мм рт. ст.), с введенными в него электродами: анодом *А* (в некоторых конструкциях два анода) и катодом *К*. Катод вентиля накаливается током от вспомогательного источника — аккумуляторной батареи (фиг. 3-2,а) либо трансформатора накала (фиг. 3-2,б), для того чтобы под действием высокой температуры он мог испускать электроны в окружающее его вакуумное пространство. Анод прибора принимает электроны, перемещающиеся к нему из вакуумного промежутка под действием электрического поля между анодом и катодом. При том высоком вакууме, который в данном вентиле создается, плотность оставшегося в баллоне разреженного газа настолько невелика, что электроны проходят от катода к аноду, почти не сталкиваясь с молекулами оставшегося газа. Электроны, проходящие от катода к аноду, создают ток в вентиле. Ток может проходить, когда потенциал анода положителен по отношению к катоду, так как при противоположной полярности электрическое поле анода тормозит электроны, и они по выходе из катода вновь к нему возвращаются.

В этом и заключаются вентильные свойства прибора — пропускать ток только в одном направлении. Если вентиль включить в цепь переменного напряжения (фиг. 3-2,б), то ток



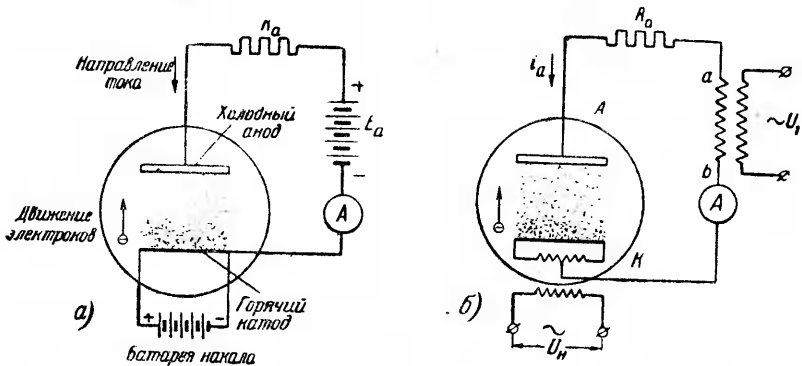
через вентиль проходит только в течение положительного полупериода напряжения. В течение отрицательного полупериода тока в цепи нет.



Фиг. 3-1. Электронный вентиль.

В силу того обстоятельства, что производство электронных вентилях началось на заводах, выпускавших ранее осветительные лампы накаливания, электронные вентили получили преемственное название электронных ламп. Это название, неправильное с точки зрения выполняемых прибором функций, тем не менее, сильно распространилось. Поэтому наряду с более точным термином «электронный вентиль» мы вынуждены пользоваться и установившимся термином — «электронные лампы».

Для конкретизации областей применения двухэлектродных вентилях (диодов), рассматриваемых в настоящей главе, их называют также «кеноотроном», когда вентиль используется в схема выпрямления тока, и «диодом», когда вентиль используется в схемах преобразования частоты (в качестве детектора).



Фиг. 3-2. Схема включения электронного вентиля на постоянное (а) и на переменное (б) анодные напряжения.

### 3-2. ВАКУУМ И СВОБОДНЫЙ ПРОБЕГ

Изучение количественных характеристик работы вентиля мы начнем с уточнения понятия вакуума, создаваемого в баллоне прибора. Степень достигнутого вакуума определяется

не абсолютным количеством оставшихся молекул газа в единице объема, так как даже при максимально достижимом в настоящее время разрежении  $10^{-7} - 10^{-8}$  мм рт. ст., число молекул в единице объема остается еще достаточно большим ( $10^8 - 10^9$  молекул в  $1 \text{ см}^3$ ), а средней длиной свободного пробега  $\lambda$ , под которой разумеется среднее расстояние, пробегаемое молекулой или электроном от одного столкновения до другого.

Согласно выводам кинетической теории газов средний свободный пробег атома (молекулы)  $\lambda_m$  в см может быть определен по формуле

$$\lambda_m = \frac{1}{4\sqrt{2} \pi r^2 n}; \quad (3-1)$$

здесь  $n$  — число атомов (молекул) в  $1 \text{ см}^3$ ;  
 $r$  — радиус атома (молекулы) в см.

Для электронов, если следовать той же теории, средний свободный пробег в  $4\sqrt{2}$  раз больше <sup>1</sup>.

Из формулы (3-1) следует, что средняя длина свободного пробега обратно пропорциональна плотности газа (или концентрации молекул в единице объема), следовательно, при заданной температуре газа обратно пропорциональна его давлению

$$\lambda = \frac{c}{p}; \quad (3-2)$$

здесь  $c$  — постоянная;  
 $p$  — давление газа.

Имея в виду, что при нормальных условиях ( $0^\circ \text{C}$  и  $760 \text{ мм}$  рт. ст.) число молекул в  $1 \text{ см}^3$  для любого газа  $n = 2,67 \times 10^{19}$  молекул/см<sup>3</sup> и что радиусы молекул составных частей воздуха примерно равны  $1,5 \times 10^{-8} \text{ см}$ , мы получаем, что свободный пробег для молекул воздуха при нормальных условиях весьма близок к величине  $1 \times 10^{-5} \text{ см}$ .

При других давлениях газа длина среднего свободного пробега может быть определена по формуле (3-2). Численные значения среднего свободного пробега для молекул воздуха приведены во второй строке табл. 3-1. В третьей строке той же таблицы даны свободные пробеги для электронов.

Достигнутый вакуум можно считать высоким, если свободный пробег намного больше расстояния между электродами. В таком высоковакуумном приборе электроны проходят, как мы уже говорили, от катода к аноду почти без столкновений с молекулами газа. Перенос тока от катода к аноду осуществ-

<sup>1</sup> Опытные исследования показали, что длина свободного пробега электрона в газе зависит от его скорости.

Таблица 3-1

**Средние свободные пробеги в воздухе**

Давление, мм рт. ст.	760	1	0,1	0,01	0,001	10 <sup>-5</sup>	10 <sup>-6</sup>
Свободный пробег молекул составных частей воздуха, см	1·10 <sup>-5</sup>	7,6·10 <sup>-3</sup>	7,6·10 <sup>-2</sup>	0,76	7,6	760	7 600
Свободный пробег электронов в воздухе, см	5,65·10 <sup>-5</sup>	4,3·10 <sup>-2</sup>	0,43	4,3	43,0	4 300	43 000

вляется в таком приборе только электронами, и прибор поэтому носит название электронного.

Если средний свободный пробег меньше (или не намного больше), расстояния между электродами, то часть электронов при прохождении от катода к аноду сталкивается с атомами (молекулами) газа, в результате чего в межэлектродном промежутке может иметь место процесс, называемый ионизацией газа (подробно ионизация рассматривается во второй части данного учебного руководства).

В результате ионизации кроме электронов в приборе появляются ионы. Последние также участвуют в токе через прибор. Это другой тип вакуумных приборов, носящий название ионных приборов. Отнесение приборов к группе высоковакуумных электронных либо к группе вакуумных ионных приборов зависит, таким образом, от отношения среднего свободного пробега к расстоянию между электродами. Так, например, если расстояние между электродами равно нескольким сантиметрам, а разрежение газа достигает 10<sup>-5</sup>—10<sup>-6</sup> мм рт. ст., при котором  $\lambda_e$  достигает нескольких тысяч сантиметров, прибор работает как высоковакуумный электронный, а при давлении газа 10<sup>-2</sup>—10<sup>-3</sup> мм рт. ст., когда  $\lambda$  меняется от сантиметра до десятков сантиметров, прибор работает как ионный (газоразрядный).

### 3-3. ТЕПЛОВЫЕ СКОРОСТИ МОЛЕКУЛ В ГАЗЕ. ФУНКЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАКСВЕЛЛА

Мы касались вопроса о среднем свободном пробеге электронов среди молекул газа. Для количественной характеристики процессов, вызываемых движением электронов, важны также и скорости их. В первую очередь нас интересует ско-

рость, с которой электроны, покидая накаленный катод, вступают в вакуумный промежуток.

Законы, управляющие распределением скоростей электронов в металле, когда электроны находятся в сфере действия поля кристаллов, отличны от законов, определяющих скорости перемещения электронов в газе.

Исторически, однако, сложилось так, что эти закономерности вначале отождествлялись, и потому ряд законов и, в частности, закон, дающий возможность определить количество и скорость выхода электронов из металла (интенсивность термоэлектронной эмиссии), строился в предположении, что скорости электронов в металле подчиняются тем же статистическим законам, что атомы (молекулы) газа при их тепловом движении. Применительно к такой трактовке закона были экспериментально найдены константы, и ныне используемые в расчете тока эмиссии. Поэтому, прежде чем перейти к непосредственному рассмотрению законов термоэлектронной эмиссии, мы предварительно ознакомимся с функцией распределения скоростей молекул при их тепловом движении в газе.

В силу непрерывных столкновений и обменов энергиями атомы (молекулы) газа имеют самые различные скорости, начиная от очень малых и кончая очень большими. При этом скорости атомов (молекул) не распределяются равномерно между отдельными группами молекул из содержащихся в единице объема, а это распределение соответствует графику, приведенному на фиг. 3-3 и определяемому уравнением Максвелла

$$\frac{dn}{n_0} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{c^2}{c_0^2} e^{-\frac{c^2}{c_0^2}} \frac{dc}{c_0} = F \frac{dc}{c_0}; \quad (3-3)$$

здесь  $n_0$  — концентрация молекул в единице объема;

$dn$  — абсолютное число, а

$\frac{dn}{n_0}$  — относительное число атомов (молекул), обладающих скоростью, лежащей в диапазоне от  $c$  до  $c + dc$ ;

$c_0$  — скорость, которой обладает наиболее многочисленная группа из содержащихся в единице объема, и называемая поэтому наивероятнейшей;

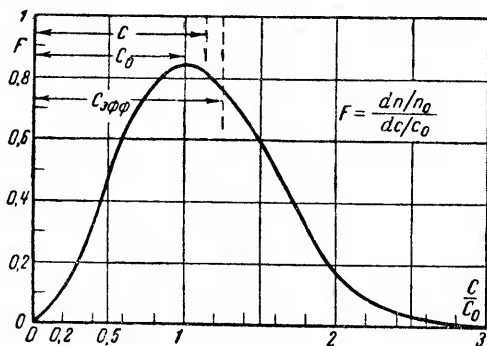
$c$  — рассматриваемая скорость;

$dc$  — абсолютный и

$\frac{dc}{c_0}$  — относительный диапазон изменения рассматриваемой скорости в долях от наивероятнейшей.

На оси абсцисс графика отложена относительная величина скорости  $\frac{c}{c_0}$ , а на оси ординат отложена функция  $F$ , входящая в качестве множителя в функцию (3-3) и связывающая  $\frac{dn}{n_0}$  с  $\frac{dc}{c_0}$ .

Множитель  $F$  характеризует вероятность процесса и носит название функции распределения Максвелла.



Фиг. 3-3. Функция распределения молекул в газе в зависимости от относительной скорости их.

Функция вероятности и подчиняющийся ей ход графика на фиг. 3-3 универсальны в том смысле, что они применимы к любому газу, находящемуся при любом давлении  $p$  и температуре  $T$ .

Переход от относительных к абсолютным величинам скорости для данного конкретного газа и заданной температуры его легко совершить, поскольку  $c_0$  связано с  $T$  простым уравнением

$$\frac{mc_0^2}{2} = kT, \quad (3-4)$$

откуда

$$c_0 = \sqrt{\frac{2kT}{m}}; \quad (3-5)$$

здесь  $k$  — постоянная Больцмана;  
 $m$  — масса молекулы (атома).

Для азота, например, у которого молекулярный вес  $M = 28$  и при  $T = 20^\circ \text{C} = 293^\circ \text{K}$ ,  $c_0 = 412 \text{ м/сек}$ . Когда температура газа меняется от  $T_1$  к более высокой  $T_2$ , кривая распределения, построенная в функции абсолютных значений скорости  $c$ , смещается вправо (фиг. 3-4). При этом за счет уменьшения числа атомов (молекул), имеющих меньшую

скорость, возрастает число атомов (молекул), имеющих большую скорость. При относительных величинах скоростей и долей молекул на осях координат, как на фиг. 3-3, кривая остается неизменной при любом изменении температуры.

Кроме наивероятнейшей скорости  $c_0$  на кривой фиг. 3-3 отмечены еще две скорости:

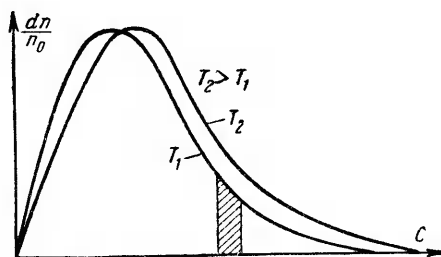
1) среднеквадратичная, характеризующая непосредственно температуру газа

$$c_{эфф} = \sqrt{\frac{3kT}{m}}; \quad (3-6)$$

2) среднеарифметическая, получаемая в результате усреднения с учетом функции распределения Максвелла

$$c = \sqrt{\frac{8kT}{\pi m}}. \quad (3-7)$$

Для любого произвольно выбранного интервала скорости можно найти соответствующую ему долю молекул. Эта доля определяется площадью, ограниченной кривой и двумя ординатами, соответствующими начальному и конечному значениям выбранного интервала скорости (заштрихованная площадка на фиг. 3-4). Так, например,



Фиг. 3-4. Функция распределения при двух различных температурах.

для воздуха при  $27^\circ \text{C} = 300^\circ \text{K}$  процентное распределение долей молекул по интервалам скорости в  $100 \text{ м/сек}$  приведено в табл. 3-2.

Таблица 3-2

Интервалы скорости, м/сек . . . . .	0—100	100—200	200—300	300—400	400—500	500—600	600—700	выше 700
Число молекул в%, имеющих данную скорость . . . . .	1	8	15	20	21	17	10	8

Скорости молекул в пространстве имеют различные направления. Все направления равновероятны (движение хаотическое), если в газе отсутствуют направленные потоки газа. В этом случае составляющие скорости, определяемые проекциями вектора скорости по трем осям координат, одинаковы ( $v = u = w$ ), и поэтому

$$\bar{c}^2 = \bar{v}^2 + \bar{u}^2 + \bar{w}^2. \quad (3-8)$$

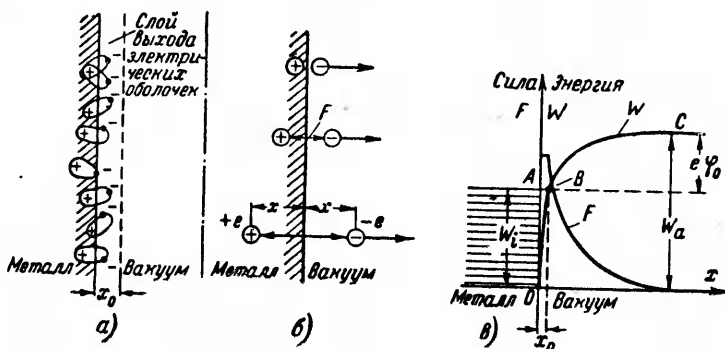
Для каждой составляющей скорости, например для скорости  $v$ , функция распределения Максвелла получает более простой вид:

$$dn = \frac{1}{\pi} n_0 e^{-\frac{v^2}{v_0^2}} dv; \quad (3-9)$$

здесь  $v_0$  — наивероятнейшая скорость.

В (3-9) отсутствует множитель  $\frac{v^2}{v_0^2}$ .

Если для электронов, перемещающихся в газе, мы также принимаем максвелловское распределение скоростей, то, пользуясь формулой (3-9), можно подсчитать, сколько электронов  $n_{ev}$  пройдет через  $1 \text{ см}^2$  поверхности в секунду в данном направлении.



Фиг. 3-5. Поля у поверхности металла в вакууме.

а — электронная оболочка у поверхности металла; б — распределение зарядов при расчете сил по методу зеркальных изображений; в — изменение силы притяжения электронов  $F$  и изменение энергии по мере удаления электрона от поверхности металла.

В течение рассматриваемой секунды через площадку в  $1 \text{ см}^2$  пройдут все электроны, расположенные между ней и плоскостью, отдаленной от площадки на расстояние, численно равное  $v$ , считая расстояние по нормали к площадке. Поэтому, умножая левую и правую части (3-9) на  $v$  и интегрируя в пределах от нуля до бесконечности, мы находим:

$$n_{ev} = \frac{n_e v}{4}; \quad (3-10)$$

здесь  $n_e$  — концентрация электронов в единице объема.

Если через площадку в  $1 \text{ см}^2$  в силу тех или иных физических условий способны пройти не все электроны, а

только те из них, у которых скорость не меньше заданной величины  $v_{мин}$ , то при вычислении  $n_{ev}$  надо в качестве нижнего предела при интегрировании брать не нуль, а  $v_{мин}$ . Это дает:

$$n_{ev} = \frac{n_e v}{2\sqrt{\pi}} e^{-\frac{v^2_{мин}}{v_0^2}}; \quad (3-11)$$

здесь  $v$  — средняя скорость электрона;  
 $v_0$  — наивероятнейшая скорость.

### 3-4. ЭНЕРГИЯ ЭЛЕКТРОНОВ В МЕТАЛЛЕ, ПОТЕНЦИАЛЬНЫЙ БАРЬЕР НА ПОВЕРХНОСТИ МЕТАЛЛА

При температуре абсолютного нуля электроны, как об этом говорилось в гл. 2, заполняют в металле весь нижний спектр энергетических уровней, называемый заполненной зоной (фиг. 2-8,а).

Наибольшую энергию  $W_i$  имеют электроны верхних уровней заполненной зоны. С повышением температуры выше абсолютного нуля какое-то количество электронов получает энергию выше, чем  $W_i$ .

Электроны, получившие энергию больше, чем  $W_i$ , переходят из заполненной зоны в зону уровней возбуждения. Такие электроны могут свободно перемещаться внутри кристалла, участвуя в токе проводимости. Свобода перемещения внутри металла не означает, однако, того, что электрон может свободно покинуть металл. Этому мешают существующие и дополнительно появляющиеся в процессе ухода электрона из металла электрические силы, на поверхности металла.

Поверхностные силы, как показали в своих исследованиях Я. И. Френкель и И. Е. Тамм, обусловлены наличием двойного электрического слоя на поверхности металла (фиг. 3-5,а), создаваемого выступающими электронными оболочками поверхностного слоя атомов. Поле такого слоя является тормозящим для электронов, так как отрицательные заряды расположены у наружной поверхности слоя, а положительные заряды у внутренней поверхности слоя, обращенного к внутреннему объему металла. Силы, возникающие при уходе электронов, обусловлены тем, что, покидая металл, электроны лишают его отрицательного заряда, что эквивалентно введению в металл положительного заряда. Силы взаимодействия с таким эквивалентным зарядом могут быть найдены по закону Кулона в предположении, что эквивалентный положительный заряд расположен на таком же расстоянии от по-



верхности внутри металла (фиг. 3-5,б), на которую удален от поверхности металла уходящий от него электрон (расчет по методу электрического изображения). Рассчитанные таким образом силы электрического изображения характеризуются кривой  $F$  на фиг. 3-5,в, а энергия, которую при этом затрачивает электрон, чтобы, действуя против силы поля, уйти на расстояние  $x$  от поверхности, определяется интегралом

$$W_0 = \int_0^x F dx. \quad (3-12)$$

При преодолении тормозящего действия сил двойного слоя и сил электрического изображения электрон теряет частично или полностью свою кинетическую энергию, но потенциальная энергия его растет. Рост потенциальной энергии, определяемой по потенциалу пространства, где электрон находится, характеризуется кривой  $W$  на фиг. 3-6 (для перехода от энергии к потенциалам надо  $W$ , исчисляемую в электрон-вольтах, разделить на заряд электрона  $e$ ).

Вначале в небольшой толщине двойного слоя  $x_0$  потенциал  $\frac{W_a}{e}$  нарастает по круто поднимающейся от нуля кривой (нулевой отсчет здесь условный, как и для энергетического спектра в металле), а затем потенциал, характеризующий преодоление электроном электрических сил изображения нарастает более медленно. Превышение максимума верхнего уровня кривой потенциалов  $\frac{W_a}{e}$  над  $\frac{W_i}{e}$  носит название потенциального барьера. Последний определяет тот минимум добавочной энергии (отнесенной к заряду электрона), который должен получить электрон, чтобы, преодолевая противодействие всех сил, удерживающих электрон внутри металла, уйти с верхних уровней заполненной зоны за пределы металла. Эта энергия носит название работы выхода. Работа выхода измеряется в электрон-вольтах и численно равна высоте потенциального барьера, измеряемого в вольтах,

$$e\varphi_0 = W_a - W_i. \quad (3-13)$$

Значения  $\varphi_0$  для ряда интересующих нас металлов, найденные опытным путем, приведены в табл. 3-3.

Приведенные в табл. 3-3 значения относятся к совершенно чистым металлам. При малейшем загрязнении или плохом обезгаживании металла работа выхода может заметно измениться (§ 3-6).

Таблица 3-3

Значение  $\varphi_0$  для металлов и графита

Металл	Работа выхода в электрон-вольтах
Никель . . . . .	4,30
Железо . . . . .	4,77
Вольфрам . . . . .	4,52
Ртуть . . . . .	4,52
Молибден . . . . .	4,41
Графит . . . . .	4,4
Тантал . . . . .	4,07
Торий . . . . .	3,35
Стронций . . . . .	2,6
Кальций . . . . .	2,24
Барий . . . . .	2,11
Цезий . . . . .	1,81

## 3-5. ТЕРМОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Добавочную энергию (равную работе выхода), которую должны приобрести электроны, чтобы быть в состоянии покинуть металл, они могут получить различными путями, а именно: 1) через нагрев металла (термоэлектронная эмиссия); 2) через бомбардировку поверхности металла внешними электронами (вторичная эмиссия) либо ионами; 3) при проникновении в металл квантов лучистой энергии (фотоэлектронная эмиссия); 4) через воздействие на поверхность металла сильным электрическим полем (холодная или автоэлектронная эмиссия).

Здесь мы рассмотрим основные закономерности термоэлектронной эмиссии.

Выделим на поверхности металла, испускающего электроны в вакуум (фиг. 3-6,а), площадку в  $1 \text{ см}^2$ . Та часть из хаотически перемещающихся электронов в металле, которая подходит к рассматриваемой площадке с энергией, не меньшей работы выхода  $e\varphi$ , частично или полностью участвует в электронной эмиссии, в зависимости от того, имеет ли место отражение части электронов (из способных по запасу энергии к выходу) от поверхности внутрь металла, либо таких отражений нет.

Так как вероятность выхода без отражений  $D$  является функцией скорости электронов, то, усредняя вероятность выхода  $D$ , можно определить общее количество электронов, выходящих в единицу времени с  $1 \text{ см}^2$ , т. е. плотность эмиссионного тока из интеграла:

$$j_e = e\bar{D} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{U_{\min}}^{+\infty} 1 \cdot u f(u, v, w) du dv dw. \quad (3-14)$$

Здесь  $u$ ,  $v$  и  $w$  составляющие скорости  $c$  по осям  $X$ ,  $Y$  и  $Z$  в координатной системе с осью  $X$ , направленной нормально к площадке (фиг. 3-6,а).

Величина  $1 \cdot u$  под знаком интеграла определяет объем цилиндра (фиг. 3-6,а), в котором все электроны, имеющие

положительные составляющие скорости  $u$  вдоль оси  $X$  больше чем

$$U_{\min} = \frac{2e\varphi}{m}, \quad (3-15)$$

выйдут из металла, если нет отражения.

Пределы интеграла по  $u$  взяты поэтому от  $U_{\min}$  до  $\infty$ . У других интегралов взяты от  $-\infty$  до  $+\infty$ , поскольку все значения составляющих скоростей  $v$  и  $w$  будут участвовать в эмиссии, если электроны, к которым эти составляющие скоростей относятся, обладают  $u > u_{\min}$ .

Функция распределения электронов по энергиям (скоростям) внутри металла, согласно статистике, предложенной Ферми, определяется из уравнения

$$f(u, v, w) = 2 \frac{m^3}{h^3} \cdot \frac{1}{1 + e^{\frac{\epsilon - W_0}{kT}}} \quad (3-16)$$

Здесь:

- $m$  — масса электрона ( $m = 9,1 \cdot 10^{-28}$  г);
- $e$  — заряд ( $e = 4 \cdot 10^{-10}$  CGSE);
- $k$  — постоянная Больцмана ( $k = 1,38 \cdot 10^{-16}$  эрг/град);
- $h$  — постоянная Планка ( $h = 6,6 \cdot 10^{-27}$  эрг/сек);
- $W_0$  — ширина заполненной зоны при  $0^\circ \text{K}$  (у металлов  $W_0 \approx 6$  электронвольт. 1 электронвольт =  $1,6 \cdot 10^{-12}$  эрг);
- $\epsilon$  — фактическая энергия электронов, связанная с составляющими скорости равенством

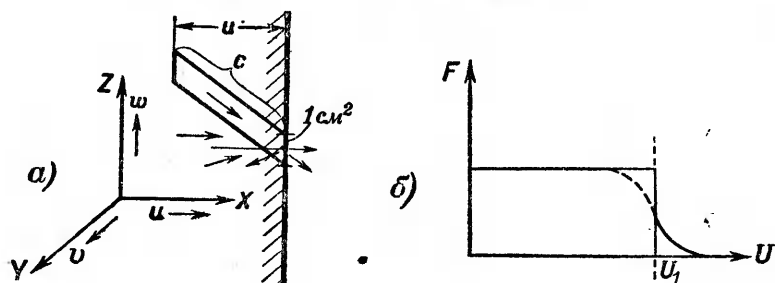
$$\epsilon = \frac{m(u^2 + v^2 + w^2)}{2}. \quad (3-17)$$

Функция распределения характеризуется графиком, приведенным на фиг. 3-6,б. При температуре абсолютного нуля функция распределения сохраняет постоянное значение  $\frac{m^3}{h^3}$ , как это следует из (3-16) при  $\epsilon = W_0$ , а при температурах выше нуля она определяется пунктирным участком кривой.

Подставляя значение  $\epsilon$  из (3-17) в (3-16) и последнее в (3-14), мы после интегрирования [Л. III-3] находим

$$j_e = \frac{4\pi m e k^3}{h^3} \overline{DT}^2 e^{-\frac{W_0 - W_0}{kT}} = 119 \overline{DT}^2 e^{-\frac{\epsilon \varphi}{kT}}. \quad (3-18)$$

Зависимость величины плотности тока электронной эмиссии впервые вывел Ричардсон, который рассматривал движение электронов в металле, как «электронный газ», и пользовался для определения числа электронов, покидающих металл,



Фиг. 3-6. Движение электронов к поверхности металла (а) и функция распределения скорости электронов в металле (б).

уравнением (3-11), вытекающим из функции распределения Максвелла. Полученное Ричардсоном первое уравнение

$$j_e = aT^{1/2} e^{-\frac{b}{T}} \tag{3-19}$$

было им впоследствии, а затем и Дешманом, рассматривавшим эмиссию электронов как процесс их испарения с поверхности металла, уточнено в виде:

$$j_e = AT^2 e^{-\frac{b_0}{T}}; \tag{3-20}$$

здесь  $j_e$  — плотность тока в  $a/cm^2$ ;

$T$  — температура металла в  $^{\circ}K$ ;

$A$  — постоянная, экспериментальные значения которой приведены в табл. 3-4;

$b_0 = \frac{e}{k} \varphi_0 = 11\,600 \varphi$  [ $^{\circ}K$ ] — вторая постоянная, пропорциональная работе выхода  $\varphi_0$  (при абсолютном нуле температуры).

Для отдельных металлов (вольфрам) в табл. 3-4 приведены

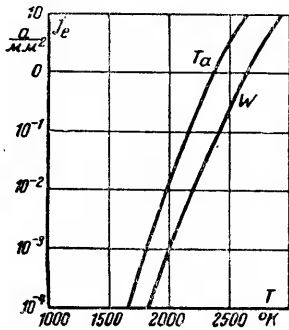
Таблица 3-4

Значение констант  $A$  и  $b$  в формуле (3-20)

Металл	$A, a/cm^2$ [ $^{\circ}K$ ] <sup>2</sup>	$b$ $^{\circ}K$
Вольфрам . . . . .	60—212	52 400
Молибден . . . . .	51— 75	48 100
Тантал . . . . .	60	47 500
Торий . . . . .	70	39 200
Барий . . . . .	60	24 500
Цезий . . . . .	162	2 100

те граничные значения, которые вычислены по результатам экспериментальных измерений разными авторами.

Так как постоянная  $A$  в формуле (3-20) соответствует в квантово-статистической формуле (3-18) произведению  $119 \bar{D}$ , то значения  $A$ , меньшие 119, легко объяснить тем, что величина  $\bar{D}$  всегда меньше единицы. Значение  $A$  больше 119 объясняют тем, что работа выхода  $\varphi$  у данного металла не остается величиной постоянной, а меняется с изменением его температуры. При учете такого изменения в (3-18) надо ввести еще один числовой коэффициент, значение которого может достигнуть 2—3 и выше.



Фиг. 3-7. Зависимости удельных эмиссий у вольфрама и тантала от температуры.

Хотя зависимости для плотности тока эмиссии (3-18) и (3-20) выведены, исходя из совершенно различных статических законов, тем не менее расчетные соотношения, ими даваемые, мало отличаются друг от друга. Объясняется это тем, что при тех высоких температурах металла, которые требуются для термоэмиссии, функция распределения скоростей, определяемая пунктирной кривой на фиг. 3-б,б, мало отличается от спадающего к нулю участка в кривой Максвелла. Поэтому и в

настоящее время в практических расчетах плотности тока термоэлектронной эмиссии продолжают пользоваться формулой (3-20), для которой полученные опытным путем константы приведены в табл. 3-4.

Анализируя формулу (3-20), можно видеть, что влияние константы  $A$  и множителя  $T^2$  на величину плотности тока значительно меньше, чем влияние экспоненциального множителя с показателем степени  $b_0 = 11\,600 \varphi_0$ .

Поэтому у двух металлов при одинаковой температуре нагрева плотность тока будет больше у того, у которого  $b_0$  меньше, несмотря на то, что  $A$  у него может быть также меньше.

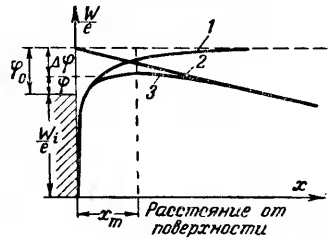
Пример этому дают удельные эмиссии с тантала и вольфрама, кривые для которых в функции температуры представлены на фиг. 3-7. Так, при температуре  $2000^\circ \text{K}$  удельная эмиссия с тантала на порядок величины превосходит эмиссию с вольфрама, несмотря на то, что значение  $A$  у тантала лежит ближе к нижней границе значений  $A$  из приведенных для вольфрама.

Верхняя граница допускаемых температур для катодов определяется обычно температурой испарения эмиттирующего металла.

Нагрев катода, как указывалось, производится электрическим током, проходящим через катод от независимого источника питания. Регулируя ток накала  $I_n$ , мы тем самым регулируем температуру накала и, следовательно, ток эмиссии.

### 3-6. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНЕГО ПОЛЯ У КАТОДА НА РАБОТУ ВЫХОДА. ЭМИССИЯ С АКТИВИРОВАННЫХ ПОВЕРХНОСТЕЙ. АКТИВИРОВАННЫЕ И ОКСИДНЫЕ КАТОДЫ

Если на поверхность катода действует внешнее поле в таком направлении, что оно облегчает выход электронов из катода, то потенциальный барьер видоизменяется. Такое видоизменение при воздействии на поверхность катода однородным полем напряженности  $E$  иллюстрирует фиг. 3-8. Потенциальный барьер без учета действия внешнего поля определяется здесь кривой 1. Прямая 2 определяет ход потенциала внешнего поля, а кривая 3 является результирующей кривой потенциала. При абсциссе  $x_m$ , соответствующей точке пересечения кривой 1 с прямой 2, силы зеркального изображения уравновешиваются силами внешнего поля.



Фиг. 3-8. Изменение хода кривой потенциала под воздействием внешнего поля.

Определяя из этого условия  $x_m$  и затем падение потенциала от внешнего поля в точке  $x_m$

$$\Delta\varphi = E x_m, \quad (3-21)$$

Шоттки нашел, что снижение работы выхода, обусловленное действием внешнего поля (известное под названием эффекта поля), равно в электронвольтах

$$\Delta\varphi = (eE)^{1/2}. \quad (3-22)$$

Результирующая работа выхода в этом случае

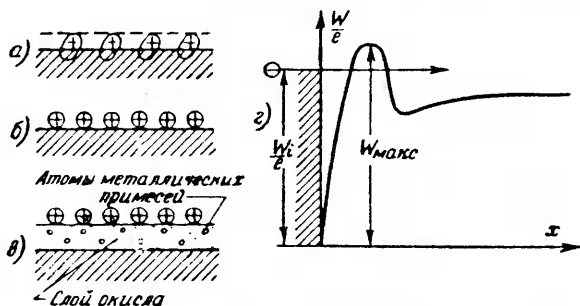
$$\varphi = \varphi_0 - \Delta\varphi = \varphi_0 - (eE)^{1/2}. \quad (3-23)$$

При учете такой работы выхода плотность тока эмиссии определяется из уравнения

$$j_e = AT^2 e^{-\frac{e(\varphi_0 - \Delta\varphi)}{kT}}. \quad (3-24)$$

Влияние  $\Delta\varphi$  относительно невелико у чистых металлов, у которых численное значение  $\varphi_0$  достаточно велико (4—5 в).

Заметное уменьшение работы выхода можно получить, покрывая поверхность металла тонким одномолекулярным слоем другого электроположительного металла. Атомы или молекулы такого металла обладают свойством образования диполей на поверхности основного металла с положительным зарядом наружу, как это схематически показано на фиг. 3-9,а. Адсорбированные атомы электроположительного металла отдают один из валентных электронов основному металлу или в вакуумный промежуток, образуя поверхностный слой ионов,



Фиг. 3-9. Заряды на поверхности активированного и оксидного катодов.

а — диполи на поверхности металла; б — ионы на поверхности металла; в — ионы либо диполи на поверхности оксидного слоя; г — форма потенциального барьера.

как это схематически показано на фиг. 3-9,б. В силу этого слой диполей или ионов очень тонок, напряженность поля, им создаваемого, велика, и действие такого поля на уменьшение работы выхода значительно. Так, например, если вольфрам покрыт одноатомным слоем тория, то работа выхода у торированного вольфрама понижается до 2,63 в против 4,52 в у чистого вольфрама. При покрытии вольфрама одноатомной пленкой бария работа выхода понижается с 4,52 до 1,44 в.

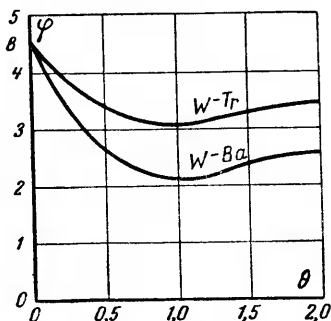
Катоды, изготовленные из одного металла (вольфрам, молибден, никель), покрытого одноатомной пленкой другого металла, носят название активированных, причем основной металл носит название подкладки, а слой электроположительного металла — активного слоя.

Степень уменьшения работы выхода у активированных катодов, как показали исследования П. И. Лукирского, С. А. Векшинского и Л. И. Добрецова, зависит как от металлов подкладки и активного слоя, так и от степени покрытия.

Ход такой зависимости для двух названных выше покрытий иллюстрируют кривые на фиг. 3-10. На оси абсцисс фигуры отложена величина  $\theta$ , определяющая степень покрытия ядра активатором. Значения больше единицы соответствуют

переходу одноатомного покрытия в двухатомное. Величины на оси ординат дают работу выхода. Как видно из хода кривых, минимум работы выхода мы получаем при одноатомном покрытии. Еще большее снижение работы выхода дают катоды, схематически изображенные на фиг. 3-9, в. Здесь основной металл — керн — покрыт слоем полупроводника, образованного смесью окислов щелочно-земельных металлов бария и стронция (двухкомпонентная смесь), либо бария, стронция и кальция (трехкомпонентная смесь) с вкрапленными в них атомами чистого металла (бария, стронция). Такой полупроводник дает меньшую работу выхода в связи с переходом его электронов в зону проводимости с локальных уровней, расположенных выше уровней заполненной зоны в металле (фиг. 2-8, в и г). Кроме того, работа выхода из полупроводника снижается благодаря активному слою, образуемому на поверхности полупроводника диполями или ионами бария или стронция.

Численные значения работы выхода у таких катодов, получивших название оксидных, приведены вместе с константой  $A$ , необходимой для вычисления тока эмиссии по (3-20) в табл. 3-5.



Фиг. 3-10. Изменение работы выхода в зависимости от степени покрытия поверхности слоем активатора ( $\theta = 1,0$  соответствует покрытию всей поверхности одноатомным слоем активатора).

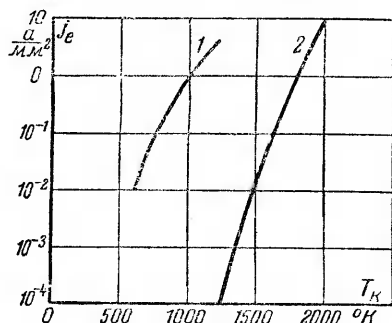
Таблица 3-5

**Значение константы  $A$  и работы выхода у активированных и оксидных катодов**

Тип катода	Значения $A$ , $\frac{a}{\text{с.м}^2 (\text{°К})^2}$	Работа выхода $\varphi$ , в
Торий на вольфраме . . . . .	3,0	2,63
„ „ молибдене . . . . .	1,5	2,59
„ „ карбиде вольфрама . . . . .	$1,5 \cdot 10^{-2}$	1,5
Оксид бария на вольфраме . . . . .	0,18	1,34
„ „ „ никеле . . . . .	0,11	1,1
Оксидный катод на вольфрамовой подкладке . . . . .	$(0,2-2,0) \cdot 10^{-3}$	0,965
Оксидный катод на никелевой подкладке . . . . .	$2,6 \cdot 10^{-3}$	0,81



Получаемые удельные эмиссии при активированных и оксидных катодах представлены кривыми на фиг. 3-11. Верхние



Фиг. 3-11. Зависимость удельной эмиссии оксидного активированного катода от температуры.

1 — оксидный катод; 2 — торированный вольфрам.

в том, что эффект поля выражен у них, как показали исследования Н. Д. Моргулиса, в значительно большей степени, чем у других типов катодов.

участки кривых показывают, что у оксидных катодов могут быть получены высокие значения удельной эмиссии при значительно меньших рабочих температурах. Это привело к тому, что оксидные катоды не только вытеснили собой в значительной мере чисто вольфрамовые катоды (сохранившиеся лишь в мощных и специальных типах электронных приборов), но и активированные катоды.

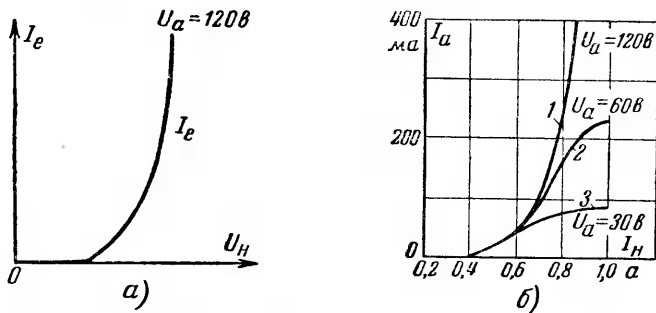
Особенность оксидных катодов заключается также

### 3.7. ЭМИССИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАТОДА. ВЛИЯНИЕ ОБЪЕМНОГО ЗАРЯДА, НАЧАЛЬНОЙ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ И КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ

Кривые на фиг. 3-11 определяют удельные эмиссии в функции от рабочей температуры катода  $T_k$ . Умножая удельные эмиссии на активную поверхность катода  $S_k$ , можно найти зависимость эмиссионного тока катода  $I_e$  от температуры. Поскольку, однако, непосредственное измерение температуры катода в условиях нормальной эксплуатации затруднено, то в эмиссионную характеристику катода вместо  $T_k$  вводят обычно либо напряжение накала  $U_n$ , либо ток накала  $I_n$ . При известном сопротивлении катода  $U_n$  либо  $I_n$  вполне определяют теряемую в катоде мощность и до известной степени его температуру.

Эмиссионная характеристика катода в функции от напряжения накала  $U_n$  дана на фиг. 3-12,а, а в функции от тока накала — семейством кривых на фиг. 3-12,б. Хотя ход характеристики при  $U_n$  и  $I_n$  на оси абсцисс (и одном и том же анодном напряжении  $U_a$ ) примерно одинаков, тем не менее, между ними нет строгой пропорциональности, так как активное сопротивление катода не остается величиной неизменной при

повышении тока или напряжения накала. Изменение сопротивления катода зависит от температурного коэффициента электропроводности металла катода.



Фиг. 3-12. Кривые зависимости тока эмиссии.

*a* — от напряжения накала; *б* — то же от тока накала при разных анодных напряжениях.

Ход эмиссионных характеристик свидетельствует о высокой чувствительности изменений эмиссионного тока к изменениям напряжения или тока накала.

О численных соотношениях, характеризующих эту чувствительность, можно судить по показателю степени в уравнении, с помощью которого может быть аппроксимирована эмиссионная характеристика, а именно:

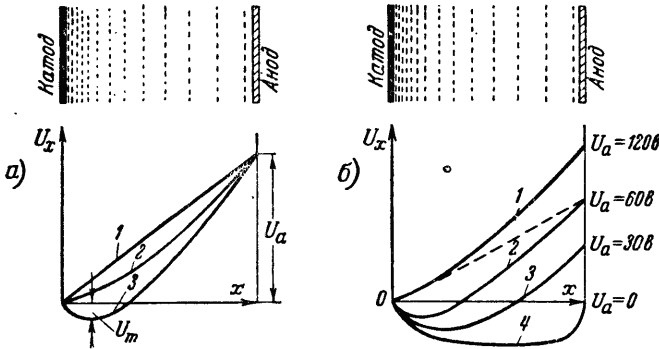
$$I_e = C I_H^m. \quad (3-25)$$

Здесь показатель степени  $m$  достигает значений 15 и более в зависимости от типа катода и поданного на анод напряжения.

Учет последней величины существенен в связи с тем, что о токе эмиссии (катодном токе)  $I_e$  мы фактически судим по анодному току  $I_a$ , между тем как анодный ток только тогда равен катодному, когда анодное напряжение достаточно велико (кривая 1 на фиг. 3-12,б), чтобы при данном токе эмиссии увести все электроны из области у катода. При недостаточных напряжениях (кривые 2 и 3 на фиг. 3-12,б) не все электроны уходят к аноду, а часть их затормаживается и возвращается к катоду.

Для того чтобы выяснить, при каких условиях имеет место возврат электронов к катоду, рассмотрим кривые распределения потенциала между катодом и анодом вентиля, построенные на фиг. 3-13 применительно к плоской конфигу-

рации обоих электродов при нарастании тока накала  $I_n$  и неизменном напряжении  $U_a$  (фиг. 3-13,а) и при заданном токе накала  $I_n$  и изменяющемся анодном напряжении  $U_a$  (фиг. 3-13,б). Пока цепь накала катода не включена, катод не эмиттирует электронов и в промежутке катод—анод существует только положительное поле анода, характеризующееся прямой 1, как в плоском конденсаторе. После включе-



Фиг. 3-13. Кривые распределения потенциала в пространстве между электродами.

а — при различных токах накала; б — при различных анодных напряжениях.

ния цепи накала и нагрева катода электроны, эмиттируемые катодом, заполняют промежуток катод—анод и создают распределенный в пространстве отрицательный заряд, называемый пространственным или объемным зарядом. Отрицательное (тормозящее электроны) поле этого заряда накладывается на положительное поле (ускоряющее электроны) анода, и потому в промежутке катод—анод возникает результирующее поле. Величина сго при заданном  $U_a$  зависит от силы и распределения поля объемного заряда, т. е. от распределения концентрации электронов  $n_e$  в промежутке катод—анод. Концентрация зарядов в промежутке распределена неравномерно, как схематически показано наверху фиг. 3-13,а, в силу того, что анодный ток

$$I_a = n_e e v S \quad (3-26)$$

в любом сечении межэлектродного промежутка  $S$  один и тот же, а скорости электронов  $v$ , определенные из уравнения

$$\frac{mv^2}{2} = eU_x \quad (3-27)$$

различны, поскольку по мере перемещения к аноду потенциал  $U_x$  в пространстве нарастает.

При учете (3-26) и (3-27) мы получаем:

$$n_e = \frac{I_a}{eS \sqrt{\frac{2e U_x}{m}}} = \text{const} \frac{I_a}{\sqrt{U_x}}. \quad (3-28)$$

Из (3-28) следует, что при заданном токе концентрация электронов по мере приближения к аноду убывает. Пока ток накала относительно невелик и анодный ток  $I_a$  также мал, концентрация зарядов  $n_e$  даже на наиболее уплотненном участке у катода невелика. Поэтому кривая потенциалов результирующего поля (кривая 2 на фиг. 3,13,а) относительно мало снижается против прямой 1. Ординаты кривой 2 на всем ее протяжении при этом положительны, и результирующее поле действует во всех точках межэлектродного промежутка ускоряюще на электроны. От точки к точке изменяется лишь величина ускорения, поскольку изменяется напряженность поля  $E = -\frac{\partial U_x}{\partial x}$ . В этом режиме все электроны, выбрасываемые катодом, уходят к аноду (режим насыщения).

С переходом к более высоким значениям тока накала положение остается тем же, пока потенциальная кривая не коснется оси абсцисс. С дальнейшим повышением тока эмиссии начальный участок кривой потенциалов уходит в отрицательную область (кривая 3 на фиг. 3-13,а). В этом режиме результирующее поле на участке вблизи катода делается отрицательным, тормозящим электроны. Вследствие этого не все электроны, выходящие из катода, в состоянии войти в электронный поток, направляющийся к аноду. Наиболее медленные электроны из покидающих катод возвращаются к катоду, и анодный ток  $I_a$  поэтому меньше тока эмиссии  $I_e$ .

Насколько  $I_a$  меньше  $I_e$ , зависит от величины потенциального минимума  $U_m$ , создаваемого электронным облаком у катода.

Влияние анодного напряжения на распределение потенциалов вдоль межэлектродного промежутка иллюстрируют кривые на фиг. 3-13,б. Пунктирная прямая и кривая 2 на этой фигуре (при  $U_a = 60$  в) повторяют кривые 1 и 3 на фиг. 3-13,а. При повышении напряжения до  $U_a = 120$  в кривая потенциалов переходит в кривую 1, освобождаясь от отрицательного участка, что соответствует режиму насыщения, когда все электроны, эмиттируемые катодом, уходят к аноду.

Напротив, при уменьшении анодного напряжения до  $U_a = 30$  в отрицательный участок в кривой потенциала (кри-

вая 3 на фиг. 3-13,б) возрастает и по протяженности и по величине потенциального минимума  $U_m$ . Рост последнего связан с тем, что с уменьшением  $U_a$  к аноду проходит меньший ток и, следовательно, к катоду при данном эмиссионном токе должно вернуться больше электронов.

При уменьшении анодного напряжения до нуля поток электронов к аноду полностью не прекращается (если внешняя цепь остается замкнутой), так как между потенциальным минимумом электронного облака и анодом устанавливается положительный участок напряжения (кривая 4 на фиг. 3-13,б).

Под действием этого напряжения к аноду уходят те наиболее быстрые электроны, которые оказываются в состоянии преодолеть тормозящее действие электронного облака. Средняя скорость этих электронов, выраженная по (3-27) в вольтах, связана с температурой катода простой зависимостью

$$U_0 = \frac{k}{e} T = \frac{T}{11\ 600}; \quad (3-29)$$

здесь  $T$ —температура катода в  $^{\circ}\text{K}$ .

Если аноду сообщить не нулевой, а небольшой отрицательный потенциал, то часть из наиболее быстрых электронов, которые в состоянии пройти облако, направляясь к аноду, вновь отбрасывается в облако, и анодный ток продолжает уменьшаться.

Уменьшение тока в области отрицательных анодных потенциалов подчиняется общей закономерности, установленной Больцманом для частиц, перемещающихся в тормозящем поле. На основании такой закономерности может быть записано уравнение

$$I_a = I_0 e^{-\frac{v_a}{U_0}}; \quad (3-30)$$

здесь  $I_0$ —ток при нулевом анодном потенциале;

$U_0$ —абсолютное значение потенциала анода.

Экспериментально снятые и построенные в полулогарифмическом масштабе начальные участки анодных характеристик (участки, соответствующие отрицательным потенциалам на аноде) даны для одного из типов вентилях с оксидным катодом при двух температурах накала на фиг. 3-14. Экспериментальные значения близко соответствуют значениям, получаемым из расчетной формулы (3-30), если учесть поправку на контактную разность потенциалов в цепи анода  $U_{к.р.}$

Последняя появляется в любой разомкнутой цепи при контактах металлах с разной работой выхода и устанавливается

между анодом и катодом, связанными вне вентиля цепью питания либо измерительной цепью, а внутри вентиля — вакуумным промежутком. Так как более отрицательный потенциал получает при этом анод, как выполняемый из металла (никель, тантал) с большей работой выхода по сравнению с работой выхода оксидного катода, то при включении вентиля в цепь питания в нее невольно входит отрицательная по знаку контактная разность потенциалов.

Этим объясняется то, что значения  $I_0$ , отвечающие на фиг. 3-14 началу перехода характеристик на пологий участок, соответствуют некоторому положительному значению, которое вместе с контактной разностью потенциалов (отмеченной вертикальной пунктирной линией) дает результирующее напряжение, равное нулю.

Участки начальных характеристик правее пунктирной линии перестают определяться равенством (3-30), а подчиняются новой закономерности, рассматриваемой в следующем параграфе.

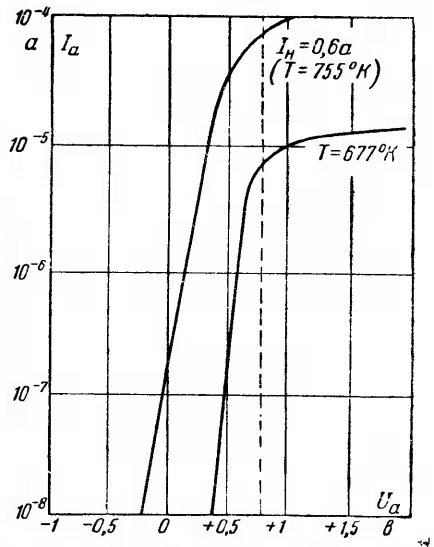
Значение отрицательного потенциала, при котором начальный участок характеристик пересекает ось абсцисс (когда все электроны возвращаются в облако), носит название запирающего потенциала. Вместе с контактной разностью потенциалов  $U_{к.р}$  он по величине своей равен потенциальному минимуму  $U_m$ , создаваемому электронным облаком при полном токе эмиссии.

По абсолютной величине потенциальный минимум  $U_m$  может быть найден из равенства

$$U_m = U_0 \ln \frac{I_e}{I_a}, \quad (3-31)$$

являющегося следствием уравнения (3-30).

В уравнении (3-31)  $I_e$  отвечает эмиссионному току, вычисляемому по (3-20),  $I_a$  — фактическому значению анодного тока.



Фиг. 3-14. Начальные участки характеристик при разных токах накала.

### 3-8. СВЯЗЬ МЕЖДУ АНОДНЫМ ТОКОМ И НАПРЯЖЕНИЕМ

При прохождении тока через металл электроны перемещаются в объеме, где помимо электронов имеются ионы кристаллической решетки. Заряд электронов в этом случае скомпенсирован зарядом ионов.

Иное положение имеет место в электронных вентилях, где единственными носителями тока в вакууме являются электроны. Здесь объемный заряд электронов не компенсируется и создает свое отрицательное (тормозящее электроны) поле, противодействующее положительному (ускоряющему) полю анода.

Отсутствие столкновений у электрона с атомами и наличие противодействующего поля от объемного заряда электронов объясняют причины того, почему проводимость в электронных вентилях не подчиняется закону Ома, установленному для металлических проводников.

Зависимость между током и напряжением в условиях некомпенсированного объемного заряда, создаваемого носителями тока, в электронных вентилях может быть найдена из уравнения Пуассона

$$\nabla U = -\frac{\rho}{\epsilon_0}; \quad (3-32)$$

здесь  $\nabla U$  — сумма вторых производных потенциала по координатам;

$\rho$  — объемный заряд в  $a \text{ сек}/\text{см}^3$ ;

$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^{11}} a \cdot \text{сек}/\text{в} \cdot \text{см}$  — диэлектрическая постоянная вакуума.

Вводя вместо  $\rho$  плотность тока  $j$  из равенства

$$\rho = -\frac{j}{v}$$

и заменяя линейную скорость  $v$  через разность потенциалов из уравнения (3-27), мы получаем дифференциальное уравнение

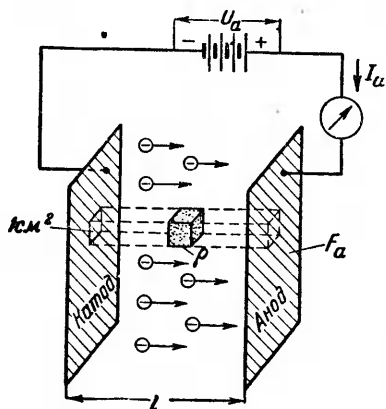
$$\nabla U = \frac{1}{\epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e} V U}}, \quad (3-32')$$

связывающее плотность тока с потенциалом  $U$ .

Решение этого уравнения требует учета краевых условий, которые различны для разных геометрий электродов. Проведем это решение применительно к тем двум основным конфигурациям электродов, которые применяются в практических конструкциях вентилях, а именно: 1) плоские электроды и 2) цилиндрические электроды.

## а) Плоские электроды

Если пренебречь искажением поля у краев плоских электродов, считая поле изменяющимся только в одном направлении (фиг. 3-15), то в уравнение (3-32) войдет только производная по оси  $x$



Фиг. 3-15. Распределение потока электронов между плоскими электродами.

$$\frac{d^2U}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_0} = -\frac{j}{\epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e}} V\bar{U}} \quad (3-33)$$

Умножая обе части (3-33) на  $2 \frac{dU}{dx}$  и принимая во внимание, что

$$\frac{dU}{dx} \cdot \frac{d^2U}{dx^2} = \frac{1}{2} \frac{d}{dx} \left( \frac{dU}{dx} \right)^2, \quad (3-34)$$

мы приходим к дифференциальному уравнению

$$\frac{d}{dx} \left( \frac{dU}{dx} \right)^2 = -\frac{2}{\epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e}}} \frac{j}{V\bar{U}} \frac{dU}{dx} \quad (3-35)$$

Интегрируя его в пределах от  $x=0$  до  $x$ , получаем:

$$\left( \frac{dU}{dx} \right)^2 - \left( \frac{dU}{dx} \right)_{x=0}^2 = -\frac{4}{\epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e}}} j V\bar{U}. \quad (3-36)$$

Второй член левой части (3-36) определяет напряженность поля у катода. Эта напряженность может быть положительной, отрицательной и равной нулю, как это следует из фиг. 3-13,а и б, в зависимости от хода начального участка кривой потенциалов, определяемого состоянием пространственного заряда (электронного облака) у катода.

При наличии облака кривая потенциалов проходит после катода через потенциальный минимум (кривая 3 на фиг. 3-13,а и кривые 2—4 на фиг. 3-13,б), и напряженность поля  $E$  при  $x=0$  отрицательна. В анодном токе принимают в этом случае участие только те электроны, начальная скорость выхода которых из катода оказывается достаточной, чтобы преодолеть тормозящее поле электронного облака.

При возрастании анодного напряжения до необходимого (и вместе с тем достаточного) для компенсации поля пространственного заряда у катода (анодный ток становится рав-



ным эмиссионному току) напряженность поля у катода становится равной нулю (кривая 1 на фиг. 3-13,б).

При дальнейшем возрастании  $U_a$  (в режиме насыщения) напряженность  $E = \frac{dU}{dx}$  при  $x=0$  становится положительной.

Решая (3-36) при  $E_{x=0} = 0$ , находим:

$$\frac{dU}{dx} = \frac{2}{\sqrt{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{m_e}{2e}} \cdot \sqrt{U} \cdot \sqrt{j}. \quad (3-37)$$

Интегрируя (3-37) повторно в пределах от  $x=0$  до  $x=l$  и полагая, что  $U=0$  при  $x=0$  и  $U=U_a$  при  $x=l$ , находим:

$$j_a = \frac{4}{9} \epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e}} \frac{U_a^{3/2}}{l^2}. \quad (3-38)$$

Подставляя значение  $\frac{e}{m_e} = 1,76 \cdot 10^{15} \text{ см}^2/\text{сек} \cdot \text{в}$  и ранее приведенное значение для  $\epsilon_0$ , мы окончательно получаем:

$$j_a = 2,33 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{U_a^{3/2}}{l^2} \text{ (а/см}^2\text{)}. \quad (3-39)$$

Полученное уравнение, носящее название закона степени трех вторых, определяет плотность тока на аноде.

При полезной площади анода  $F_a$  (в  $\text{см}^2$ ) анодный ток

$$I_a = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F_a}{l^2} \cdot U_a^{3/2}; \quad (3-40)$$

здесь  $l$  в  $\text{см}$ .

В конструкциях, где катод составлен из нитей, ленты либо проволоки, не всегда вся поверхность анода участвует в приеме тока. В этом случае значение  $F_a$ , определяющее полезную площадь анода, меньше его фактической площади.

Сопоставляя уравнение (3-40) с законом Ома для твердых линейных проводников, мы видим, что: 1) анодный ток в вентиле пропорционален не первой степени напряжения (как это соответствует закону Ома), а степени 3/2. Отсюда и название уравнения (3-40) как закона трех вторых; 2) электронный ток при заданном напряжении  $U_a$  и плоской поверхности электродов обратно пропорционален не первой, а второй степени расстояния между электродами; 3) что числовой коэффициент пропорциональности  $2,33 \cdot 10^{-6}$ , если его можно в какой-то степени сравнивать с электропроводностью, значительно меньше, чем у металлических проводников. Малое значение числового коэффициента и обратная пропорциональность тока и квадрата расстояния между электродами приводит к тому, что напряжение, которое требуется приложить к электродам

вентиля, чтобы вызвать прохождение определенного тока, должно быть значительно больше того, которое требуется для металлического проводника тех же размеров.

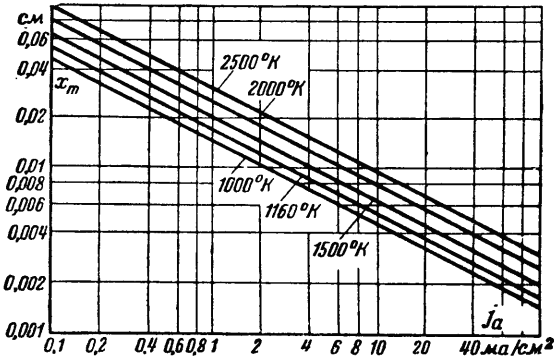
Уравнение (3-40) нуждается в уточнении в том случае, когда вблизи катода имеется электронное облако с потенциальным минимумом.

Условно полагая, что в месте потенциального минимума (где напряженность поля равна нулю) расположен фиктивный катод, эмиттирующий электроны с начальной скоростью, равной нулю, мы можем и для этого случая применить (3-40), уменьшив, однако, расстояние между электродами на  $x_m$  и повысив напряжение на  $U_m$ .

Это даст:

$$I_a = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F_a}{(l_a - x_m)^2} (U_a + U_m)^{3/2}. \quad (3-41)$$

Учет того обстоятельства, что электроны проходят потенциальный минимум не с нулевой, а с некоторой начальной скоростью, требует дальнейшего уточнения (3-40) и (3-41), но это уточнение сравнительно невелико.



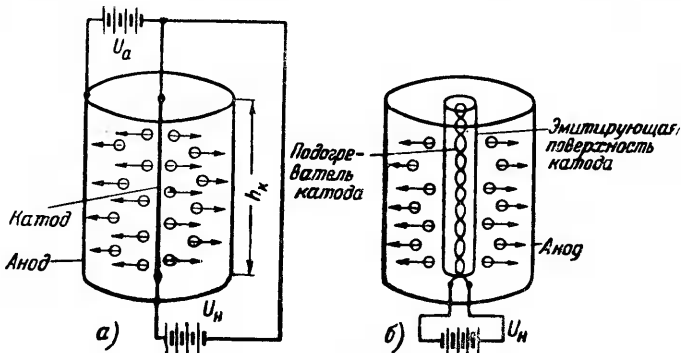
Фиг. 3-16. Зависимость расстояния точки минимума потенциала до катода от плотности тока при различных температурах катода.

Значения  $U_m$  подсчитываются по (3-29) и (3-31), а значения  $x_m$  даны в функции плотности эмиссионного тока в виде семейства кривых, соответствующих разным температурам катода на фиг. 3-16.

## б) Цилиндрические электроды

Схематическое изображение цилиндрических электродов, применяемых в электронных приборах довольно часто, дано

на фиг. 3-17. Здесь катод с радиусом  $r_k$  в виде нити накала (катоды прямого накала, фиг. 3-17,а) или тонкого цилиндра с внутренним нагревателем (катоды косвенного накала, фиг. 3-17,б) окружен цилиндрическим анодом с радиусом  $r_a$ .



Фиг. 3-17. Распределение потока электронов между цилиндрическими электродами.

а — при катодах прямого накала; б — при катодах косвенного накала.

Считая аксиальную длину электродов достаточной, чтобы обеспечить цилиндрическую симметрию, переписываем (3-32) в цилиндрической системе координат

$$\frac{d^2U}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dU}{dr} = \frac{1}{r} \cdot \frac{d}{dr} \left( r \frac{dU}{dr} \right) = -\frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (3-42)$$

Если через  $j_k$  обозначить поверхностную плотность тока на катоде, то объемный заряд на расстоянии  $r$  от оси

$$\rho = -\frac{j_k r_k}{r v};$$

здесь  $v$  — радиальная скорость электронов.

Подставляя вместо  $v$  его выражение через  $U$  из (3-27) и вводя затем  $\rho$  в (3-42), мы получаем:

$$\frac{d}{dr} \left( r \frac{dU}{dr} \right) = \frac{j_k r_k}{\epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e}} \sqrt{U}}. \quad (3-43)$$

Интегрируя это уравнение в пределах от  $r_k$  до  $r_a$ , мы находим:

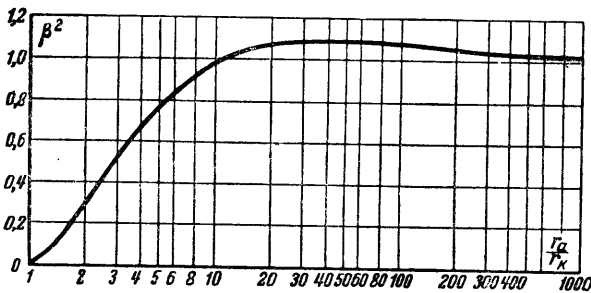
$$j_k = \frac{4}{9} \epsilon_0 \sqrt{\frac{2e}{m_e}} \frac{1}{r_k r_a} U_a^{3/2} = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{1}{r_k r_a} U_a^{3/2} \text{ (а/см}^2\text{)}. \quad (3-44)$$

Ток, отдаваемый 1 пог. см длины катода, мы получим, умножив правую часть на  $2\pi r_k$ , а полный ток с катода — дальнейшим умножением полученной величины на  $h_k$ . Это дает:

$$I_k = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{h_k}{r_a} U^{3/2}. \quad (3-45)$$

Полученное уравнение, являющееся частным решением (3-43), выведено в предположении, что напряженность поля у катода равна нулю.

Внося поправку на действительную напряженность у катода, Ленгмюр, а затем более строго Богуславский [Л. III-2] уточнили (3-45) введением в него в качестве множителя к  $r_a$  коэффициента  $\beta^2$ , являющегося функцией отношения радиусов электродов  $\frac{r_a}{r_k}$ . Численные значения коэффициента  $\beta^2$  даны кривой на фиг. 3-18.



Фиг. 3-18. Зависимость  $\beta^2$  от  $\frac{r_a}{r_k}$ .

При учете коэффициента  $\beta^2$  закон  $U^{3/2}$  для цилиндрических электродов определяется уравнением

$$I_a = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{h_k}{r_a \beta^2} U_a^{3/2}. \quad (3-46)$$

При учете влияния потенциального минимума на величину анодного напряжения уравнение (3-46) переходит в

$$I_a = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{h_k}{r_a \beta^2} (U_a + U_m)^{3/2}. \quad (3-47)$$

Уравнения (3-46) либо более точное (3-47) применяются для расчета токов в вентилях с цилиндрическим катодом прямого накала, у которых диаметр нити относительно не-

велик. При значениях  $\frac{r_a}{r_k} > 10$  коэффициент  $\beta^2$  может быть принят равным единице, что упрощает расчет.

В катодах косвенного накала  $r_k$  не намного меньше  $r_a$ .

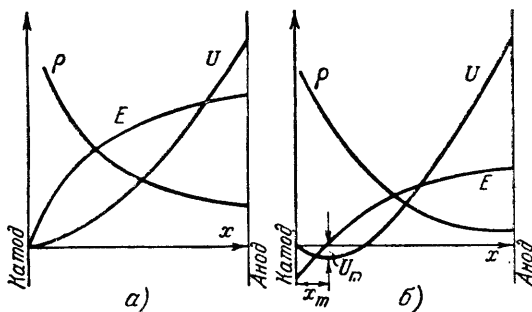
Здесь при  $\frac{r_a}{r_k} \leq 2$  коэффициент  $\beta^2$  может быть аппроксимирован равенством

$$\beta^2 \approx \left(1 - \frac{r_k}{r_a}\right)^2. \quad (3-48)$$

Подставляя  $\beta^2$  из (3-48) в (3-46), умножая и деля правую часть равенства на  $2\pi r_a$  для перехода от геометрической длины к геометрической поверхности анода, высоту которого мы принимаем равной  $h_k$ , мы получаем:

$$I_a = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F_a}{(r_a - r_k)^2} U_a^{3/2}. \quad (3-49)$$

Сопоставляя (3-49) с (3-40), мы видим, что расчетная формула для анодного тока при плоских и цилиндрических



Фиг. 3-19. Распределение потенциала ( $U$ ), напряженности поля ( $E$ ) и плотности заряда ( $\rho$ ) в электронном вентиле при насыщении ( $a$ ) и при малом токе ( $b$ ).

электродах получается одной и той же, если учесть, что  $(r_k - r_a) = l_a$ . Обобщая уравнение для анодного тока на обе рассмотренные конфигурации электродов, мы можем написать, что

$$I_a = g U_a^{3/2}. \quad (3-50)$$

У плоских электродов

$$g = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F_a}{l_a^2}. \quad (3-51)$$

У цилиндрических электродов с катодом косвенного накала

$$g = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F_a}{(r_a - r_k)^2}. \quad (3-52)$$

У цилиндрических электродов с катодом прямого накала

$$g = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{h_k}{r_a \beta^2}. \quad (3-53)$$

Если в уравнении (3-40) либо (3-45) считать  $I_a$  постоянным и искать зависимость между потенциалом и  $r$  либо  $l$ , то найденная зависимость определит распределение потенциала в пространстве по мере перемещения от катода к аноду. Такое распределение при двух значениях анодного тока (когда ток  $I_a = I_k$  и ток  $I_a < I_k$ ) дают кривые потенциалов  $U$  на фиг. 3-19, а и б.

На тех же фигурах по кривой  $U$  построены кривые напряженности поля  $E$  и плотности заряда  $\rho$ . Кривые  $E$  найдены по производной  $\frac{\partial U}{\partial x}$ , а кривые  $\rho$  — по производной  $\frac{\partial E}{\partial x}$ .

### 3-9. АНОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОННОГО ВЕНТИЛЯ

Анодная характеристика вентиля связывает анодный ток с анодным напряжением при заданной неизменной величине тока накала  $I_n$ . При графическом изображении характеристики принято анодное напряжение откладывать по оси абсцисс, а анодный ток по оси ординат.

Теоретическая анодная характеристика, построенная по приведенным ранее уравнениям, представлена на фиг. 3-20,а, а семейство экспериментальных характеристик при разных напряжениях накала дано на фиг. 3-20,б. Для сопоставления по участкам теоретической характеристики с экспериментальными на теоретической характеристике выделены с помощью пунктирных линий 3 участка:

I. Начальный участок. Здесь ток определяется тепловой скоростью электронов, покидающих катод. Этому участку, расположенному в отрицательной области напряжений, соответствует уравнение (3-30).

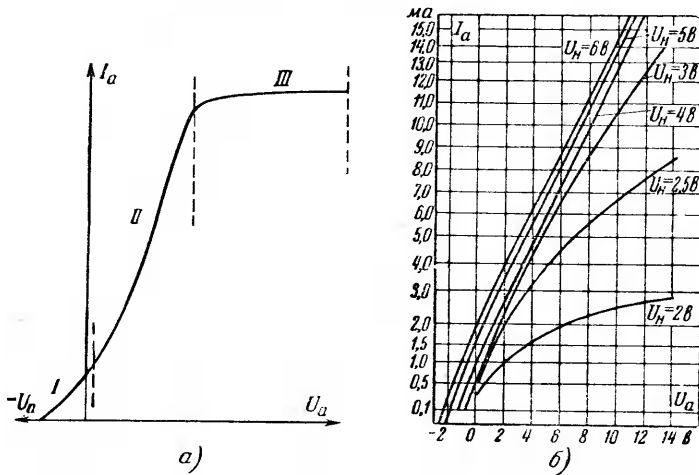
II. Восходящий участок. Здесь ток ограничен пространственным зарядом электронов. Данный участок соответствует уравнению (3-40) либо (3-45).

III. Участок насыщения. Здесь ток ограничен эмиссионным током катода, так как все электроны, выходящие из катода, уходят к аноду.

В семействе экспериментальных характеристик начальный участок характеристик тем более полно выражен, чем выше

температура накала катода. Это находится в соответствии с ранее записанными уравнениями (3-29) и (3-30).

Отступления в численных значениях тока и напряжения на начальном участке экспериментальных характеристик от теоретической вызываются, во-первых, контактной разностью потенциалов, о чем уже говорилось в § 3-7, и, во-вторых, влиянием магнитного поля тока накала на проходящий анодный ток. Вызванное магнитным полем искривление пути электронов может привести к тому, что часть электронов, вышед-



Фиг. 3-20. Участки теоретической анодной характеристики (а) и семейство анодных характеристик при разных напряжениях накала (б).

ших из катода, возвратится к нему, не участвуя в анодном токе. Это сказывается в большей мере у катодов прямого накала, поскольку в катоде косвенного накала магнитное действие поля ослабляется применением бифилярных нагревателей.

Отступления в восходящем участке экспериментальных характеристик от теоретической вызываются обычно:

1. Влиянием неравномерного нагрева катода по его длине. В силу лучшего теплоотвода от концов катода, чем от середины его, концы имеют более низкую температуру и дают, следовательно, меньший ток эмиссии. Разница в эмиссии середины и концов получается тем большей, чем меньше температура (ток накала) катода.

При более высоких температурах длина активного участка катода с более высокой температурой повышается, а потому и характеристика идет здесь круче. Это объясняет расхожде-

ния в семействе экспериментальных характеристик на восходящем участке их.

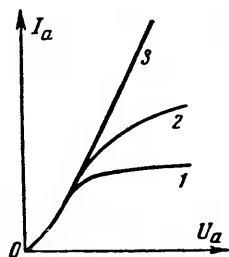
2. Влиянием изменения потенциала вдоль катода. Это влияние имеет место у катодов прямого накала при питании их постоянным током. Действительно, присоединяя анодную цепь к отрицательному полюсу цепи накала (что является общепринятым), мы ставим катод в такие условия работы, что другие точки катода вследствие падения напряжения, обусловленного током накала, работают при более низких анодных напряжениях. В результате анодный ток получается меньше расчетного.

Питая катоды прямого накала переменным током, мы можем добиться усреднения во времени разности потенциалов отдельных точек катода за период, но в этом случае при тонких нитях катода, обладающих малой теплоемкостью, изменения накала могут сопровождаться изменением температуры катода, в силу чего в токе эмиссии, а следовательно, и в анодном токе может появиться переменная составляющая. Описанный эффект исключается у ламп с катодами косвенного накала (фиг. 3-17,б). У них рабочая поверхность эквипотенциальна, поскольку эмиттирующая поверхность отделена от нагревателя.

Отступление экспериментальных характеристик на участке насыщения от горизонтального участка теоретической характеристики вызвано тем, что эмиссионный ток с ростом анодного напряжения растет за счет усиления поля у катода, уменьшающего по (3-24) работу выхода (эффект поля).

Этот рост особенно заметен у оксидного катода, как показывает кривая 3 на фиг. 3-21, в силу того, что эффект поля, как показали исследования Н. Д. Маргулиса, наиболее полно выражен. Это свойство нередко формулируют так, что оксидные катоды не имеют насыщения. У бариевых катодов эффект поля выражен более слабо, а у чисто вольфрамового катода он соответствует (3-24): У вентилях, работающих в качестве выпрямителей, избегают, как правило, работы на участке насыщения, так как заметный рост анодного напряжения приводит к избыточным потерям мощности, на которые прибор обычно не рассчитывается.

Рассмотренные отступления экспериментальных анодных характеристик от теоретических приводят к тому, что начало анодных характеристик аппроксимируют квадратичной зависимостью, в то время как восходящий участок характеристики



Фиг. 3-21. Ход вольт-амперных характеристик при:

- 1 — вольфрамовом катоде;
- 2 — бариевом катоде;
- 3 — оксидном катоде.



вплоть до начала участка насыщения линейной зависимостью.

По анодным характеристикам электронных вентилях могут быть рассчитаны их параметры, т. е. величины, которыми пользуются при аналитических расчетах токов и напряжений в цепях, где такие вентили включены.

При двухэлектродном вентиле можно было бы принципиально ограничиться одним параметром, а именно, внутренним сопротивлением вентиля  $R_i$ , но для удобства расчетов и установления связи параметра с геометрией вентиля вводят еще один параметр, который находит широкое применение в вентилях с управляющими сетками (рассматриваемых в следующей главе), носящий название крутизны.

Крутизна  $S = \frac{dI_a}{dU_a}$  определяет наклон анодной характеристики при данном анодном напряжении.

Измеряется крутизна в  $ma$  на вольт. Связь крутизны с геометрией вентиля может быть получена, если продифференцировать уравнение (3-50). Это дает:

$$S = \frac{dI_a}{dU_a} = \frac{3}{2} g U^{1/2}. \quad (3-54)$$

Значения  $g$  для разных конфигураций электродов дают равенства (3-51)—(3-53). Из этих равенств видно, что крутизна тем больше, чем более развита рабочая поверхность катода и чем ближе расположены электроды друг к другу.

Внутреннее сопротивление вентиля связано с крутизной  $S$  обратной зависимостью

$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a} = \frac{1}{S} = \frac{10^3}{\frac{3}{2} g U^{1/2}}. \quad (3-55)$$

Числитель  $10^3$  введен в (3-55) потому, что внутреннее сопротивление измеряется в омах.

Рассчитанные по теоретической зависимости внутренние сопротивления вентиля и крутизна являются величинами переменными, зависящими от напряжения на вентиле. На прямолинейной части реальных характеристик эти величины сохраняют постоянное значение. Эти значения и вводятся обычно в каталожные таблицы, содержащие параметры вентилях. При включении вентилях в цепь постоянного тока внутреннее сопротивление лампы определяется не производной тока по напряжению, а отношением полных значений этих величин.

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} = \frac{U_a}{g U_a^{3/2}}. \quad (3-56)$$

Сравнивая (3-56) и (3-55), мы видим, что отношение этих величин определяется равенством

$$R_i = \frac{3}{2} R_a. \tag{3-57}$$

На прямолинейном участке экспериментальных характеристик значения  $R_i$  и  $R_a$  мало различаются (в предположении, что прямолинейный участок исходит из начала координат).

### 3-10. МОЩНОСТЬ, РАССЕИВАЕМАЯ АНОДОМ

Электроны, ускоряемые полем, подходят к аноду с достаточно большой скоростью. Попадая на анод, электроны отдают ему не только кинетическую энергию  $\frac{mv^2}{2} = eU_a$ ,

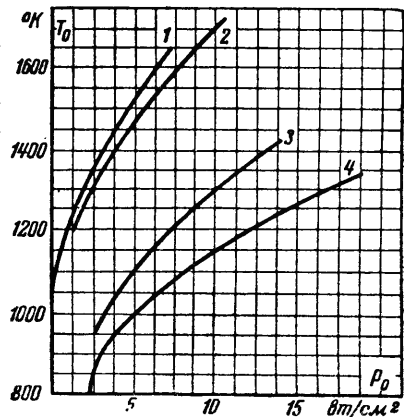
накопленную ими в электрическом поле межэлектродного промежутка, но и энергию входа  $\varphi$  (равную работе выхода), обусловленную понижением потенциальной энергии электрона при его входе в металл.

Полная энергия, отдаваемая каждым электроном аноду, поэтому равна:

$$W_a = \frac{mv^2}{2} + \varphi e = e(U_a + \varphi). \tag{3-58}$$

Если на анод в 1 сек. приходит  $n$  электронов, то электрическая мощность, превращаемая на аноде в тепло, равна:

$$P_a = ne(U_a + \varphi) = I_a(U_a + \varphi). \tag{3-59}$$



Фиг. 3-22. Зависимость температуры нагрева анода от удельной мощности излучения.

1 — тантал; 2 — молибден; 3 — черный никель и графит; 4 — абсолютно черное тело.

Тепло рассеивается анодом главным образом лучеиспусканием.

При установившейся температуре анод должен рассеивать полную получаемую им мощность.

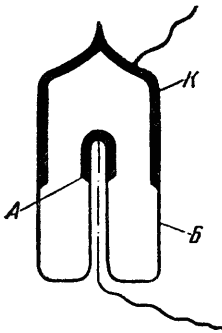
Установившиеся температуры в функции удельной рассеиваемой анодом мощности (мощности, приходящейся на 1 см<sup>2</sup> поверхности охлаждения) дают кривые на фиг. 3-22. Из хода кривых видно, что графитовые аноды, а также аноды из черного никеля при той же удельной мощности рассеяния

обеспечивают более низкие установившиеся температуры анода. Если исходить из максимально допустимых температур для анодов из разных материалов, то, зная из (3-59) полную тепловую мощность, которую должен отдать анод, можно вычислить необходимую поверхность охлаждения анода.

В необходимых случаях прибегают к искусственному увеличению поверхности анода приваркой к телу анода ребер. У вентилей большей мощности иногда прибегают и к принудительному воздушному охлаждению или охлаждению анода водой.

### 3-11. БЕЗНАКАЛЬНЫЕ ВЕНТИЛИ. АВТОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

В специальных схемах, где требуется иметь очень малые токи в анодной цепи (не превышающие микроамперы) и где цепь накала усложняет схему, нашли себе применение безнакальные кенотроны, разработанные В. И. Красовским и усовершенствованные В. В. Сорокиной. Устройство безнакального кенотрона схематически показано на фиг. 3-23. Здесь *Б* — стеклянный цилиндрический баллон, на внутренней части которого нанесен активированный (серебряно-цезиевый) катод, а в центре расположен никелевый анод. Катод здесь не накаляется. Электроны выходят из поверхности катода под воздействием сильного электрического поля у поверхности катода. Такой вид эмиссии получил название автоэлектронной (или холодной эмиссии). Сильное внешнее электрическое поле (с напряженностью, превышающей  $10^6$  в/см) приводит не только к заметному снижению потенциального барьера, но и к такому утоншению



Фиг. 3-23. Конструктивная схема безнакального кенотрона.

ширины в верхней его части (фиг. 3-9, *г*), что электроны, обладающие наибольшей энергией в металле, могут благодаря своим волновым свойствам просочиться сквозь тонкий гребень потенциального барьера (туннельный эффект).

Подсчитывая по законам квантовой механики энергию, требующуюся для просачивания через барьер, и учитывая количество электронов, обладающих при холодном металле такой энергией, пришли к уравнению

$$j_{at} = C_1 E^2 e^{-\frac{C_2}{E}}; \quad (3-60)$$

Здесь  $E$  — напряженность поля в в/см, а  $C_1$  и  $C_2$  — постоянные.

$$\text{Значение } C_1 = 6,2 \cdot 10^{-6} \frac{W^{1/2}}{W + \varphi}.$$

$$\text{Значение } C_2 = 6,8 \cdot 10^{-7} \varphi^{3/2}.$$

Величина  $W$  определяет энергию электронов на верхнем уровне заполненной зоны (§ 2-3), а  $\varphi$ —работу выхода.

Расчет фактической напряженности поля  $E$  у катода ведется при таком предположении, что поверхность металла является совершенно гладкой. Фактически идеально гладких поверхностей в практически выполняемых конструкциях не существует. Местные значения напряженности поля из-за неровностей на поверхности металла могут заметно увеличить напряженность поля против расчетной, что ведет к увеличению и плотности тока. В безнакальном вентиле удастся, таким образом, получить токи до 0,1 мка при напряжении на электродах от 1,5 до 2 кв. При дальнейшем повышении тока (до 1 мка) внутреннее напряжение на приборе падает до сотен вольт.

### 3-12. ВЕНТИЛЬНАЯ ПРОЧНОСТЬ ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРА. НАПРЯЖЕНИЕ ПРОБОЯ

С наступлением непроводящей части периода анод вентиля получает отрицательный потенциал по отношению к катоду. Величина этого потенциала зависит от обратного напряжения в схеме при данном рабочем напряжении. Так как анод электронов не излучает, то при отрицательном потенциале на аноде, высоком вакууме и идеальной изоляции прибор обратного тока пропускать не должен.

Производя, однако, измерения с высоко чувствительным прибором, можно обнаружить обратный ток (порядка десятых долей и даже единиц микроампер) даже в том случае, когда обратное напряжение на приборе не превосходит нескольких десятков вольт.

Такой обратный ток имеет главным образом своим источником ионизацию молекул остаточного газа быстрыми электронами (см. вторую часть книги), возникающими за счет разгона в сильном поле электронов, существующих в межэлектродном промежутке, за счет радиоактивного и космического излучения. Чем больше концентрация остаточного газа и расстояние между электродами, тем число актов ионизации больше и тем, следовательно, больше обратный ток (называемый в связи с появлением кроме электронов еще и ионов ионным током). При значительном ионном токе и большом обратном напряжении между электродами прибора может развиваться самостоятельный разряд, определяющий собой электрический пробой вакуумного промежутка. Вероятность пробоя при заданном напряжении на электродах тем больше, чем больше

ионный ток (т. е. чем выше давление остаточного газа в приборе), а при заданном ионном токе вероятность пробоя тем больше, чем выше обратное напряжение на приборе. Стремление к обеспечению высоких пробивных напряжений связано поэтому в первую очередь с созданием хорошего вакуума.

Для того чтобы добиться относительно простыми средствами более высокого вакуума по сравнению с тем, что дают вакуумные насосы в процессе изготовления прибора, дальнейшее поглощение остаточного газа производится распылением заключенного в таблетку металла-поглотителя, вступающего в химическую реакцию с частицами воздуха. Распыливаемые частички поглотителя, оседая на стенках колбы, дополнительно захватывают с собой молекулы составных частей воздуха. В результате вакуум в приборе улучшается.

Причиной, мешающей получению высоких обратных напряжений, является также поверхностная проводимость по стеклу и по внутренней изоляции, применяемой в приборе. При тех небольших протяженностях, которые имеют поверхности стекла (особенно в приборах, у которых все вводы к электродам проходят через общее основание — катодную ножку), трудно получить напряжение, превышающее несколько киловольт. В приборах на более высокие напряжения вводы к электродам осуществляют поэтому с разных концов прибора, а внешние и внутренние пути по поверхности стекла заведомо удлиняются.

Приборы на очень высокие напряжения (порядка 100—200 кВ), предназначенные для питания рентгеновских установок и испытательных кенотронных устройств, имеют значительную длину, несмотря на то, что расстояние между электродами в вакууме (для сохранения коротких путей электронов  $\approx 1$ —2 см) мало. Кроме длительного и тщательного обезгаживания всех деталей таких приборов для получения в них особо высокого вакуума значительное внимание при конструировании таких приборов уделяется вопросу обеспечения однородности поля между электродами.

### 3-13. ТИПЫ И ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЕНТИЛЕЙ

По своему назначению электронные вентили могут быть разбиты на две группы: одна, применяемая для выпрямления тока, получившая название кенотронов, и другая, применяющаяся в схемах преобразования частоты (детектирования) [см. § 3-17]. За последней сохранилось название диодов (по числу электродов, которыми обладает вентиль). В зависимости от диапазона допускаемых напряжений кенотроны изготавливаются:

1. На низкие и средние напряжения. Низковольтные кенотроны, широко применяемые в разного рода схемах питания

и в системах управления и регулирования электрических устройств, допускают обратные напряжения до 1 500 в и средние токи до 500 ма.

Кенотроны на средние напряжения, применяемые в разного рода испытательных устройствах, допускают обратные напряжения до 35 кв и средние токи до 100 ма.

2. На высокие напряжения. Такие кенотроны, изготавливаемые на напряжения до 200 кв и выше и токи до 5 ма, применяются главным образом для питания рентгеновских трубок. Эти кенотроны, по существу, являются простейшими типами электронно-лучевых приборов, рассматриваемых в главе 8.

Первая группа кенотронов выпускается с одним либо двумя анодами (фиг. 3-24) в стеклянном либо металлическом исполнении. Высоковольтные кенотроны выпускаются исключительно одноподными.

Суждение о параметрах кенотронов первой группы из выпускаемых нашей промышленностью дает табл. 3-6

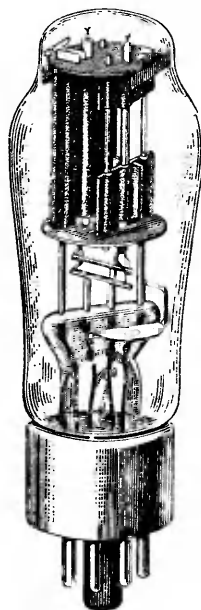
Современное обозначение типов вентиляей дано в первом столбце таблицы. В скобках указано прежнее наименование.

В современном обозначении первое стоящее слева число указывает в круглых цифрах на величину напряжения накала вентиля.

У кенотронов на большие напряжения такое число отсутствует.

Буква В в условном обозначении означает — вентиль, вторая буква указывает число анодов. При одном аноде ставится буква Д, при двух — буква Х. Число в конце обозначает номенклатурный номер лампы. Столбцы 3—5 таблицы содержат данные о катоде ламп. В столбце 3-м указывается вид накала катода: прямой (пр) либо косвенный (к). В столбцах 4 и 5 указаны напряжение и ток накала. Напряжение у прямонакальных катодов 2—5 в. Исключение составляет первый вентиль. Напряжение у катодов косвенного накала обычно 6,3 в, но есть серия ламп с  $U_n = 30$  в, рассчитанная на непосредственное включение в низковольтную цепь ряда ламп последовательно.

Нагрузочная способность лампы характеризуется максимальным (столбец 8) и средним значениями тока (столбец 9).



Фиг. 3-24. Кенотрон типа 5BX1.

Таблица 3-6

## Типы и параметры электронных вентиляей

Условное обозначение типа	Количество анодов	Накал			Допускаемое максимальное значение обр-ратного напряжения, в	Максимальное значение выпрямленного тока, ма	Среднее значение выпрямленного тока, ма	Среднее значение внутреннего сопротивления, Ом
		Род накала	Напряжение, в	Ток, а				
1ВД1 (1Ц1) . . .	1	пр	0,7	0,18	10 000	1	—	—
ВД8 (2Х2/879) . . .	1	к	2,5	1,75	12 500	100	7,5	4 500
5ВХ2 (5Ц3С) . . .	2	пр	5,0	2,0	1 400	375	125	500
5ВХ1 (5Ц4С) . . .	2	к	5,0	2,0	1 400	375	125	180
5ВХ3 (5У4Г) . . .	2	пр	5,0	3,0	1 550	675	225	280
6ВХ1 (6Х5С) . . .	2	к	6,3	0,6	1 250	210	70	325
30ВХ1 (30Ц16С) . . .	2	к*	30	0,3	—	250	90	—
ВДИ1 (705А) . . .	1	пр	5,0	5,0	35 000	1 250	100	60
ВД5 (В27/800) . . .	1	пр (воль- фрам)	16	10,5	27 000	800	—	1 000
ВД6 (V-1 906) . . .	1	пр	4,0	2,5	4 000	—	160**	400
4ВХ1 (ВО-188) . . .	2	пр	4,0	2,05	1 300	—	155	200
4ВД1 (ВО-230) . . .	1	пр	4,0	0,7	900	—	50	—
4ВХ2 (ВО-239) . . .	2	пр	4,0	2,05	1 800	—	180	—
ВД10 (VU-111) . . .	1	пр	4,0	1,3	14 000	—	80***	100
ВД (В 35/1500) . . .	1	пр	16,5	15,5	35 000	1 500	—	—

\* Выполняется с двумя отдельными катодами.

\*\* Анодный ток указывается при  $U_a = 65$  в.

\*\*\* Анодный ток указывается при  $U_a = 160$  в.

В большинстве типов ламп отношение максимального тока к среднему близко к трем, что соответствует отношению этих токов в наиболее ходовых схемах, рассмотренных в гл. 1.

Только для вентиляей, предназначенных для работы в импульсном режиме, отношение  $I_{a \text{ макс}} / I_a$  достигает десяти и выше.

Для типа ВД5 — средний ток вентиля не указан, так как нагрузочная способность вентиля лимитируется не током, а мощностью, рассеиваемой анодом  $P_a$  (равной для данного вентиля 400 вт). Для других вентиляей (ВД6 и ВД10) допустимый ток указан при определенном напряжении на аноде, данном в сносках к таблице. Этим также косвенно устанавливается допустимая мощность рассеяния анодом и одновременно указывается нагрузочная способность лампы по току.

Все двуханодные вентили за исключением 30ВХ1 имеют по одному катоду (фиг. 3-24).

Гарантируемый заводом срок службы вентиляей лежит в границах от 500 до 1 000 час.

### 3-14. КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЕНТИЛЕЙ

При конструировании и изготовлении приборов к ним предъявляется целый ряд требований. Основными из них являются:

- 1) стабильность характеристик;
- 2) достаточно длительный срок службы.

Наиболее важной деталью, определяющей рабочие характеристики и срок службы электронного вентиля, является катод. Параметры катода определяются:

1) удельной эмиссией, характеризующей величину термоэлектронного тока в миллиамперах, который может безвредно отдавать катод с каждого квадратного сантиметра своей поверхности;

2) экономичностью, характеризуемой величиной термоэлектронного тока, который он дает на каждый ватт мощности, затрачиваемой на накал;

3) сроком его службы.

В электронных лампах (кенотронах) применяются в настоящее время два типа катодов:

- 1) оксидный катод для низковольтных приборов;
- 2) катод из чистого вольфрама для высоковольтных приборов.

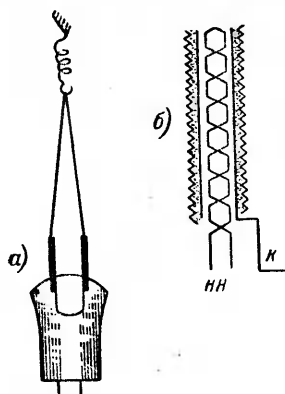
Применявшиеся часто торированные и карбидированные катоды в настоящее время применяются все реже и реже.

1. Вольфрамовый катод имеет сравнительно незначительную удельную эмиссию около  $15-20 \text{ ма/см}^2$  и небольшую экономичность от 3 до 7  $\text{ма/вт}$ . Этот катод обладает устойчивой эмиссией, большой теплостойкостью и механической прочностью. Рабочий срок службы катода, определяемый временем, в течение которого он теряет 20% установленной нормами эмиссии, исчисляется примерно в 1 000 час.

2. Оксидный катод является наиболее распространенным. Оксид состоит из углекислых солей бария, стронция и кальция. В катодах прямого накала (фиг. 3-25,а) оксид наносит непосредственно на нить накала, а в катодах косвенного накала (фиг. 3-25,б) оксид наносится на никелевый цилиндр, внутрь которого вводится вольфрамовый подогреватель, покрытый для изоляции алундом. Оксидный слой наносится на нить или цилиндр разными способами: 1) опрыскиванием; 2) пропусканьем через ряд последовательных ванн, но наиболее совершенным является катод электролитического нанесения (электрофорез). В этом случае удается добиться более равномерного покрытия катода слоем оксида. После прокаливании



оксидного катода углекислые соли оксида разлагаются и образуют окислы. Для того чтобы получить активный слой с высокой удельной эмиссией, катод подвергается дальнейшей обработке (активировке), заключающейся в пропускании тока через вентиль при повышенной температуре катода. При этом процессе из оксидного слоя диффундируют к металлической подкладке катода атомы бария, получающиеся в процессе термической диссоциации. Этот запас бария (и стронция) постепенно восполняет убыль в процессе работы в силу испарения из поверхностного одномолекулярного слоя некоторой доли атомов.



Фиг. 3-25. Конструкции катодов.

*а* — прямого накала; *б* — косвенного накала.

Оксидные катоды уже при температуре 1 000—1 100° К способны давать в среднем удельную эмиссию, достигающую до 50—150  $ма/см^2$ , а в импульсном режиме эмиссия катодов доходит до нескольких ампер с 1  $см^2$ . Экономичность оксидных катодов высока: она колеблется в пределах от 40—50 до 100  $ма/вт$ .

Другим отличительным свойством оксидных катодов является, как мы видели из кривых на фиг. 3-21, то, что ток насыщения у них не столь явно выражен, как у вольфрамовых и даже торированных катодов.

На фиг. 3-25,*а* показана одна из конструкций катодов прямого накала, а на фиг. 3-25,*б* — конструкция катода косвенного накала.

Для обеспечения высокой механической и термической прочности нить катода прямого накала изготавливается из вольфрама с введенными в его состав различными присадками. Поверхность вольфрама для более прочной связи с активным слоем окисляют или покрывают слоем другого более легко окисляемого металла, например меди.

Преимуществами катодов прямого накала являются более высокая их экономичность и малое время, требующееся для их разогрева, что для ряда устройств является весьма существенным. Их недостатком кроме описанных в § 3-9 является ограничение в выборе величины напряжения накала, а также то, что нить прямого накала при перегорании или разрыве может вызвать короткое замыкание через лампу вторичной обмотки анодного трансформатора и ее перегорание. Катоды косвенного накала, в которых нить накала представляет собой самостоятельную цепь и эмиттирующая часть катода получает тепло от подогревателя, дают больше свободы в выборе напря-

жения питания, позволяя повысить это напряжение до границ, допускающих включение серии ламп в цепь низкого напряжения без промежуточного трансформатора.

Подогреватель изготавливается обычно из вольфрама с примесью молибдена. Бифилярная спираль нагревателя изолируется от эмиттирующего наружного цилиндра алуновым покрытием (окись алюминия) или окисью бериллия.

Температура подогревателя рассчитывается на 1 200—1 300° К для обеспечения температуры рабочей поверхности катода в пределах 1 100°—1 150° К. Удельная мощность, которая при этом тратится, лежит в границах от 2,5 до 4 *вт/см<sup>2</sup>*. Постоянство тока эмиссии требует, чтобы колебания тока накала не выходили за границы  $\pm 10\%$ . Это требование связано также со сроком службы лампы, так как недокал и перекал катода сокращают срок его службы в связи с нарушением равновесия между количествами активного вещества, испаряющегося с катода и вновь диффундирующего на его поверхность при работе катода. Срок службы оксидных катодов определяется временем, в течение которого эмиссия катода меняется на 20%. Срок службы у вентиляей (ламп) с оксидным катодом исчисляется в несколько тысяч часов.

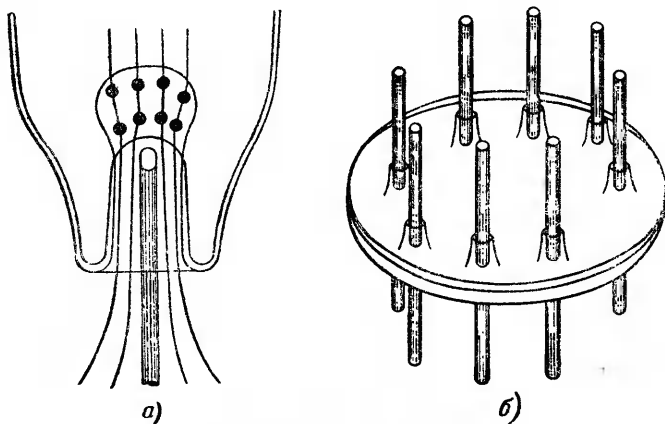
Аноды ламп изготавливаются чаще из листового никеля, реже из молибдена или тантала. Материал анода не должен содержать примесей, легко испаряющихся в вакууме при нагревании, и должен легко обезгаживаться. Выбор материала обусловлен также соображениями высокого удельного рассеяния тепла поверхностью анода. Для повышения удельной теплоотдачи аноды чернят, покрывая их углеродистым слоем (карбонизация) либо пленкой циркония. Последний наряду с повышением излучательной способности обладает высокими поглотительными свойствами, что улучшает вакуум в лампах. Допустимая температура устанавливается для анода в границах от 300 до 400° С. Удельная теплоотдача нечерненого никеля достигает при этой температуре порядка 1 *вт/см<sup>2</sup>*.

При черненом никеле эта величина повышается до 2 *вт/см<sup>2</sup>*. При анодах из молибдена и тантала удельная отдача тепла излучением достигает 3—4 *вт/см<sup>2</sup>*. В мощных кенотронах применяется воздушное принудительное охлаждение анодов либо охлаждение водой или маслом.

Формы и размеры баллонов ламп подчиняются не только требованиям рационального размещения электродов, удовлетворяющего определенным электрическим характеристикам, но и требованиям теплового режима. В качестве материала для баллона выбирается стекло либо металл. Выбор сорта стекла для баллона обусловлен требованиями механической прочности, термостойкости, доступности для хорошего обезгаживания и в большой мере величиной коэффициента теплового рас-

ширения, соответствующего коэффициенту расширения тех металлов, которые используются для вводов к электродам. Полная герметичность вводов должна быть обеспечена при всех температурных изменениях, которым подвергается лампа в эксплуатации. Для вводов из молибдена применяется стекло, обладающее тем же температурным коэффициентом, что и молибден. Оно носит поэтому название молибденового. При вводах из платинита применяется так называемое свинцовое стекло (известное под № 16).

Вводы в малогабаритных лампах обычно осуществляют через нижнюю стеклянную деталь, которая носит название



Фиг. 3-26. Конструкции катодных ножек.

*a* — гребенчатая; *b* — плоская.

«катодной ножки». Раньше применялись почти исключительно гребенчатые ножки (фиг. 3-26,*a*). Сейчас наряду с таким исполнением лампы строятся и с плоской ножкой (фиг. 3-26,*b*). При плоской ножке в качестве вводов используется обмедненная стальная проволока. Переводом наружного слоя меди в закись меди удается получить поверхность, хорошо свариваемую со стеклом.

В лампах с плоской конструкцией ножки достигаются: 1) более прочное крепление электродов, поскольку поддерживающие стержни располагаются не в одной плоскости, как в гребенчатой ножке; 2) меньшая длина вводов. В результате емкость между вводами уменьшается, что существенно особенно для высокочастотных ламп. Для предупреждения накопления зарядов на внутренней поверхности стекла внутри колбы создается некоторый проводящий слой путем обработки стекла графитной массой либо цинком.

Наряду со стеклянными лампами получили значительное развитие и лампы с металлическими колбами. Для изоляции вводов в металлических лампах используются стеклянные кольца (бусы), свариваемые с одной стороны с проволокой ввода, а с другой — с металлическим основанием лампы. В отдельных конструкциях дно лампы делается целиком из стекла.

Преимущества металлических ламп заключаются:

- 1) в большей механической прочности;
- 2) в экранировке междуэлектродного промежутка от внешних электрических и магнитных полей.

Их недостатком являются более трудные условия обезгаживания в связи с тем, что металлическая оболочка лампы, экранируя электроды и арматуру, не дает возможности применить для обезгаживания внутренних деталей лампы высокую частоту, чем широко пользуются в стеклянных лампах.

В металлических лампах поэтому больше, чем в стеклянных, возрастает роль поглощающего газа вещества. В качестве поглотителей в электронных лампах применяются магний, торий, цирконий и др. Таблетки (капсулы), содержащие один из этих металлов либо их комбинацию, крепятся к одному из электродов и распыляются разогревом таблетки до или после отпайки лампы (отсоединения лампы от вакуумной установки).

При распылении поглотителя должно быть обращено внимание на то, чтобы предупредить осаждение распыленных частичек на изоляционные детали прибора.

Для изоляции широко используется в лампах слюда и специальная керамика. Преимущество слюды:

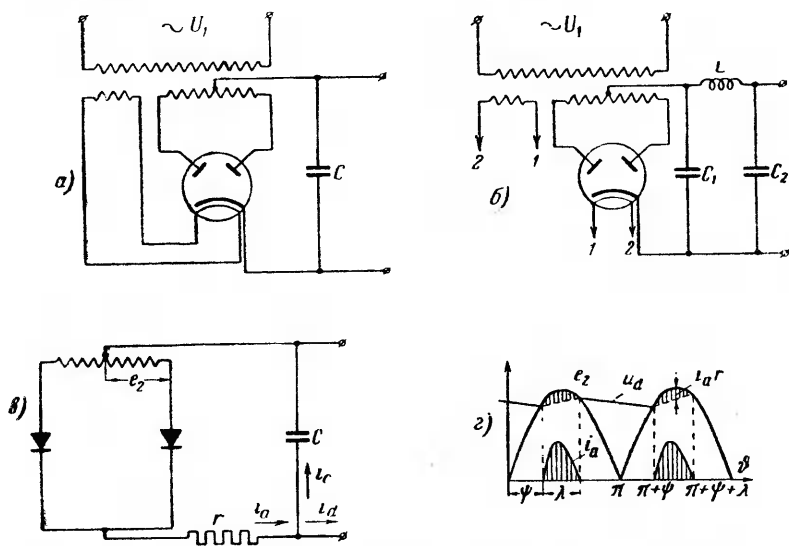
- 1) возможность получать тонкие слои вплоть до 0,1 мм;
- 2) упругость и прочность;
- 3) обеспечение плотного крепления электродов.

Для современных электронных приборов, у которых расстояние между электродами достигает в ряде случаев десятых долей миллиметра, эти качества изоляции очень существенны, так как при неплотной посадке электродов они могут вибрировать (микрофонный эффект) и изменять (особенно в условиях подвижной службы) свои параметры. Плотная посадка при отсутствии упругости также недопустима из-за деформации электродов при температурных изменениях. Катод для предупреждения деформаций крепится часто на пружинных подвесах.

Некоторым недостатком слюды является то, что при более высоких температурах, как, например, 500—700° С, слюда выделяет кристаллическую воду. Этим недостатком не обладает специальная керамика, изготавливаемая из окиси алюминия (алунд) или из окиси магния (стеатит), но зато ее упругие свойства меньше, чем у слюды.

### 3-15. НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ. РАСЧЕТ ТИПОВОЙ СХЕМЫ

Диапазон выпрямляемых с помощью электронных вентилях напряжений весьма широк. Он лежит в границах от нескольких десятков вольт до нескольких сот киловольт. Ток у таких выпрямителей, однако, ограничен десятками и сотнями миллиампер, достигая лишь в самых мощных устройствах нескольких ампер.



Фиг. 3-27. Двухполупериодный кенотронный выпрямитель.

а — схема с фильтром С; б — схема с П-образным фильтром; в — схема замещения; г — диаграмма напряжений и тока.

Для питания маломощных устройств с напряжением до 500 в, а при высоковольтных кенотронах и в выпрямителях на более высокие напряжения применяется главным образом двухполупериодная схема выпрямления с нулевым выводом у вторичной обмотки трансформатора с установкой на выходе в зависимости от допустимых пульсаций емкостного либо П-образного фильтра, как показано на схемах фиг. 3-27, а и б. Здесь анодная цепь и цепь накала питаются от отдельных вторичных обмоток общего трансформатора, связывающего цепь переменного тока с анодными цепями вентилях.

Более редко применяется схема однополупериодного выпрямления в связи с тем, что сглаживание тока в такой схеме является менее совершенным даже при применении более сложного и дорогого фильтра, а экономии на числе вентилях

не получается в связи с возможностью применять в схеме двухполупериодного выпрямления двуханодные вентили.

Расчет двухполупериодной схемы с идеальными вентилями и идеальным трансформатором без учета и с учетом действия фильтра нами рассматривался в § 1-7, 1-10 и 1-13 б и г.

При расчете емкостного и П-образного фильтров (в § 1-13 б и г) нами учитывалось наличие в схеме выпрямления активного сопротивления в анодных цепях, представляющего собой сопротивление вентиля и обмоток трансформатора. Учетом такого сопротивления был как бы совершен переход от схемы с идеальными к схеме с реальными вентилями.

Принятый, однако, метод приближенного расчета, базировавшийся на том, что емкость рассматривалась в первом приближении с неизменным на ней напряжением, дающий приемлемые результаты для выбора емкости фильтра, не всегда обеспечивает достаточную точность в величинах токов в анодной цепи, от которых зависит как выбор самих вентилях, так и питающего схему трансформатора.

Необходимые уточнения в расчете применительно к схеме замещения, приведенной на фиг. 3-27, в и диаграмме на фиг. 3-27, г, провел А. М. Утевский [Л. III-4].

Схема замещения на фиг. 3-27, в отвечает двухполупериодному выпрямлению. При однополупериодном выпрямлении в схеме сохраняется одна вторичная обмотка трансформатора.

В приведенной схеме замещения активное сопротивление  $r$ , представляющее собой внутреннее сопротивление вентилях, вынесено из анодных цепей в катодную, что вполне возможно, поскольку работа вентилях, как это видно из диаграммы токов на фиг. 3,27, г, прерывиста. Значение сопротивления  $r$  для разных типов кенотронов приведено в правом столбце табл. 3-6.

Нагрузочное сопротивление, вводимое в расчет, определяется из отношения  $\frac{U_d}{I_d}$ , которые являются исходными величинами при расчете выпрямителя.

Емкость, включенная в схему, представляющая собой либо самостоятельный емкостный фильтр, либо первое звено П-образного фильтра, может быть определена вначале по приближенной формуле (1-125).

Благодаря емкости вентили работают в прерывистом режиме с продолжительностью, определяемой на диаграмме углом  $\lambda$ .

Вступив в действие, вентиль вначале до максимума напряжения питает зарядным током емкость  $C$  и цепь нагрузки  $R$  (см. также фиг. 1-17, б). После максимума напряжения трансформатор вместе с начинающим разряжаться конденсатором питает нагрузку до момента, пока конденсатор не прини-

мает на себя самостоятельного питания нагрузочной цепи. С наступлением такого момента клапан отключается. Самостоятельный разряд емкости продолжается до момента, определяемого  $\lambda + \psi$ . Кривая напряжения на емкости на участке проводящей для клапана части периода лежит ниже синусоидальной кривой на величину падения напряжения в сопротивлении  $r$ , а в разрядный период это напряжение определяется экспоненциальной кривой разряда конденсатора.

Клапанный ток получается сложной формы, поскольку он складывается из разрядного тока конденсатора  $i_c$  и тока нагрузки  $i_d$

$$i_a = i_c + i_d. \quad (3-61)$$

Для того чтобы эти токи определить, воспользуемся балансом напряжения в цепи работающей фазы трансформатора

$$i_d(r + R) + i_c r = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (3-62)$$

Из двух неизвестных токов, входящих в (3-62), один может быть исключен, если воспользоваться уравнением

$$i_c = \omega C \frac{du_c}{dt} = \omega C \frac{du_d}{dt} = \omega CR \frac{di_d}{dt}. \quad (3-63)$$

Вводя  $i_c$  из (3-63) в (3-62) и используя для упрощения последующих преобразований обозначение

$$\omega CR = \operatorname{tg} \gamma, \quad (3-64)$$

находим уравнение, определяющее изменение тока  $i_d$ ,

$$i_d(r + R) + r \operatorname{tg} \gamma \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} E_2 \sin \vartheta. \quad (3-65)$$

Дифференцируя (3-65) и учитывая (3-63), находим аналогичное уравнение для тока конденсатора

$$i_c(r + R) + r \operatorname{tg} \gamma \frac{di_c}{dt} = \sqrt{2} E_2 \operatorname{tg} \gamma \cdot \cos \vartheta. \quad (3-66)$$

Суммируя (3-65) и (3-66), находим дифференциальное уравнение, определяющее ток в клапане,

$$i_a(r + R) + r \operatorname{tg} \gamma \frac{di_a}{dt} = \frac{\sqrt{2} E_2}{\cos \gamma} \sin(\vartheta + \gamma). \quad (3-67)$$

Решение этого уравнения при учете того, что ток в начальный момент, когда  $\vartheta = \psi$ , равен нулю, приводит к функции, определяющей изменение тока во времени,

$$i_a = \frac{\sqrt{2} E_2 \sin \sigma}{r \sin \gamma} [\sin(\vartheta + \gamma - \sigma) + \sin(\sigma - \psi - \gamma) e^{-(\vartheta - \psi) \operatorname{ctg} \gamma}]. \quad (3-68)$$

Введенный в (3-68) угол  $\sigma$  определяется в свою очередь из равенства

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{r}{r+R} \operatorname{tg} \gamma. \quad (3-69)$$

Для определения мгновенных значений и построения кривой анодного тока кроме  $E_2$  нужно еще знать угол вступления вентиля в действие  $\psi$  и угол продолжительности его работы  $\lambda$ .

Одно из уравнений, связывающих эти углы, может быть получено из условия, что отношение напряжений на конденсаторе в начале самостоятельного его разряда  $E_{Co}$  (когда  $\vartheta = \lambda + \psi$ ) и в конце разрядного участка  $E_{C_{мин}}$  (когда  $\vartheta = \pi + \psi$ ) может быть записано и через синусоидальную и через экспоненциальную функции.

Это дает:

$$\frac{E_{Co}}{E_{C_{мин}}} = \frac{\sin(\psi + \lambda)}{\sin \psi} = e^{\frac{2\pi}{m} - \lambda} = e^{\left(\frac{2\pi}{m} - \lambda\right) \operatorname{ctg} \gamma}. \quad (3-70)$$

Второе уравнение может быть записано, исходя из условия, что при  $\vartheta = \psi + \lambda$ ,  $i_a = 0$ .

Это дает:

$$e^{-\lambda \operatorname{ctg} \gamma} = \frac{\sin(\sigma - \psi - \lambda - \gamma)}{\sin(\sigma - \psi - \gamma)}. \quad (3-71)$$

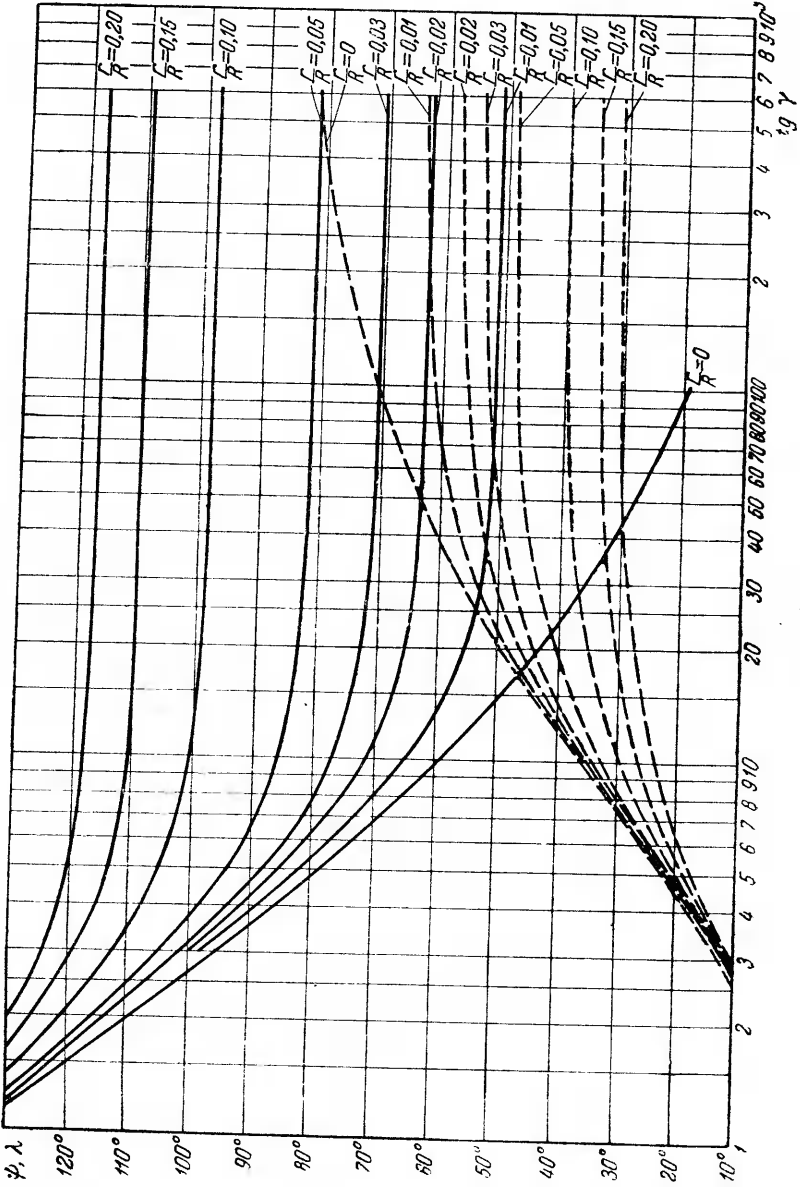
Решая совместно (3-70) и (3-71), находим:

$$e^{\left(\frac{2\pi}{m} - \lambda\right) \operatorname{ctg} \gamma} = \frac{e^{\lambda \operatorname{ctg} \sigma} \sin(\gamma - \sigma) - \sin(\gamma - \sigma - \lambda)}{e^{\lambda \operatorname{ctg} \sigma} \sin(\gamma - \sigma + \lambda) - \sin(\gamma - \sigma)}. \quad (3-72)$$

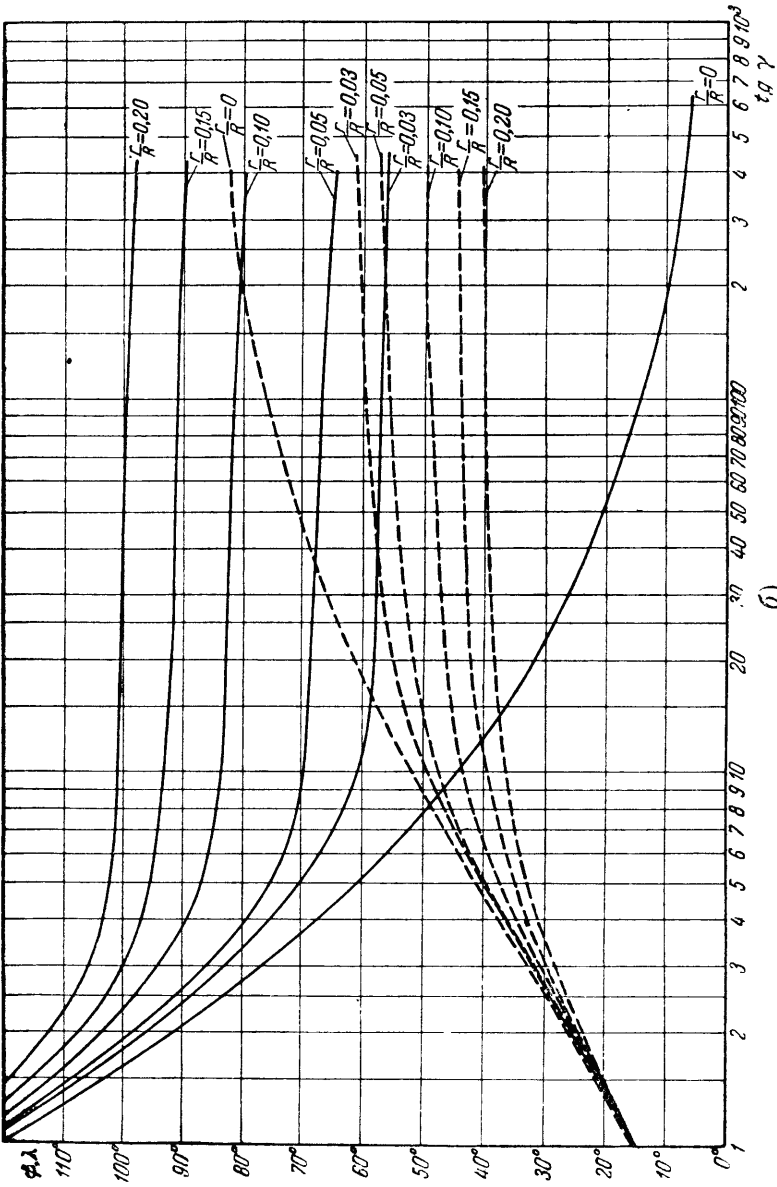
Определив из (3-72) угол  $\lambda$  и подставляя его в (3-70), получим уравнение, из которого может быть определен и угол  $\psi$ .

Вычисленные по (3-72) и (3-70) значения углов  $\psi$  и  $\lambda$  в функции от параметра  $\operatorname{tg} \gamma = \omega RC$  для схем одно- и двухполупериодного выпрямления даны в виде семейств кривых на фиг. 3-28. В качестве параметра в этих семействах выбрано отношение сопротивления в анодной цепи вентиля  $r$  к нагрузочному сопротивлению  $R$ .





а.)



Фиг. 3-28. Зависимость угла начала работы вентилей  $\phi$  и продолжительность его работы от  $\text{tg } \gamma = \omega RC$ .

Среднее значение вентильного тока за период  $\frac{2\pi}{m}$

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\psi+\lambda} i_a d\delta. \quad (3-73)$$

Значение  $i_a$  в подинтегральном выражении дает (3-68), но интегрирование упрощается, если  $i_a$  в (3-73) подставить из (3-67).

Тогда, учитывая, что  $\int_{\psi}^{\psi+\lambda} di_a = i_{a(\psi+\lambda)} - i_{a(\psi)} = 0$ , находим:

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V\sqrt{2}E_2}{(r+R)\cos\gamma} [\cos(\psi+\gamma) - \cos(\psi+\lambda+\gamma)]. \quad (3-74)$$

При однополупериодном выпрямлении среднее значение катодного и выпрямленного токов за период будет также равно  $I_a$ .

При двухполупериодном выпрямлении, когда  $m=2$

$$I_a = I_k = mI_a = 2I_a. \quad (3-75)$$

Если подставить  $I_a$  из (3-75) в (3-74) и учесть, что

$$I_a R = U_d, \quad (3-76)$$

то для относительной величины  $\frac{E_2}{U_d}$  может быть на основании (3-74) записано равенство

$$\frac{E_2}{U_d} = \frac{\sqrt{2}\pi \left(1 + \frac{r}{R}\right) \cos\gamma}{m [\cos(\psi+\gamma) - \cos(\psi+\lambda+\gamma)]}; \quad (3-77)$$

здесь  $m=1$  в схеме однополупериодного выпрямления;  
 $m=2$  в схеме двухполупериодного выпрямления.

Зная требуемое значение  $U_d$  и определяя по известным параметрам  $\omega$ ,  $r$ ,  $R$  и  $C$  значения углов  $\gamma$ ,  $\psi$  и  $\lambda$ , мы можем из (3-77) найти абсолютное значение  $E_2$ , обеспечивающее нужную величину среднего тока анода, связанного с исходным током  $I_a$  равенством (3-75).

Максимум вентильного тока является вторым параметром вентиля. Так как здесь большой точности не требуется, то он может быть вычислен приближенно, полагая, что кривая анодного тока по отношению к продолжительности работы вентиля  $\lambda$  мало отличается от положительной части синусоиды.

В этом случае

$$I_{a \text{ макс}} = \frac{\pi}{2} I_{a(\lambda)} = \frac{\pi}{2} I_a \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = I_a \frac{\pi^2}{\lambda}; \quad (3-78)$$

здесь  $I_{a(\lambda)}$  — среднее значение вентильного тока, отнесенного к периоду проводимости вентиля  $\lambda$ .

Максимальное значение обратного напряжения на вентиле определяется по (1-81) в схеме однополупериодного выпрямления, а в схеме двухполупериодного выпрямления — равенством (1-21).

Действующее значение анодного тока или равного ему тока вторичной обмотки трансформатора может быть также приближенно подсчитано, как для синусоиды с сокращенным полупериодом, равным  $\lambda$ .

Поскольку действующее значение тока при сокращении продолжительности его с  $2\pi$  до  $\lambda$  уменьшается в  $\sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}}$  раз против действующего значения синусоидального тока, то

$$I_2 = 1,11 \sqrt{\frac{2\pi}{\lambda}} \cdot I_a. \quad (3-79)$$

Здесь коэффициент формы 1,11 принят приближенно, как для синусоиды.

Мощность вторичных обмоток трансформатора

$$P_2 = m I_2 U_2. \quad (3-80)$$

Ток первичной обмотки в схеме однополупериодного выпрямления может быть найден по вторичному току путем исключения из него постоянной составляющей тока.

Это дает теоретическое значение тока

$$I_1 = \frac{1}{k} \sqrt{I_2^2 - I_a^2}. \quad (3-81)$$

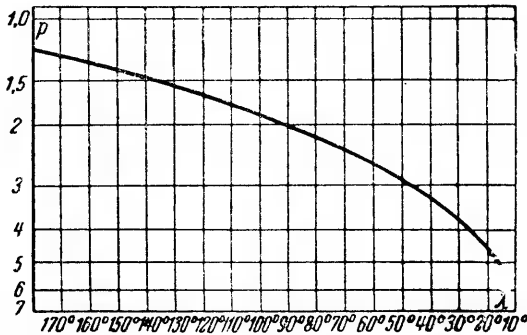
В действительности, из-за значительной величины тока намагничивания, обусловленного присутствием в магнитной системе постоянной составляющей магнитного потока, ток первичной обмотки возрастает в  $p$  раз:

$$I_1 = \frac{p}{k} \sqrt{I_2^2 - I_a^2}. \quad (3-82)$$

Численные значения коэффициента  $p$ , зависящие от продолжительности анодного тока, дает кривая, приведенная на фиг. 3-29 [Л. III-4].

В схеме двухполупериодного выпрямления постоянная составляющая в токе первичной обмотки отсутствует, и действующее значение тока

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{k} I_2. \quad (3-83)$$



Фиг. 3-29. Зависимость коэффициента  $p$  в формуле (3-82) от продолжительности вентильного тока.

При наличии кроме рабочих обмоток, питающих вентили, еще накаливающих вторичных обмоток с результирующей мощностью, равной  $\Sigma P_n$ , первичный ток увеличивается на

$$\Delta I_1 = \frac{\Sigma P_n}{U_1}. \quad (3-84)$$

Суммарная мощность первичной обмотки в этом случае

$$P_1 = U_1 I_1 + \Sigma P_n. \quad (3-85)$$

Здесь  $\Sigma P_n$  учитывает суммарную мощность накаливающих обмоток.

Типовая мощность трансформатора

$$P_T = \frac{P_2 + \Sigma P_n + P_1}{2}. \quad (3-86)$$

### 3-16. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ

В устройствах высокого напряжения с электронными вентилями применяют ряд специальных схем. Одни из этих схем отличаются от основной, рассмотренной нами в предыдущем параграфе и § 1-7 только в деталях; другие же имеют принципиальные отличия и преследуют цель без увеличения числа

вентилей в схеме добиться кратного увеличения выходного напряжения выпрямителя.

Рассмотрим примеры тех и других схем, получивших достаточно широкое применение в практических устройствах.

### а) Устройства для испытания изоляции кабелей

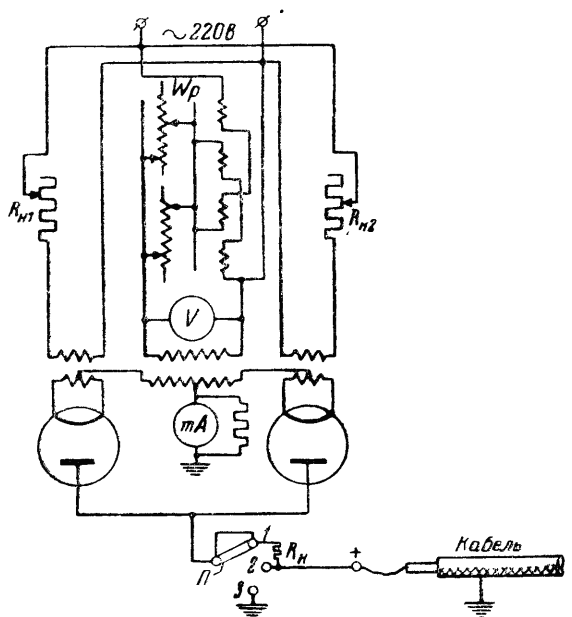
Проверка состояния изоляции требует значительных напряжений (с кратностью до 4—5 от величины рабочего напряжения кабеля). В целях исключения заметного влияния тока смещения проверка изоляции производится выпрямленным напряжением. Поэтому основные функции устройства для испытания изоляции заключаются в обеспечении на выходе его значительного выпрямленного напряжения. По току утечки на наиболее высокой ступени этого напряжения судят о состоянии изоляции. Ток утечки не должен выходить за границы нескольких миллиампер. Другой функцией устройства является пропуск несколько больших токов (доходящих до 100 *ма*), необходимых для пробоя изоляции поврежденного участка, с целью последующего более легкого обнаружения его. Операцию пробоя поврежденного участка называют прожигом кабеля. Для прожига не требуется столь высоких напряжений, как при испытании изоляции. Здесь достаточно иметь напряжение порядка 15—20 *кв*. Указанные функции решает испытательное устройство, схема которого приведена на фиг. 3-30. Здесь также применена двухполупериодная схема с нулевым выводом, обычно заземляемым.

Если аппарат рассчитан на 50 *кв* выпрямленного напряжения, то линейное напряжение у вторичной обмотки трансформатора 100 *кв*, а фазовое 50 *кв*. Концы вторичных обмоток питающего трансформатора приключены не к анодам вентиля, как обычно, а к их катодам (катодное включение). Этим достигается экономия на изоляции, так как не требуется изолировать накальные обмотки от соответствующих концов обмотки анодного питания вентиля.

Емкость испытываемого кабеля выполняет здесь роль сглаживающего фильтра, поэтому отдельного фильтра в устройстве не предусмотрено.

Для регулирования напряжения в период испытания, а также для перехода с режима испытания на режим прожига кабеля в первичную обмотку трансформатора анодного питания включен регулировочный автотрансформатор *T* специального типа (вариак), а в первичные цепи накальных трансформаторов включены реостаты. Нерегулируемые секции автотрансформатора  $\omega_p$  разбиты на 4 группы, а регулируемые на 2 группы для возможности переключения питающего напряжения с 110 на 220 *в*.

Плавное регулирование напряжения при помощи описываемого типа регулятора достигается тем, что по оголенным вдоль двух образующих цилиндрической поверхности участкам регулируемых секций обмотки скользят ползунки регулятора, позволяющие включить добавочные напряжения, суммирующиеся или вычитающиеся из напряжения, развиваемого полностью включенными секциями обмотки трансформатора. Это позволяет в процессе проведения проверки состояния изоляции плавно изменять напряжение, от 20% до полного. Во избежа-



Фиг. 3-30. Схема аппарата для испытания изоляции кабелей.

ние больших токов цепь накала катодов кенотронов питается при этом пониженным напряжением, и кроме того, в цепь нагрузки включается ограничивающее ток высокоомное сопротивление  $R_{н.}$ . При этом переключатель  $\Pi$  установлен в положение 1. При переходе на прожиг напряжение анодного питания уменьшается, а питание цепей накала усиливается. При этом токоограничивающее сопротивление из цепи нагрузки исключается путем перевода переключателя в положение 2.

При переводе после проведения испытания и прожига переключателя в положение 3 кабель, получивший заряд, разряжается на землю. В описываемом устройстве применяются кенотроны типа КР-110 на 100 кВ обратного напряжения.

## б) Высоковольтные питающие устройства постоянного тока. Схема удвоения напряжения.

Для ряда лабораторных и промышленных устройств требуется иметь выпрямленный ток высокого напряжения порядка 100—200 кВ и выше, при токах, измеряемых десятками, а иногда и сотнями миллиампер. Стоимость таких устройств может быть значительно снижена, если применять трансформаторы не на полное напряжение (как в описанном в п. «а» устройстве), а на напряжения, составляющие только определенную долю от полного, и увеличивать напряжение трансформатора напряжением, получаемым на конденсаторах, специально вносимых в схему, заряжая эти конденсаторы. Они затем автоматически переводятся на режим, когда они помогают вторичной обмотке трансформатора питать цепь нагрузки. Внесение конденсаторов в рассмотренную в п. «а» схему затруднено в связи с наличием значительной собственной емкости у испытуемой системы (кабеля). Переменная величина этой емкости, зависящая от длины и марки кабеля, вносила бы неопределенность в результаты испытания.

В зависимости от формы кривой выходного напряжения в схемах, использующих для повышения напряжения конденсаторы, различают схемы с постоянным напряжением, у которых постоянная составляющая напряжения не намного отличается от максимального значения напряжения, и схемы с пульсирующим напряжением, у которых максимальное напряжение заметно превосходит среднее его значение.

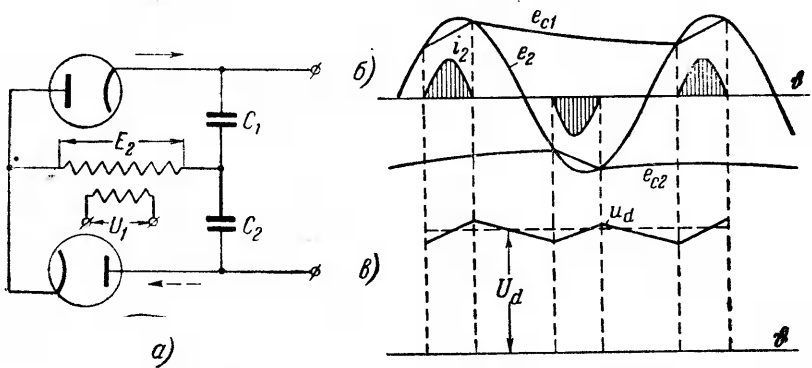
В испытательных устройствах, где важно иметь высокое значение среднего напряжения, применяется первый описываемый здесь тип схем.

Схема удвоения постоянного напряжения приведена на фиг. 3-31,а, а диаграммы, иллюстрирующие ее работу, даны на фиг. 3-31,б и в. Разберем вначале работу схемы при отключенном потребителе  $R$ .

Благодаря встречному включению вентиляй параллельно вторичной обмотке трансформатора в один из полупериодов переменного напряжения ток проходит через верхний кенотрон (сплошная стрелка) в период заряда конденсатора  $C_1$ . Ток заряда прекращается, когда конденсатор заряжается до максимального значения напряжения вторичной обмотки трансформатора. В другой полупериод до такого же напряжения заряжается конденсатор  $C_2$  через нижний кенотрон (направление тока в контуре обозначено в этом случае пунктирной стрелкой). Полярность, получаемая при этом на обкладках конденсаторов, такова, что напряжения конденсаторов суммируются, и на зажимах, к которым присоединена нагрузка, напряжение поэтому удваивается. Наличие нагрузочного со-



противления не меняет в принципе работы схемы, а приводит только к тому, что напряжение на каждом из конденсаторов в период его разряда на нагрузочное сопротивление снижается, как это видно из фиг. 3-31,б. Степень снижения зависит, как это было выяснено в § 1-10, от постоянной времени разряда  $\tau = RC$ . Поэтому, чем больше  $R$  и больше  $C$ , тем меньше снижается напряжение на конденсаторе и тем меньше время каждый из конденсаторов находится под зарядом. При



Фиг. 3-31. Схема удвоения постоянного напряжения.

а — схема; б — напряжение на конденсаторах и ток трансформатора;  
в — выпрямленное напряжение.

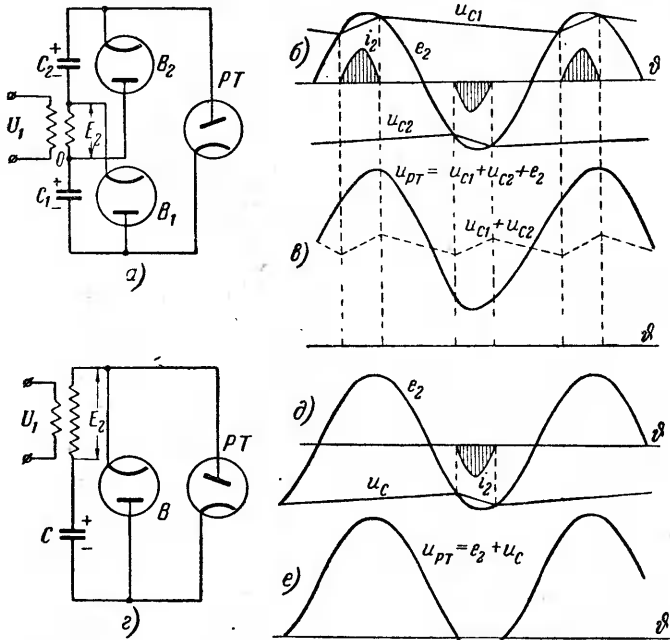
достаточно больших  $R$  (что определяет малый ток потребления) среднее напряжение или постоянная его составляющая, построенная на фиг. 3-31,в по сумме ординат кривых напряжений на отдельных конденсаторах (фиг. 3-31,б), относительно мало отличается от максимального напряжения, развиваемого этой схемой. Последнее достигает двойного значения амплитуды переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Импульсы тока, проходящие через отдельные вентили, подсчитываются по тем же формулам, которые были выведены в § 3-15.

Амплитуда обратного напряжения на вентилях равна двойной амплитуде переменного напряжения или выпрямленному напряжению. Такой довольно малый коэффициент по обратному напряжению для вентилях и относительно малое напряжение вторичной обмотки трансформатора являются теми благоприятными факторами, которые обеспечили значительное распространение рассматриваемой схемы в ряде устройств постоянного тока высокого напряжения.

**в) Питание рентгеновских трубок. Схема утроения напряжения**

Так как для питания рентгеновских трубок (описываемых в § 8-9) важно в первую очередь получить высокое значение максимума напряжения, то для питания трубок применяются схемы с пульсирующими напряжениями. Такая схема с утроением переменного напряжения, предложенная В. А. Витка



Фиг. 3-32. Схемы рентгеновских аппаратов.

*а* — схема Витка; *б* — напряжения и токи в схеме *а*; *в* — напряжение на трубке в схеме *а*; *г* — схема удвоения максимума напряжения; *д* — напряжения и токи в схеме *г*; *е* — напряжение на трубке в схеме *г*.

и разработанная Московским рентгеновским заводом, приведена на фиг. 3-32, *а*. Здесь рентгеновская трубка *Р. Т.*, являющаяся потребителем тока высокого напряжения, приключена к цепи, состоящей из последовательно соединенных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  и вторичной обмотки трансформатора.

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжаются в этой схеме одновременно одной полувольтной напряжения  $U_2$ . В другую полувольту сумма напряжения вторичной обмотки трансформатора и других конденсаторов воздействует на рентгеновскую трубку. Получаемое тройное напряжение ( в максимуме ) и определяет название схемы.

Диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, приведены на фиг. 3-32, б и в. Действие схемы проще уяснить, если предварительно рассмотреть более простую схему удвоения пульсирующего напряжения, приведенную на фиг. 3-32, г, и соответствующие ей диаграммы на фиг. 3-32, д и е. Последовательно с обмоткой трансформатора включен здесь только один конденсатор  $C$ . Этот конденсатор заряжается в тот полупериод напряжения, когда вентиль  $B$  пропускает ток (от анода к катоду). В другой полупериод, когда напряжение на конденсаторе складывается с  $U_2$ , вентиль тока не пропускает, и двойное напряжение подводится к рентгеновской трубке в проводящем направлении. Изменение напряжения и тока в вентиле определяется в этой схеме диаграммами на фиг. 3-32, д, а напряжение на рентгеновской трубке диаграммой на фиг. 3-32, е. Диаграммы на фиг. 3-32, б и в, характеризующие изменение напряжения и тока в вентиле и на трубке в схеме устроения пульсирующего напряжения, отличаются от соответствующих диаграмм на фиг. 3-32, д и е только тем, что здесь заряд конденсаторов имеет место в течение обоих полупериодов напряжения. В результате пульсирующее напряжение источника накладывается на двойное значение постоянного напряжения.

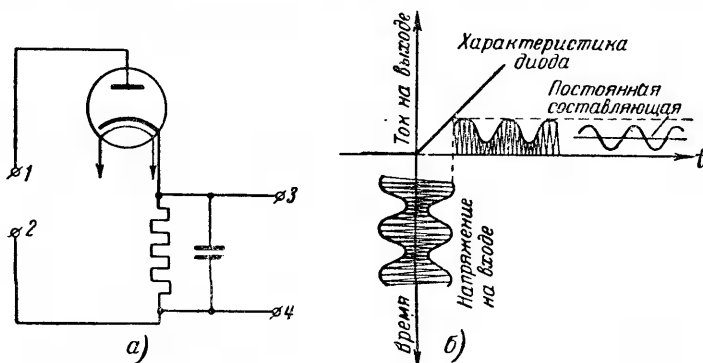
### 3-17. ДЕТЕКТОРНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Высокая частота используется в настоящее время не только в каналах связи радиотехнических устройств, но и в системах телеуправления и телеконтроля промышленных электронных устройств. В таких системах измеряющий или регулирующий орган видоизменяет (модулирует) по некоторому закону амплитуду колебаний (а в некоторых случаях частоту или фазу колебаний), высокой частоты, которая используется для передачи сигнала с помощью электромагнитных излучений от места передачи к пункту приема. Частота модулируемых колебаний носит название несущей частоты, а частота колебаний измерительного или управляющего органа носит название модулирующей частоты. Результирующие колебания высокой частоты носят название модулированных.

На месте приема модулирующие колебания должны быть вновь отделены от модулированных. Этот процесс, носящий название детектирования, и выполняется с помощью детектора. Одним из наиболее распространенных детекторов является электронный вентиль. Если вентиль имеет только два электрода, то такой детектор называют диодом, а такое детектирование — диодным.

Схема диодного детектора приведена на фиг. 3-33, а, а диаграмма, поясняющая его работу, на фиг. 3-33, б.

На вход схемы (зажимы 1-2) подается пришедшее к месту приема модулированное напряжение, характеризуемое нижней диаграммой с вертикальной осью времени на фиг. 3-33. Огибающая переменного напряжения модулированной частоты характеризует собой подлежащую отделению модулирующую частоту. При прохождении через диод в цепь его нагрузки



Фиг. 3-33. Диодное детектирование.

а — схема; б — диаграмма модулированного напряжения и составляющие тока.

(состоящей из параллельных  $R$  и  $C$ ) попадают модулированные колебания только одной полярности. Колебания другой полярности запираются диодом или вентилем.

Высокочастотную составляющую однополярных колебаний пропускает конденсатор, поскольку сопротивление емкостной ветви для этих колебаний очень мало, а нагрузочное сопротивление  $R$  принимает на себя колебания низкой частоты.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ (ВЕНТИЛИ) С СЕТОЧНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

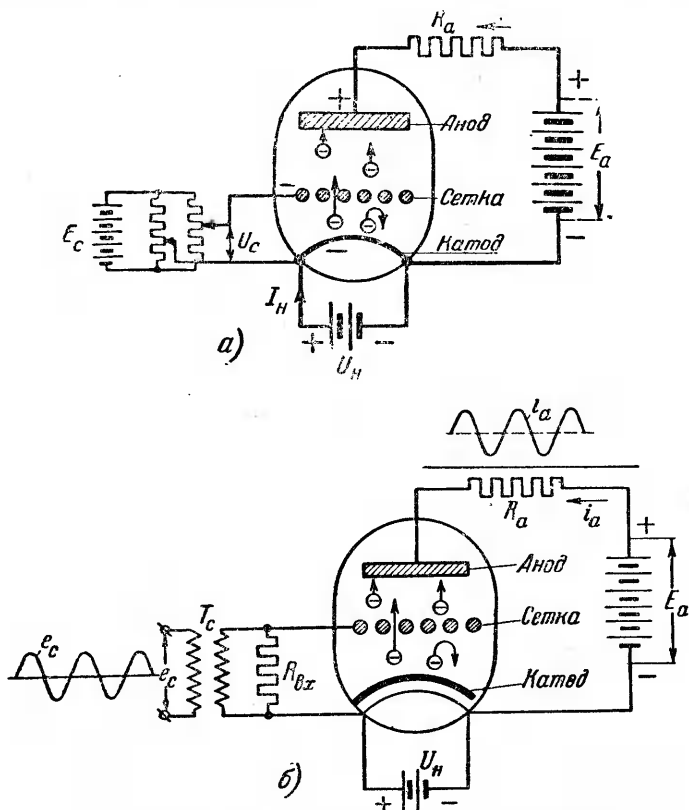
#### 4-1. ДЕЙСТВИЕ СЕТКИ В ЭЛЕКТРОННОМ ВЕНТИЛЕ

Функции электронных вентилях, получивших в обиходе широко распространенное название электронных ламп, значительно расширились, когда в них был введен третий управляющий электрод в виде проволочной сетки, располагаемой, как показано на фиг. 4-1,а, между катодом и анодом. Наличие трех электродов (анода, катода и сетки) и определило название вентиля (лампы) — триод.

Сетка в триоде выполняет функции чувствительного органа управления, способного при относительно небольших изменениях потенциала на ней (по отношению к катоду) регулиро-

вать в широких пределах поток электронов, участвующих в анодном токе.

Действительно, если аноду сообщить неизменный по величине положительный потенциал, а сетке отрицательный потенциал по отношению к катоду, то в лампе создаются два поля: положительное поле анода, ускоряющее электроны, и накла-



Фиг. 4-1. Схемы включения электронной лампы с управляющей сеткой.

а — при постоянных анодном и сеточном напряжениях; б — при постоянном анодном и переменном сеточном напряжениях.

дывающееся на него на участке сетка — катод отрицательное поле, способное затормаживать электроны. Поэтому при сообщении сетке некоторого отрицательного потенциала часть из более медленных электронов затормаживается в пространстве сетка — катод и возвращается к катоду. В результате ток, проходящий через лампу и последовательно соединенное с ней нагрузочное сопротивление  $R_a$ , уменьшается. Увеличивая по абсолютному значению отрицательный потенциал сетки,

можно ток в анодной цепи свести к нулю. При сообщении сетке положительного потенциала поле, создаваемое сеткой, суммируется с анодным полем на участке катод — сетка. В этом случае поток электронов к аноду возрастает, пока не достигнут предельный для данной температуры ток эмиссии.

Изменяя потенциал сетки в определенном диапазоне значений, мы получаем, таким образом, возможность изменять ток в анодной цепи от нуля до полной его величины при неизменной величине постоянного напряжения питания  $E_a$  и неизменном нагрузочном сопротивлении  $R_a$  в анодной цепи.

При введении в цепь сетки не постоянного, а переменного напряжения  $e_c$  (как это показано синусоидой налево от схемы на фиг. 4-1,б) мы получаем пульсирующий ток в анодной цепи, как это показывает синусоида над схемой на той же фигуре, несмотря на то, что источник питания в анодной цепи дает постоянное напряжение. Управление с помощью переменного потенциала на сетке изменением тока в анодной цепи открыло перед триодом чрезвычайно широкое поле применений. Основным из них является функция усиления, сущность которого сводится к тому, что с помощью слабых, иногда еле уловимых колебаний напряжения либо тока в сеточной цепи, содержащей измерительный орган-датчик, получают аналогичные по форме, но значительно большие по величине колебания напряжения либо тока в анодной цепи. В этом случае лампа выступает в роли усилительного органа (усилительной лампы), а схема, в которой создаются такие колебания, носит название усилительной схемы.

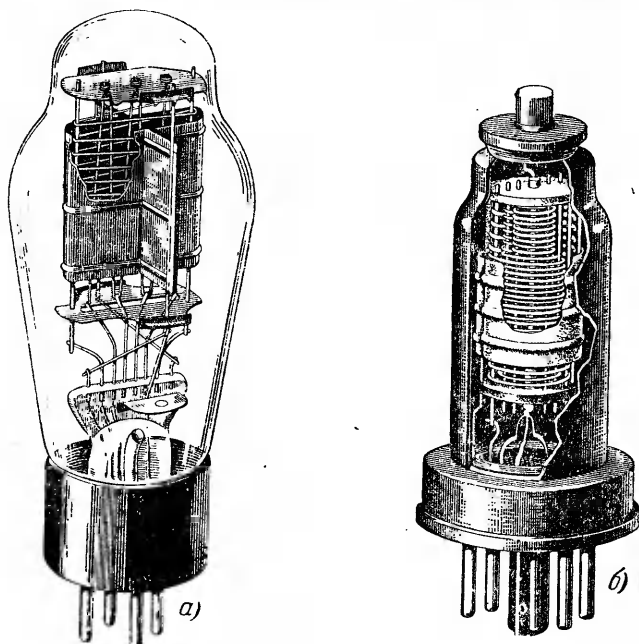
В других случаях возбуждение колебаний имеет своим назначением получить с помощью электронных ламп токи высокой частоты.

В таких схемах, носящих название генераторных, лампа выступает в роли генератора электрических колебаний. С точки зрения энергетического режима усиление и генерация электрических колебаний представляют собой не что иное, как преобразование постоянного тока в переменный, которым управляет сетка. Такое преобразование носит в общем случае название инвертирования тока.

Разница в функциях усилительной и генераторной схем заключается лишь в том, что при усилении заданным является изменение величины и формы кривой напряжения либо тока в сеточной цепи, которому должны следовать изменения в анодной цепи, в то время как при генерации заданным является режим в анодной цепи (частота, форма кривой и амплитуда тока), а подчиненным ему является режим в сеточной цепи. -

Количественная связь между изменениями напряжений и токов в цепи сетки и в анодной цепи определяется характе-

ристиками ламп и параметрами цепи. Изучение физических свойств ламп, их характеристик и параметров составляет предмет рассмотрения настоящей главы, между тем как исследование режимов работы ламп в усилительных и генераторных схемах входит в две следующие главы. Имея, однако,



Фиг. 4-2. Типы электронных ламп.  
а — триод 2Н1; б — пентод 6К7Б.

в виду то обстоятельство, что развитие ламп шло в непрерывной связи с запросами техники усиления и генерации тока, мы и в настоящей главе кратко затрагиваем некоторые вопросы работы ламп в схеме с тем, чтобы указать на факторы, диктующие совершенство параметров ламп. В порядке удовлетворения этих разнообразных запросов, которые предъявляли к лампам непрерывно развивающиеся вначале радиотехника, а затем и промышленная электроника, были созданы кроме триодов вначале лампы с двумя сетками — тетроды (четырёхэлектродные), лампы с тремя сетками — пентоды (пятиэлектродные) и лампы с большим числом сеток — преобразовательные.

Первые образцы отечественных триодов были разработаны в 1914 г. Н. Д. Папалекси. Вследствие невысокого уровня вакуумной техники эти лампы не были вначале еще

достаточно совершенными. Более совершенные образцы ламп были разработаны (в 1915 г.) М. А. Бонч-Бруевичем. Разработка типов электронных ламп ускорила после Великой Октябрьской социалистической революции, когда по специальному указанию В. И. Ленина была организована в 1918 г. Нижегородская радиолaborатория. Промышленный выпуск ламп был поставлен вначале на небольшом электровакуумном производстве в Ленинграде (1923 г.), которым руководили А. А. Чернышев и М. М. Богословский, а затем (с 1928 г.) на крупном электровакуумном заводе «Светлана», где большой коллектив научных работников и инженеров (А. А. Шапошников, С. А. Зусмановский, А. Г. Александров, С. А. Оболенский и др.) во главе с С. А. Векшинским разработали и внедрили в производство и эксплуатацию большое число отечественных типов ламп. Среди отечественных разработок особо приходится отметить создание лампы с катодом косвенного накала, предложенной А. А. Чернышевым и нашедшей затем широкое применение и в ламповой технике других стран.

Общий вид современной лампы (триода) в стеклянном исполнении приведен на фиг. 4-2,а, а лампы (пентода) в металлическом исполнении на фиг. 4-2,б.

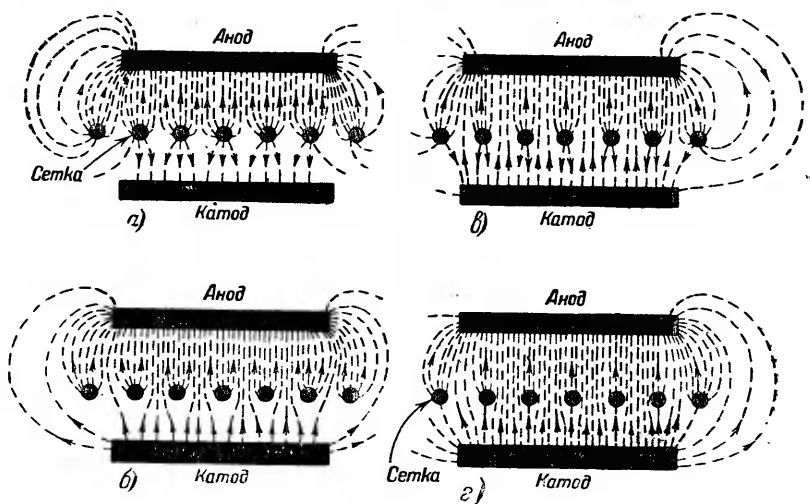
#### 4-2. УЧЕТ СОВМЕСТНОГО ДЕЙСТВИЯ СЕТКИ И АНОДА ПО ЭКВИВАЛЕНТНОМУ НАПРЯЖЕНИЮ. РАСЧЕТНАЯ ФОРМУЛА ДЛЯ КАТОДНОГО ТОКА

Результирующее поле, создаваемое анодом и сеткой в триоде, получает довольно сложную форму даже в том случае, когда анод и катод плоские. Это иллюстрируют на фиг. 4-3,а б, в и г электрические поля, построенные при помощи электролитической ванны, при разных значениях сеточного потенциала и неизменном значении анодного потенциала по отношению к катоду. Фигура 4-3,а соответствует большому отрицательному потенциалу на сетке. Здесь отрицательное поле на участке сетка — катод превалирует над положительным полем анода, проникающим через сеточные отверстия. Получаемое при этом результирующее отрицательное поле затормаживает все электроны, выходящие из катода, и поэтому ток в цепи равен нулю. При некотором ослаблении отрицательного потенциала сетки (фиг. 4-3,б) поле между катодом и сеткой оказывается смешанным. Часть силового поля, характеризуемого силовыми линиями, проходящими через отверстия сетки, положительна (ускоряет электроны), а другая часть, определяемая линиями, идущими от катода к стержням сетки, отрицательна (затормаживает электроны).

При таком поле та часть электронов, которая выходит из катода против стержней сеток, затормаживается, а другая их



часть, выходящая против сеточных отверстий, проходит к аноду. В результате в анодной цепи появляется некоторый ток. При уменьшении до нуля отрицательного потенциала на сетке (фиг. 4-3, б) отрицательное поле в области катод — сетка исчезает, и поэтому поток электронов и создаваемый ими анодный ток продолжают расти. При сообщении сетке положительного потенциала (фиг. 4-3, г) положительное силовое поле в области сетка — катод еще больше усиливается, линии



Фиг. 4-3. Электрическое поле в триоде.

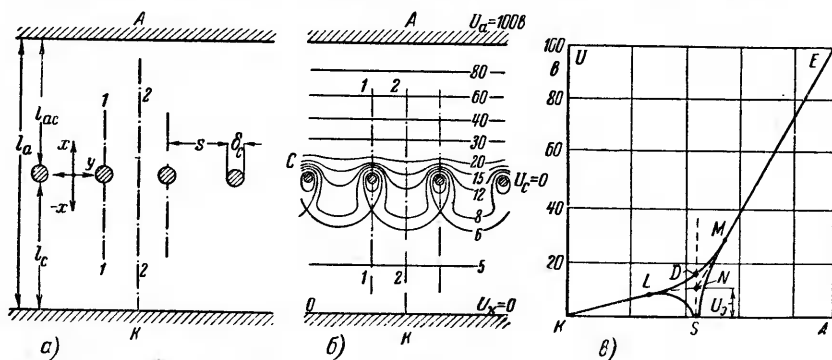
а и б — при отрицательных по отношению к катоду сетках; в — при равных потенциалах сетки и катода; г — при положительной сетке.

сгущаются, и это способствует дальнейшему росту числа электронов, уходящих от катода к аноду, пока ток эмиссии катода (ток насыщения) не исчерпает возможности для такого роста.

Такова качественная картина явлений. Она показывает, что с изменением потенциала даже одного из электродов — сетки — поле в области катод — сетка и зависящее от него движение электронов изменяются от точки к точке. Естественно, поэтому, что при переходе к количественному учету влияния полей анода и катода на поток электронов, уходящих к аноду, мы ищем способа упростить картину, заменив ее эквивалентной, позволяющей достаточно простым методом найти зависимость тока от приложенной к электродам разности потенциалов.

Для учета действия суммарного поля на участке катод — сетка, управляющего потоком электронов, отходящих от катода к аноду и сетке и образующих катодный ток (ток  $I_k$ ), таким упрощающим расчет тока методом является замена три-

ода эквивалентным диодом, у которого тот же катод, что и у триода, но вместо сетки расположен анод в виде сплошной металлической плоскости. Потенциал, который необходимо сообщить аноду такого эквивалентного диода по отношению к катоду, должен быть отличен от фактического потенциала, сообщаемого сетке, поскольку в пространстве сетка — катод действует результирующее поле от сетки и анода. Потенциал, который должен быть сообщен поставленному вместо сетки сплошному металлическому электроду (аноду эквивалентного диода), чтобы в некотором отдалении по обе стороны от него получить то же поле, которое факти-



Фиг. 4-4. Поле в триоде при плоской конструкции электродов.

**а** — расположение электродов; **б** — эквипотенциальные линии при  $U_c = 0$ ; **в** — кривая изменения потенциала между электродами.

чески имеет место в рассматриваемом приборе, мы называем эквивалентным потенциалом. Он может быть найден по построенной расчетным либо экспериментальным путем кривой распределения потенциалов между электродами для заданной конфигурации электродов лампы и их расстояний между собой. Так, рассматривая в качестве примера лампу с плоской конфигурацией электродов, приведенной на фиг. 4-4,а, мы найденное опытным путем поле даем в виде эквипотенциальных линий на фиг. 4-4,б.

Аноду сообщен здесь потенциал  $U_a = 100$  в, а сетке — нулевой потенциал ( $U_c = 0$ ) по отношению к катоду, потенциал которого принят равным нулю.

По семейству эквипотенциальных линий (фиг. 4-4,б) на фиг. 4-4,в построена кривая распределения потенциалов между катодом и анодом. При подходе к месту расположения сетки кривая потенциалов расходится по двум ветвям *LDM* и *LSM*. Верхняя ветвь соответствует изменению поля вдоль оси отверстия (линия 2-2 на фиг. 4-4,а и б), а нижняя ветвь

соответствует изменению поля по линии, проходящей через центр сечения проволоки (линия  $I-I$  на фиг. 4-4,а и б). При перемещении снизу вверх вдоль пунктирной прямой  $SD$  на фиг. 4-4,б мы проходим значения потенциалов всех точек, лежащих в плоскости сеточного отверстия, начиная от поверхности проволоки до середины сеточного отверстия. Если изменить геометрию сетки либо потенциалы на электродах, то изменится ход кривой потенциалов, но всегда можно выделить в такой кривой прямолинейные участки, продолжение которых до пересечения в точке  $N$  (фиг. 4-4,б) дает потенциал, который установился бы при замене сетки сплошным металлическим электродом. Ордината точки  $N$  и определяет эквивалентный потенциал, которым должен обладать электрод, замещающий сетку, чтобы в некотором отдалении от сетки создать то же поле, которое устанавливается в триоде.

Если эквивалентный потенциал известен (о путях его аналитического расчета говорится ниже), то напряженность поля у электродов определяется непосредственно, как в плоском конденсаторе.

Так, вблизи катода напряженность поля

$$E_k = \frac{U_s - U_k}{l_c}, \quad (4-1)$$

а у анода напряженность поля

$$E_a = -\frac{U_a - U_s}{l_{ac}}; \quad (4-2)$$

здесь  $U_k$  и  $U_a$  — потенциалы катода и анода;  
 $l_c$  — расстояние между катодом и сеткой;  
 $l_{ac}$  — расстояние между сеткой и анодом.

При перемещении от сетки к катоду убывающий потенциал определится в этом случае из уравнения

$$U_{x1} = U_s - \frac{x_1}{l_c}(U_s - U_k), \quad (4-3)$$

а при перемещении от сетки к аноду из уравнения

$$U_{x2} = U_s + \frac{x_2}{l_{ac}}(U_a - U_s). \quad (4-4)$$

Здесь  $x$  отсчитывается от начала координат, расположенного в центре сеточного отверстия (в направлении анода  $x$  берется со знаком плюс, а в направлении к катоду — со знаком минус). Необходимо, однако, помнить, что в соответствии с ранее отмечавшимся обстоятельством уравнения (4-3) и (4-4) отвечают действительному полю только в некотором отда-

лении от отверстий сетки, когда с пунктирных участков (фиг. 4-4,в) прямые переходят на сплошные участки.

Введенный в (4-3) и (4-4) эквивалентный потенциал мы нашли из построений на фиг. 4-4,в, пользуясь экспериментально снятой кривой потенциалов (фиг. 4-4,б). Нам же важно уметь находить эквивалентный потенциал и расчетным путем в функции от тех величин, которые его определяют, а именно: 1) от напряжений на электродах  $U_k$ ,  $U_a$  и  $U_c$ ; 2) от расстояний анода и сетки от катода  $l_a$  и  $l_c$ ; 3) от конфигурации сетки и ее конструктивных размеров, важнейшими из которых являются шаг сетки  $s$  (расстояние между осями соседних проволок) и радиус проволок ( $\rho_c$ ) либо их диаметр ( $\delta_c$ ).

Геометрия сетки и степень ее отдаленности от электродов определяют весьма важную геометрическую величину в лампе  $D$ , называемую проницаемостью сетки. Проницаемость  $D$  характеризует степень проникновения поля анода через отверстия сетки в пространство катод — сетка. Численно она определяется дробью или процентной величиной. Чем больше отверстия сетки и чем ближе расположена сетка к аноду, тем проницаемость сетки больше, и наоборот. По величине проницаемости  $D$  можно судить о том, какую долю от анодного потенциала надо сообщить замещающему сетку электроду, чтобы уметь действие поля анода на участке сетка — катод.

При электродах плоской конфигурации проницаемость  $D$ , как это следует из расчетов поля [Л. III-5], может быть найдена по расчетной формуле

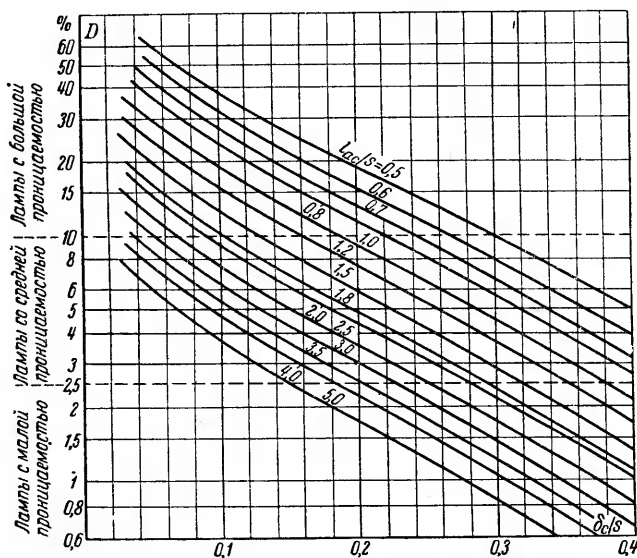
$$D = \frac{\ln \frac{s}{2\pi\rho_c} + \left(\frac{\pi\rho_c}{s}\right)^2}{\frac{2\pi I_{ac}}{s} - 2\left(\frac{\pi\rho_c}{s}\right)^2}. \quad (4-5)$$

Приведенная формула выведена в предположении, что катод удален от сетки настолько, что поле у катода можно считать однородным. Это соответствует одинаковой проницаемости поля вдоль поверхности катода. В действительности в реальных конструкциях ламп сетка расположена обычно ближе к катоду, чем это необходимо для установления равномерного поля у катода. Поэтому действительная проницаемость анодного поля у катода изменяется от точки к точке по той либо иной периодической функции пространства, и значения  $D$ , определяемые по (4-5), надо поэтому рассматривать лишь как средние значения проницаемости. В реальных конструкциях ламп с близкой к катоду сеткой на участках, расположенных против середины сеточных отверстий, проницаемость больше средней, а на участках, расположенных против оси проволок сетки, она меньше средней. В тех случаях, когда

расстояние между сеткой и анодом  $l_{ac} > s > \delta_c$ , расчетная формула (4-5) может быть упрощена за счет исключения вторых слагаемых. Это дает:

$$D \approx \frac{s}{2\pi l_{ac}} \ln \frac{s}{\pi \delta_c}. \quad (4-6)$$

Подсчитанные по (4-6) проницаемости в процентах для сеток плоской конфигурации, обладающих разной относительной величиной шага, характеризуются семейством кривых на фиг. 4-5. На оси абсцисс здесь отложены значения



Фиг. 4-5. Зависимость проницаемости сетки от геометрических размеров электродов.

коэффициента заполнения сетки, характеризуемые отношением диаметра проволок к шагу сетки  $\frac{\delta_c}{s}$ , а в качестве параметра использована относительная величина расстояния сетки до анода к шагу сетки.

Ход кривых на фиг. 4-5 подтверждает вышесказанное, что проницаемость сетки тем меньше, чем коэффициент заполнения сетки больше (сетка гуще) и чем больше удалена сетка от анода. По численным значениям проницаемости, нанесенным на оси ординат, лампы с управляющими сетками могут быть примерно разбиты на три группы, условно разграниченные на фиг. 4-5 пунктирными линиями: лампы с сетками большой проницаемости (редкие сетки), когда значения  $D$  лежат выше

10%, лампы с сетками средней проницаемости, когда  $D$  лежит примерно в границах между 2,5 и 10%, и лампы с сетками малой проницаемости, когда  $D$  характеризуется значениями меньше 3%.

Семейство кривых на фиг. 4-5 и расчетные формулы (4-5) и (4-6) определяют с достаточной точностью величину проницаемости и в лампах с цилиндрической конструкцией электродов, когда при катоде косвенного накала цилиндрическая сетка выполнена в виде проволок, расположенных по образующим цилиндра.

Величина  $l_{ac}$  заменяется в этом случае величиной  $r_{ac}$ , определяющей также расстояние между сеткой и анодом.

При цилиндрических электродах с сеткой в виде спирали проницаемость  $D$  может быть определена по следующей расчетной формуле [Л.IV-1]:

$$D = \frac{\ln \operatorname{cth}(\pi n \delta_c)}{2\pi n r_c \ln \frac{r_a}{r_c}}; \quad (4-7)$$

здесь  $r_a$  и  $r_c$  — радиусы анода и сетки;

$n = \frac{1}{s}$  — определяет число витков сетки на 1 см ее длины.

Чем больше  $n$  (чем гуще сетка), тем меньше ее проницаемость.

В лампах с сетками малой и средней проницаемости эквивалентный потенциал может быть с достаточной для практических расчетов точностью определен непосредственно из равенства

$$U_s = U_c + DU_a; \quad (4-8)$$

здесь  $U_c$  — слагаемая потенциала замещающего электрода, равная фактическому потенциалу, сообщаемому сетке;

$DU_a$  — слагаемая потенциала замещающего электрода, учитывающая действие анода на поле в пространстве сетка—катод.

В лампах с сетками большой проницаемости эквивалентный потенциал (при  $U_\kappa = 0$ ) рассчитывается по более точной формуле [Л.IV-1]

$$U_s = \frac{U_c + DU_a}{1 + D}, \quad (4-9)$$

а при потенциале катода, не равном нулю,

$$U_s = \frac{U_c + DU_a + D_r U_\kappa}{1 + D + D_r}; \quad (4-10)$$

здесь  $D_r$  — обратная проницаемость, характеризующая проникновение через сетку поля катода в область сетка-анод.

Обратная проницаемость может быть найдена по прямой проницаемости по формуле [Л. III-5]

$$D_r = D \frac{I_c}{I_{ac}}. \quad (4-11)$$

При введении в расчет эквивалентного потенциала катодный ток (ток от катода к другим электродам) в триоде  $I_\kappa$  может быть найден, как и в эквивалентном диоде, по закону  $^{3/2}$ , т. е.

$$I_\kappa = gU_s^{3/2} = g \left( \frac{U_c + DU_a}{1 + D} \right)^{3/2}; \quad (4-12)$$

здесь  $g$  — коэффициент, определяемый геометрией электродов в лампе. В отличие от диода в величину  $g$  входит приемная поверхность сетки, а не анода, как в формулах (3-51) и (3-52).

При малых и средних значениях  $D$  можно, не допуская большой погрешности, знаменатель в скобке принять равным единице, и тогда

$$I_\kappa = g(U_c + DU_a)^{3/2}. \quad (4-13)$$

При цилиндрической конфигурации электродов согласно (3-53), когда  $h_c = h_a$ ,

$$g = 14,65 \cdot 10^{-6} \frac{h_a}{r_c \beta^2}. \quad (4-14)$$

Если умножить числитель и знаменатель в (4-14) на  $r_a$  и ввести вместо длины анода полную приемную поверхность его  $F_a = 2\pi r_a h_a$ , то

$$g = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F_a}{r_a r_c \beta^2}. \quad (4-15)$$

При лампе с плоскими электродами можно также пользоваться при расчете тока выражением (4-15), но в этом случае  $\beta^2 = 1$ , а  $r_a$  и  $r_c$  заменяются на  $l_a$  и  $l_c$ .

#### 4.3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА ПРИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ СЕТКЕ

Электронный поток, отходящий от катода, распределяется между анодом и сеткой. Поэтому в общем случае:  $I_\kappa = I_a + I_c$ .

Какую долю составляет сеточный ток от катодного тока  $I_\kappa$ , зависит от знака и величины потенциала на сетке, а также от геометрии сетки. Наименьший электронный поток примет

сетка при отрицательном потенциале на ней, поскольку отрицательно заряженная сетка отталкивает от себя электроны. Полностью сеточный ток не исключается, однако, и в этом случае, поскольку часть из электронов, у которых скорость выхода из катода достаточно велика, чтобы преодолеть тормозящее действие поля сетки, достигает сетки.

Желая уменьшить до предельного достижимого минимума сеточные токи во избежание искажения формы кривых анодных токов по отношению к форме кривой сеточного напряжения в усилительных схемах, используют в большинстве лампы с сетками с достаточно большой проницаемостью, позволяющие управлять анодными токами с помощью отрицательных потенциалов на сетке. Режим работы таких ламп мы здесь в первую очередь и рассмотрим.

Анодный ток в таких лампах получается очень близким к катодному, поскольку сеточный ток очень мал. Поэтому на основании (4-13) можно записать, что

$$I_a \approx I_k = g(U_c + DU_a)^{3/2}. \quad (4-16)$$

Из (4-16) следует, что анодный ток при заданной геометрии в триоде является функцией двух напряжений: 1) анодного и 2) сеточного. Меняя одно из напряжений и оставляя неизменным другое, мы приходим к двум семействам характеристик: 1) анодно-сеточным  $I_a = f(U_c)$ , приведенным на фиг. 4-6,а и 2) анодным  $I_a = f(U_a)$ , приведенным на фиг. 4-6,б.

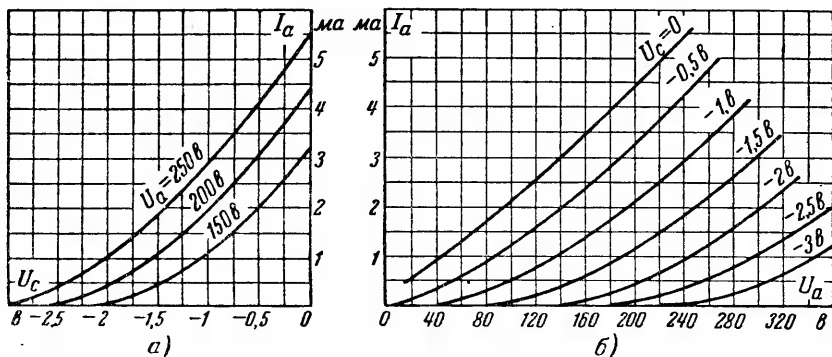
В семействе анодно-сеточных характеристик  $I_a = f(U_c)$ , приведенном на фиг. 4-6,а, каждая из кривых определяет зависимость анодного тока (значения на оси ординат) от сеточного напряжения (значения на оси абсцисс) при неизменном анодном напряжении, как параметре. Из-за больших проницаемостей сеток, с которыми выполняются лампы, работающие при отрицательных сеточных потенциалах, семейство анодно-сеточных характеристик расположено в значительной мере левее оси ординат. При этом, чем больше проницаемость сетки и чем больше анодное напряжение (выполняющее роль параметра в этом семействе характеристик), тем анодно-сеточная характеристика сдвинута левее. Это обусловлено тем, что с увеличением проницаемости и с ростом анодного напряжения растет согласно (4-8) эквивалентный потенциал. Согласно (4-16) те же анодные токи можно получить и при более отрицательной сетке, если увеличить анодное напряжение.

Сеточное напряжение, отвечающее началу анодно-сеточных характеристик, определяет напряжение открытия лампы  $U_{c0}$  (или, что то же, потенциал запираения лампы). Для начала кривых всего семейства характерно одно и то же отноше-



ние —  $\frac{U_{c0}}{U_a} = D$ . Это равенство следует из (4-16) при подстановке в него  $I_a = 0$ . Из вышеописанного равенства также следует, что при неизменном анодном напряжении начало анодно-сеточной характеристики сдвинуто тем левее, чем проицаемость лампы больше.

В семействе анодных характеристик  $I_a = \psi(U_a)$  (фиг. 4-6, б) каждая из кривых определяет изменение анодного тока (зна-



Фиг. 4-6. Статические характеристики триода.

а — анодно-сеточные характеристики; б — анодные характеристики.

чения на оси ординат) в функции от анодного напряжения (значения на оси абсцисс) при неизменном потенциале на сетке  $U_c$ , как параметре. Характерным для этого семейства является то, что по мере увеличения отрицательного потенциала на сетке анодные характеристики смещаются все больше вправо от начала координат. Это обусловлено тем, что с увеличением отрицательного потенциала на сетке анодное напряжение необходимо повысить, чтобы сохранить тот же анодный ток. Наиболее высоко расположена в этом семействе анодная характеристика при  $U_c = 0$ .

Анодными и анодно-сеточными характеристиками широко пользуются при расчетах цепей с лампами, а также для определения параметров ламп.

Приведенные характеристики называют статическими потому, что, поддерживая искусственно одно из напряжений неизменным, мы отходим от действительных условий работы лампы в схеме, когда изменение одного из напряжений влечет за собой, как правило, изменение и другого напряжения (динамический режим). Из уравнения (4-16) можно получить также и третье семейство характеристик, а именно:

$$U_c = \psi(U_a) \text{ при } I_a = \text{const.}$$

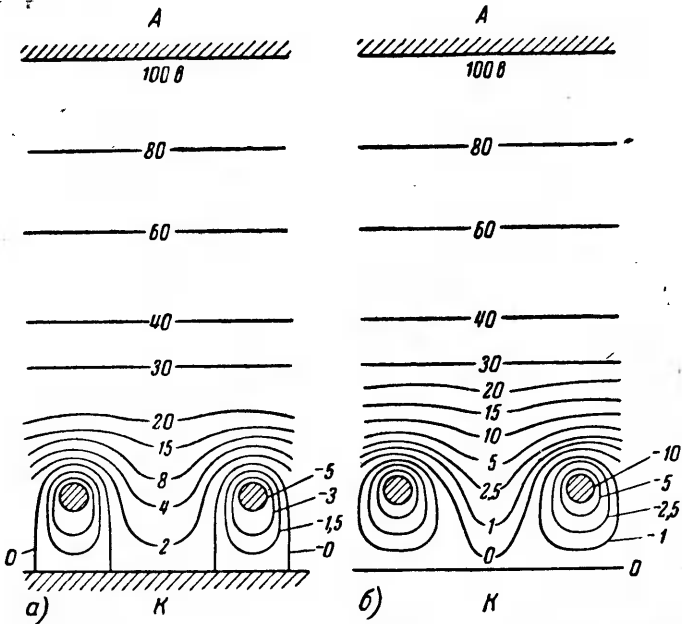
Эта зависимость определяет связь между анодным и сеточным напряжениями при  $I_a = \text{const}$ . Так как такой зависимостью редко пользуются при практических расчетах, то мы ее не приводим.

Необходимо отметить, что приведенные на фиг. 4-6,а и 4-6,б экспериментальные характеристики не следуют точно уравнению (4-16).

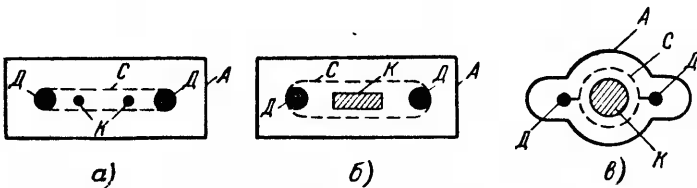
Причины такого отступления частично обусловлены теми же факторами, которые были рассмотрены нами для диода, а именно: 1) влиянием начальной скорости электронов, покидающих катод; 2) влиянием контактной разности потенциалов; 3) влиянием неравномерного нагрева катода по всей его длине; 4) неэквивалентной поверхностью катодов прямого накала. Кроме того, здесь добавляется влияние и ряда новых факторов. К ним относится: контактная разность потенциалов в цепи сетки. В этой цепи влияние контактной разности потенциалов относительно больше, чем в анодной цепи, поскольку абсолютные значения сеточных напряжений значительно меньше анодных ( $U_c \ll U_a$ ). Контактная разность потенциалов в цепи сетки не всегда остается притом строго неизменной во времени. Это особенно заметно у ламп с оксидным катодом, у которых сетка в процессе работы лампы нередко покрывается налетом активного вещества, испаряющегося с катода. В силу этого изменяется работа выхода сетки и связанная с ней контактная разность потенциалов. Кроме того, в триоде сказывается влияние неоднородности поля у катода в силу того, что сетка расположена достаточно близко к катоду (что характерно для ряда современных конструкций ламп), и особенно тогда, когда сетка имеет значительную проницаемость.

Вводимая в расчетную формулу для тока (4-16) средняя проницаемость не вполне точно характеризует в этом случае результирующую проницаемость. Это можно видеть из фиг. 4-7,а и б, иллюстрирующих поле у сетки при менее (фиг. 4-7,а) и более (фиг. 4-7,б) отрицательных потенциалах на сетке. При менее отрицательных потенциалах на сетке поле анода проникает к катоду на большей его протяженности, чем при более отрицательных потенциалах. Это имеет следствием различные величины результирующих проницаемостей и различные активные поверхности, участвующие в эмиссии. Так как на участках, расположенных против середины сеточных отверстий проницаемость больше, то с увеличением абсолютных значений отрицательных сеточных потенциалов местная проницаемость растет, хотя полезная используемая активная поверхность падает (явление островков на катоде).

В силу возрастания проницаемости  $D$  начальный участок этой характеристики (хвост) делается более пологим и уходит в более отрицательную область сеточных напряжений.



Фиг. 4-7. Эквипотенциальные линии поля при различных сеточных потенциалах.



Фиг. 4-8. Различные типы электродов и держателей сеток в триодах.

Некоторую неравномерность поля у катода вызывают также держатели сетки (фиг. 4-8). Они закрывают (экранируют) некоторые участки катода от действия поля анода.

Для того чтобы действие такой экранировки ослабить, держатели сеток  $D$  помещают либо против торцевых поверхностей анода, как это показано на фиг. 4-8 для плоской конструкции электродов при катодах прямого (фиг. 4-8,а) и кос-

венного (фиг. 4-8,б) накала, или против фасонных выступов в аноде, как это показано на фиг. 4-8,в, для электродов цилиндрической конструкции при катоде косвенного накала.

#### 4-4. СЕТОЧНЫЕ ТОКИ ПРИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ СЕТКЕ

Сеточные токи при отрицательной сетке, как указывалось, малы. Тем не менее, учет их для некоторых специальных типов ламп, например, для электрометрических, применяемых для измерения очень малых токов, представляет большой интерес. Поэтому до перехода к изучению режима работы ламп, управляемых с помощью положительных сеточных напряжений, кратко остановимся на анализе величины сеточного тока и его составляющих при отрицательной сетке. Составляющие сеточного тока при отрицательной сетке обусловлены:

а) начальной скоростью электронов, способных преодолеть тормозящее поле у сетки;

б) утечкой по поверхности стекла и внутриламповой изоляции;

в) эмиссией достаточно нагретой сетки;

г) ионными токами на сетку.

Рассмотрим каждую из составляющих сеточного тока в отдельности.

##### а) Электронный ток от тепловой скорости электронов

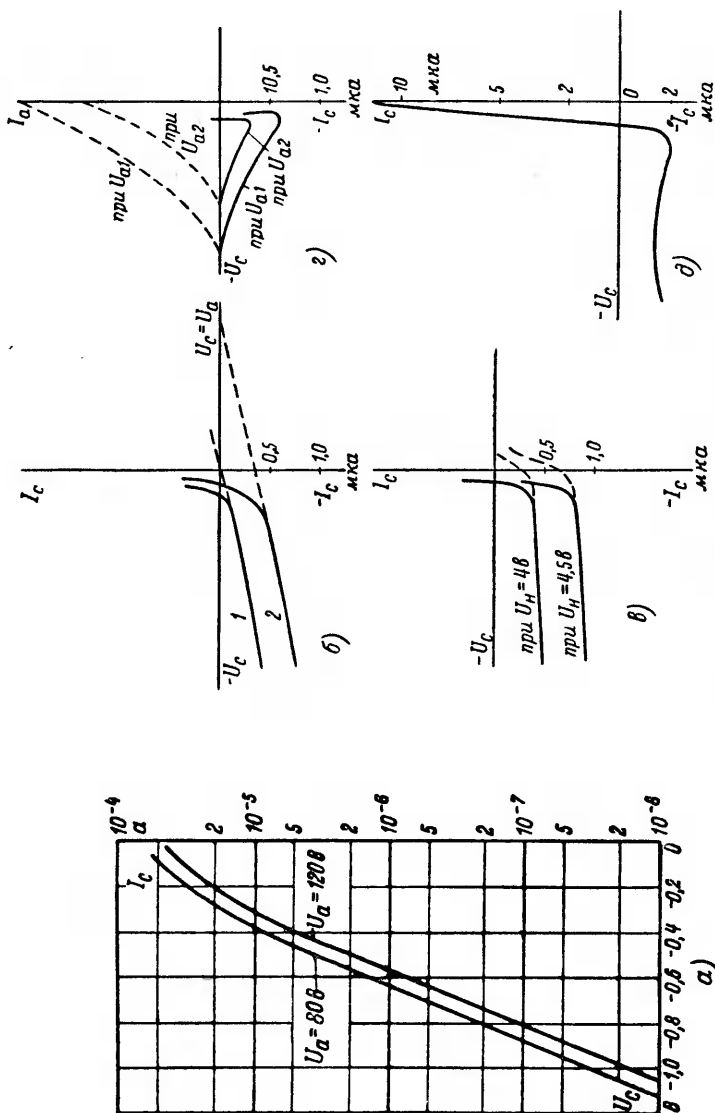
По величине этот ток определяется в соответствии с (3-30) уравнением

$$I_c = mI_e e^{-\frac{U_c}{U_0}}. \quad (4-17)$$

Множитель  $m$ , меньший единицы, учитывает в (4-17) ту долю электронного тока, которая ответвляется к сетке из общего тока, уходящего от катода.

Представление об абсолютных значениях этого тока дают кривые на фиг. 4-9,а, снятые у лампы с катодом косвенного накала при двух анодных напряжениях ( $U_a = 80$  в и  $U_a = 120$  в). Как видно из кривых, абсолютные значения тока при потенциалах на сетке более отрицательных чем  $-0,5$  в не превышают  $10^{-6}$  а и только при приближении к  $U_c = 0$  они могут достигнуть  $10^{-4}$  а.

С увеличением анодного напряжения сеточный ток уменьшается, так как относительно большая доля электронного потока уходит к аноду.



Фиг. 4-9. Характеристики сеточного тока.  
 а — электронный ток; б — ток утечки; в — ток эмиссии сетки; г — ионный ток; д — суммарный ток.

### б) Ток утечки по изоляции

Поверхностное и объемное сопротивления изоляции между электродами лампы представляют собой конечную, а не бесконечно большую величину. Поэтому между электродами, находящимися под разными потенциалами, проходит некоторый ток утечки. Так, если сопротивление изоляции между анодом и сеткой равно  $10^8 \text{ ом}$ , то при разности потенциалов между этими электродами в  $200 \text{ в}$  ток утечки между ними равен  $2 \text{ мка}$ , а ток утечки между катодом и сеткой при том же сопротивлении изоляции достигает  $10^{-7} \text{ а}$ , если  $U_c = -10 \text{ в}$ . Оба тока утечки в сеточной цепи складываются. При худшем состоянии изоляции, что может быть обусловлено покрытием части изоляционной поверхности в процессе изготовления лампы поглотителем или металлической пленкой от испарившегося с катода активного вещества, ток утечки может возрасти до десяти и более микроампер.

Зависимость тока утечки от напряжения на сетке определяется в большинстве случаев прямой, проходящей через начало координат (кривая 1 на фиг. 4-9,б), если мало сопротивление изоляции сетка — катод, и прямой 2, пересекающей ось абсцисс при  $U_c = U_a$ , если мала изоляция сетка — анод.

При подходе к нулю кривые сеточного тока при накаленном катоде резко загибаются вверх, вследствие того что при подходе сеточного потенциала к малым отрицательным значениям к току утечки добавляется составляющая тока от начальных скоростей электронов.

### в) Ток термоэмиссии сетки

Сетка, активированная барием, летящим с катода и нагревая теплом, излучаемым с катода, может при подъеме температуры на несколько сот градусов начать эмиттировать электроны. Эти электроны уходят к аноду и частично к катоду, если потенциал сетки достаточно отрицателен. Оба тока суммируются в сеточной цепи. Ход кривых термоэлектронного тока сетки с изменением потенциала на ней при двух напряжениях накала  $U_n = 4,0 \text{ в}$  и  $U_n = 4,5 \text{ в}$  показывают кривые на фиг. 4-9,в.

Характерным является здесь то, что термоэлектронный ток мало меняется с изменением потенциала на сетке и существенно зависит от тока накала.

Улучшая отвод тепла через держатели и торцевые небольших размеров радиаторы, удается в современных лампах снизить температуру сетки настолько, что ток термоэмиссии сетки не превосходит  $10^{-7} \text{ а}$ .

При подходе к нулю сеточного потенциала к току термоэмиссии добавляется ток от начальной скорости электронов.

### г) Ионный ток

Ионы появляются в электронной лампе в результате ионизации остатков газа электронами, перемещающимися к аноду. Образовавшиеся ионы направляются в первую очередь к отрицательной сетке, где они, нейтрализуясь с электронами, вызывают ток в сеточной цепи. При высоком вакууме вероятность ионизации очень мала, и потому ионный ток мал, не превышая обычно долей микроампера. При недостаточном высоком вакууме ионный ток заметно возрастает.

Величина ионного сеточного тока зависит, как показывают кривые на фиг. 4-9,з, от величины анодного напряжения и анодного тока, поскольку число актов ионизации зависит как от количества электронов, проходящих в единицу времени через межэлектродный промежуток, так и от их скорости. По величине ионного тока можно судить о давлении остаточного газа в лампе. В лампах с давлением  $10^{-5}$ — $10^{-6}$  мм ионный ток не превышает 0,3—0,5 мка при номинальных значениях анодного напряжения.

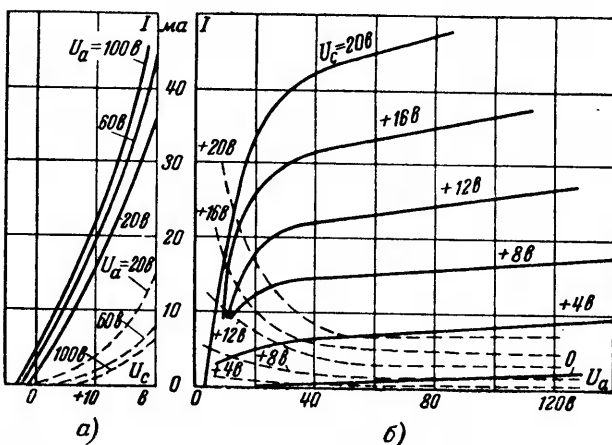
Составляющие сеточного тока, рассмотренные в пп. «б», «в» и «г» направлены в сеточной цепи противоположно электронному току, рассмотренному в п. «а», и потому они обычно учитываются как отрицательные составляющие сеточного тока. Полные свои значения отрицательные сеточные токи получают только при недостаточном высоком качестве лампы. Алгебраически суммируя поэтому токи, перечисленные в пп. «б», «в» и «г» только по частичным их значениям с током начальных скоростей электронов, мы получаем одну из возможных кривых результирующего тока в цепи сетки, представленную на фиг. 4-9,д. При более отрицательных потенциалах на сетке, чем  $-0,5 \div -1$  в, сеточный ток отрицателен, а при менее отрицательных либо более положительных значениях сеточного напряжения, чем  $-0,5 \div -1$  в, сеточный ток становится положительным и начинает быстро нарастать.

Абсолютные значения сеточного тока [а также флюктуационные шумы ламп (§ 4-11)] определяют обычно нижнюю границу чувствительности по току или напряжению, которые может отчетливо усилить данная лампа. Когда в целях повышения чувствительности сеточные токи лампы должны быть снижены (электрометрические лампы), принимают ряд мер к уменьшению всех составляющих сеточного тока. В таких специально конструируемых лампах результирующий сеточный ток удается снизить вплоть до  $10^{-14} \div 10^{-15}$  а.

#### 4-5. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРИОДА ПРИ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ СЕТКЕ

При положительном потенциале на сетке к ней отклоняется заметная часть электронов из общего потока  $I_{\kappa}$ , отходящего от катода, в силу чего ток в сеточной цепи  $I_c$  составляет заметную долю от анодного тока. Как велики относительные доли анодного и сеточного тока, входящие в правую часть равенства

$$I_{\kappa} = I_a + I_c, \quad (4-18)$$



Фиг. 4-10. Характеристики триода с положительной сеткой.

*a* — анодно-сеточные характеристики; *b* — анодные характеристики.

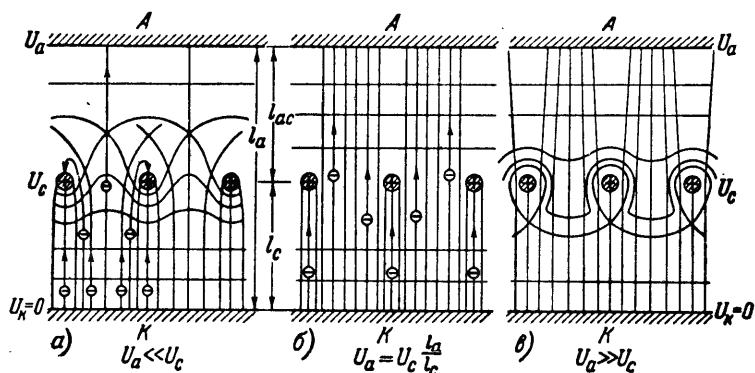
зависит при данной геометрии электродов от соотношения напряжений у сетки и анода. Рассмотрим вначале экспериментальные кривые, выявляющие такое токораспределение.

Для лампы с сеткой малой проницаемости ( $D = 3,2\%$ ) анодные и сеточные характеристики даны на фиг. 4-10. Анодные характеристики нанесены здесь сплошными линиями, а сеточные — пунктирными линиями.

В семействе анодных характеристик (фиг. 4-10, б) анодные токи вначале резко возрастают (участки крутого подъема), а затем рост их замедляется (участок плавного нарастания). Сеточные токи, наоборот, вначале резко спадают, а затем их величина мало изменяется. Сумма анодного и сеточного токов остается величиной почти неизменной. Кривые анодного тока в семействе анодно-сеточных характеристик (фиг. 4-10, а) отличаются тем, что они расположены направо от оси ординат.



По этому признаку лампы, управляемые с помощью положительных потенциалов на сетке (лампы с малой проникаемостью), относят к лампам с правыми характеристиками. Характерным для ламп с сеткой малой проникаемости является также относительно близкое расположение друг к другу кривых в семействе анодно-сеточных характеристик.



Фиг. 4-11. Силовые и эквипотенциальные линии поля при различных относительных значениях анодного и сеточного напряжений.

В семействе анодных характеристик кривая, соответствующая нулю потенциала на сетке, является одной из наиболее низко расположенных характеристик.

Основной особенностью анодных характеристик ламп, управляемых с помощью положительных сеточных потенциалов, является то, что характеристика здесь включает два резко выраженных участка: а) участок крутого подъема и б) участок пологого нарастания.

Такой ход характеристик обусловлен разными закономерностями в токораспределении между анодом и сеткой лампы в процессе нарастания анодного напряжения. Физические основы такого токораспределения поясняют картины электрического поля, приведенные на фиг. 4-11, а, б и в.

Поле на фиг. 4-11, а соответствует очень малому анодному напряжению, когда на аноде заметно меньше напряжения на сетке ( $U_a < 0,2U_c$ ). В этом случае эквипотенциальные линии поля вблизи сеточных отверстий таковы, что силовые линии поля отклоняют электроны от осевой линии, проходящей через центр сеточного отверстия.

Эквипотенциальные поверхности поля в отверстиях сеток действуют аналогично рассеивающим оптическим линзам, отклоняющим лучи света. Отклонения электронов от направления по нормали тем больше, чем дальше электрон проходит

от оси сеточного отверстия. Отклоненные электроны, пройдя сетку, попадают в тормозящее электрическое поле, так как потенциал анода меньше потенциала сетки.

Тормозящее поле вынуждает часть электронов, получивших вначале значительное отклонение, описав параболу, вернуться к лежащим на их возвратном пути стержням сетки, пополняя сеточный ток. При анодных напряжениях заметно меньше сеточных устанавливается таким образом режим возвратного (или отражательного) токораспределения, при котором определенная часть из электронов, прошедших сеточные отверстия, вновь возвращается к сетке. В границах режима возвратного токораспределения анодный ток очень сильно зависит от анодного напряжения; так, с ростом последнего возврат электронов к сетке резко уменьшается в связи с изменением вогнутости эквипотенциальных поверхностей поля в отверстиях сетки. Уменьшение возврата электронов означает одновременное увеличение анодного тока.

Участок крутого подъема анодной характеристики соответствует, таким образом, режиму возвратного токораспределения. Когда анодное напряжение достигает примерно значения  $0,1-0,2$  от сеточного, все электроны, прошедшие сеточные отверстия, достигают анода, и дальнейшее нарастание анодного тока, соответствующее пологому участку анодной характеристики, обусловлено перераспределением электронных потоков, которые на своем прямом пути от катода достигают сетки и анода. Распределение токов между анодом и сеткой при прямом пролете электронов к приемным электродам получило название пролетного токораспределения (или прямого пережата электронов).

Картину поля при пролетном токораспределении дают фиг. 4-11,б и в.

Поле на фиг. 4-11,б соответствует полю с эквипотенциальными поверхностями, параллельными поверхности катода. Здесь силовые линии поля в отверстиях сетки нормальны к поверхности электродов, и поэтому электроны не отклоняются от своего пути. Такое однородное поле устанавливается в лампе (при идеальной форме электродов), когда отношение анодного напряжения и сеточного равно отношению расстояний анода и сетки от катода.

При дальнейшем повышении напряжений поле делается вновь неоднородным и может характеризоваться системой эквипотенциальных и силовых линий, представленных на фиг. 4-11,в.

Эквипотенциальные поверхности вблизи сеточных отверстий образуют здесь своего рода вогнутые электронные линзы, действующие подобно собирательным оптическим линзам. Большинство силовых линий образуется при этом между катодом

и анодом и мало линий — между сеткой и анодом. В этом режиме число электронов, увеличивающих анодный ток за счет уменьшения тока сетки, растет за счет перегруппировки силовых линий от стержней сетки к аноду. Такая перегруппировка требует значительных изменений относительной величины напряжения на аноде, в силу чего анодный ток с изменением анодного напряжения нарастает относительно медленно.

В режиме пролетного токораспределения (участок полого нарастания характеристики) отношение между анодным и сеточным токами характеризуется коэффициентом токораспределения  $k = \frac{I_a}{I_c}$ , который может быть найден из равенства [Л. III-2]

$$k = \frac{I_a}{I_c} = c_1 \sqrt{\frac{U_a}{U_c}}. \quad (4-19)$$

Входящая в равенство (4-19) постоянная  $c_1$  зависит только от геометрии электродов.

В лампе с плоскими электродами

$$c_1 = \frac{s}{\delta_c} \left( \frac{l_c}{l_a} \right)^{2/3}. \quad (4-20)$$

В лампе с цилиндрическими электродами

$$c_1 = \frac{s}{\delta_c} \left( \frac{r_c}{r_a} \right)^{2/3} \quad (4-21)$$

здесь  $s$  — шаг сетки;

$\delta_c$  — диаметр проволоки сетки;

$l_c$  и  $r_c$  — расстояние сетки до катода.

$l_a$  и  $r_a$  — расстояние анода до катода.

В режиме возвратного токораспределения (участок крутого подъема характеристики) отношение анодного тока к катодному определяется из равенства [Л. III-2]

$$\frac{I_a}{I_k} = c_2 \sqrt{\frac{U_a}{U_c}}. \quad (4-22)$$

Постоянная  $c_2$  также зависит только от геометрии электродов.

В лампе с цилиндрическими электродами

$$c_2 = (1-p) \frac{r_a}{s}; \quad (4-23)$$

здесь  $p$  — доля потока электронов, принятая сеткой при однородном поле.

Приблизненно  $p$  может быть принято равным коэффициенту заполнения сетки  $\frac{\delta_c}{s}$ .

В лампе с плоскими электродами

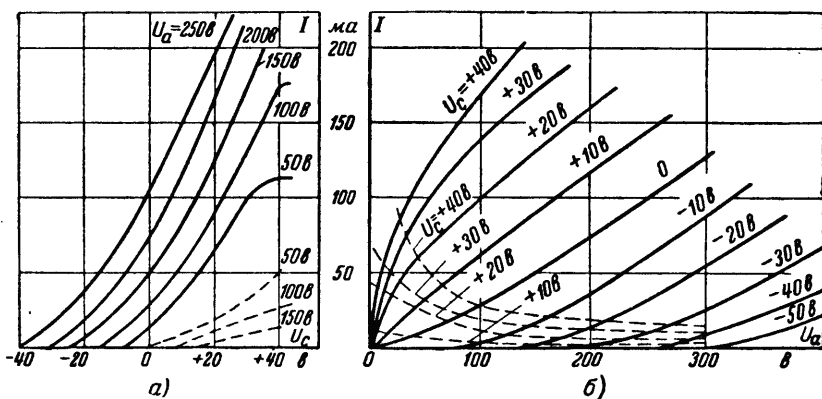
$$c_2 = (1 - p) \frac{4I_c(l_a - l_c)}{(s - \delta_c)l_a}. \quad (4-24)$$

Определяя по (4-12) катодный ток  $I_k$  и по (4-19) и (4-24) распределение долей этого тока, можно для любой геометрии лампы найти абсолютные значения анодного и сеточного токов для любого заданного отношения напряжений  $\frac{U_a}{U_c}$ .

Семейство анодных характеристик триода при положительной управляющей сетке построено в предположении, что электроны, приходящие к аноду и к сетке, никаких вторичных реакций на поверхности электродов не вызывают. В действительности это не так. Быстрые электроны, попадая на поверхность приемных электродов, вызывают выход из них вторичных электронов. Явление это носит название вторичной эмиссии. При более положительной, чем анод, сетке, вторичные электроны уходят к сетке, снижая тем самым анодный ток и искажая характеристику. Здесь мы, однако, этого явления не рассматриваем, возвращаясь к нему в § 4-7.

Промежуточное место между лампами, управляемыми при отрицательных сеточных напряжениях (лампами с левыми характеристиками) и лампами, управляемыми при положительных напряжениях (лампами с правыми характеристиками), занимают лампы со смешанными характеристиками.

Положение последних в системе координат иллюстрируют кривые на фиг. 4-12, а и б.



Фиг. 4-12. Анодно-сеточные (а) и анодные характеристики (б) у лампы со средней проницаемостью.

В семействе анодных характеристик (фиг. 4-12,б) характеристика, соответствующая  $U_c = 0$ , лежит примерно посредине семейства. Анодно-сеточные характеристики у таких ламп сохраняют рабочий участок и в некотором диапазоне положительных напряжений на сетке, хотя здесь имеют место заметные сеточные токи.

#### 4-6. СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ЛАМП

Расчеты в цепях с лампами значительно облегчаются, если пользоваться схемами замещения, которые нашли себе столь широкое применение и в других областях электротехники. Сопротивление какого-либо элемента в такой схеме определяется отношением напряжения к току в элементе. В линейных цепях такое сопротивление остается неизменным при любых значениях тока и напряжения, и тем оправдывается его название — параметр. При нелинейном элементе, которым является электронная лампа, отношение тока к напряжению, как можно видеть из уравнения (4-16) и статических характеристик, не остается величиной постоянной, а изменяется вместе с изменением тока либо напряжения. Тем не менее, величины, связывающие изменения напряжений на отдельных электродах лампы с токами, приходящими к этим электродам, получили также название параметров, хотя здесь их постоянство ограничено прямолинейными участками характеристик.

Параметры, определяемые из статических характеристик ламп, получили также название статических.

В триодах, как равно и в лампах с большим числом сеток, но одной управляющей сеткой пользуются при расчетах токов и напряжений тремя параметрами ламп (не считая междуэлектродных емкостей, о которых речь ниже).

К этим параметрам относятся:

- 1) коэффициент усиления  $\mu$ ;
- 2) крутизна  $S$ ;
- 3) внутреннее сопротивление  $R_i$ .

Статический коэффициент усиления определяет отношение изменений анодного и сеточного напряжений, вызывающих одно и то же изменение анодного тока в лампе

$$\mu = - \left( \frac{\partial U_a}{\partial U_c} \right)_{I_a = \text{const}} \quad (4-25)$$

Так как для сохранения постоянства анодного тока требуется, чтобы при положительном значении  $dU_c$  величина  $dU_a$  была отрицательной, то перед правой частью равенства (4-25) стоит знак минус.

Коэффициентом усиления параметр  $\mu$  назван потому, что в соответствии с равенством для конечных изменений напряжений

$$\Delta U_a = -\mu \Delta U_c, \quad (4-26)$$

вытекающим из (4-25), следует, что увеличение напряжения в сеточной цепи на  $\Delta U_c$  эквивалентно в  $\mu$  раз большему увеличению напряжения в анодной цепи.

Из сопоставления (4-25) и производной по  $U_c$  равенства (4-16) при  $I_a = \text{const}$  следует, что

$$\mu = \frac{1}{D}, \quad (4-27)$$

т. е. что коэффициент усиления  $\mu$  и проницаемость сетки— величины, взаимно обратные. Это дает возможность воспользоваться уравнениями (4-6) и (4-7) для связи коэффициента усиления лампы с геометрией ее электродов.

В лампе с цилиндрическими электродами при спиральной сетке в соответствии с равенством (4-7)

$$\mu = \frac{2\pi n r_c \ln \frac{r_a}{r_c}}{\ln \text{cth}(2\pi n r_c)}. \quad (4-28)$$

В лампе с плоскими электродами при стержневой сетке  $\mu$  в соответствии с (4-6) определяется выражением

$$\mu = \frac{2\pi I_{ac}}{s} \cdot \frac{1}{\ln \frac{s}{\pi \delta_c}}, \quad (4-29)$$

а при спиральной сетке коэффициент усиления может быть определен по упрощенной эмпирической формуле [Л. IV-1]

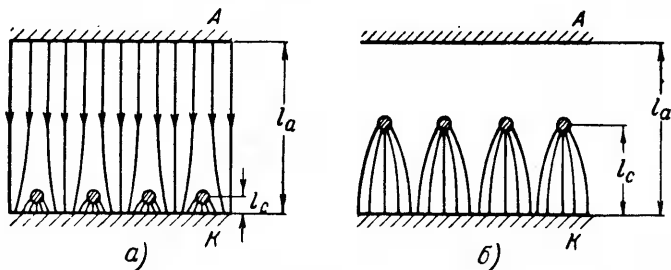
$$\mu = 80 (r_a - r_c) \rho_c n^2 + 1. \quad (4-30)$$

Из анализа этих формул следует, что коэффициент усиления получается тем больше, чем гуще сетка (чем меньше её проницаемость) и чем больше удален анод от катода по сравнению с расстоянием сетка—катод.

В возможности удаления анода от катода мы ограничены, однако, ростом внутреннего падения напряжения в лампе. Поэтому задачу получения максимального коэффициента усиления приходится обычно решать, исходя из допустимого более или менее определенного расстояния между анодом и катодом. Брать слишком малое расстояние между сеткой и катодом в этом случае также нельзя в силу того, что

при этом начинает сильно сказываться неравномерность поля у катода, как это иллюстрирует поле на фиг. 4-13,а, приводящее к явлению островков на катоде, при которых действующая (местная) проницаемость растет, а коэффициент усиления падает.

Аналитические расчеты и экспериментальные измерения полей с помощью электролитических ванн показывают, что максимум коэффициента усиления при заданном расстоянии



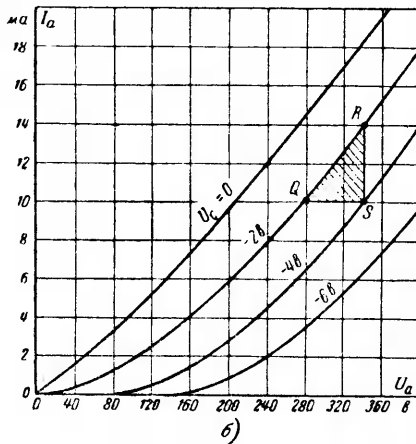
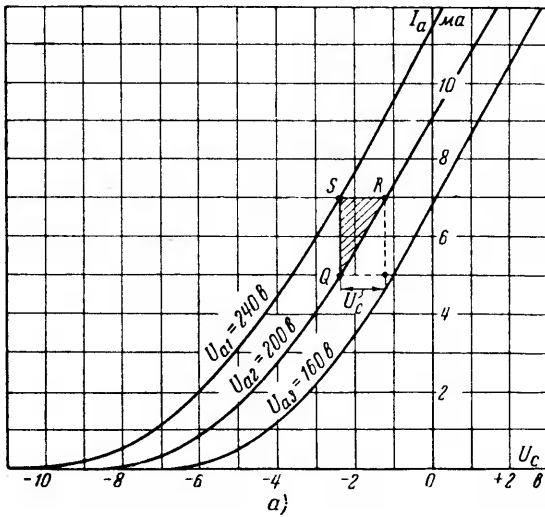
Фиг. 4-13. Поля в триоде при различных расположениях сетки.

анод — катод и цилиндрической конструкции электродов можно получить, удалив сетку на расстояние, равное примерно 0,4 от расстояния анод — катод. Получаемая при таком соотношении упрощенная картина поля приведена на фиг. 4-13,б.

Поскольку на равномерность поля у катода влияет не только геометрия лампы, но и соотношение напряжений  $\frac{U_c}{U_a}$ , то с изменением одного из них меняется вместе с  $D$  и коэффициент усиления  $\mu$ . Приводимые в каталогах статические коэффициенты усиления  $\mu$  относятся поэтому обычно к определенным значениям  $U_c$  и  $U_a$ . Эти значения выбираются в границах прямолинейных участков характеристик и близко к рабочей точке лампы (точка на характеристике, определяющая ток в лампе при отсутствии колебательного напряжения в цепи сетки. При других значениях  $U_a$  и  $U_c$  коэффициент усиления  $\mu$  может быть определен по семействам анодных либо анодно-сеточных характеристик лампы.

Как вычисляется  $\mu$  в функции от  $U_c$  по анодно-сеточным характеристикам (при  $U_a = \text{const}$ ), показано для одной из точек характеристики (точка  $Q$ ) на фиг. 4-14,а. Через точку  $Q$  проведена вертикаль  $QS$  до пересечения со смежной характеристикой (соответствующей  $U_{a1} = 240$  в). Затем из точки  $S$  проведена горизонталь  $SR$  до пересечения с исходной характеристикой ( $U_{a2} = 200$  в).

В полученном характеристичном треугольнике  $QSR$  отрезок  $QS$  (в масштабе токов, нанесенных на оси ординат) определяет изменение тока, при изменении анодного напряжения на  $U_{a1} - U_{a2} = 40$  в, а отрезок  $SR$  (в масштабе напряжений, нанесенных на оси абсцисс) показывает, какое изменение напряжения надо сообщить сетке, чтобы вызвать



Фиг. 4-14. Графическое определение параметров лампы по анодно-сеточным характеристикам (а) и по анодным характеристикам (б).



то же изменение тока  $\Delta I_a$  при неизменном анодном напряжении. Поэтому

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} = \frac{U_{a1} - U_{a2}}{\Delta U_c} = \frac{40}{1,2} = 33.$$

Приведенная на фиг. 4-15,а кривая  $\mu$  в функции от  $U_c$  соответствует анодному напряжению на лампе  $U_a = 140$  в.

Для того чтобы проследить, как изменяется  $\mu$  в зависимости от анодного напряжения при  $U_c = \text{const}$ , пользуются семейством анодных характеристик (фиг. 4-14,б). Характеристичный треугольник в этом семействе строится по отношению к одной из анодных характеристик (на фиг. 4-14,б для  $U_c = -2$ в). Здесь  $\Delta U_a$  находится непосредственно по отрезку  $QS$  (в масштабе напряжений на оси абсцисс), а  $\Delta U_c$  по разности  $U_c$ , записанных на смежных характеристиках.

Это дает:

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} = \frac{66}{2} = 33.$$

Расчитанная таким образом кривая  $\mu$  в зависимости от  $U_a$  приведена на фиг. 4-15,б. Так как на степень неравномерности поля у катода  $U_a$  влияет меньше, то и изменения  $\mu$  в функции от  $U_a$  значительно меньше, чем в функции от  $U_c$ . Если в уравнение (4-16) вместо  $D$  ввести из (4-27) значение  $\mu$ , то уравнение для тока получает вид:

$$I_a = g \left( U_c + \frac{1}{\mu} U_a \right)^{3/2}. \quad (4-31)$$

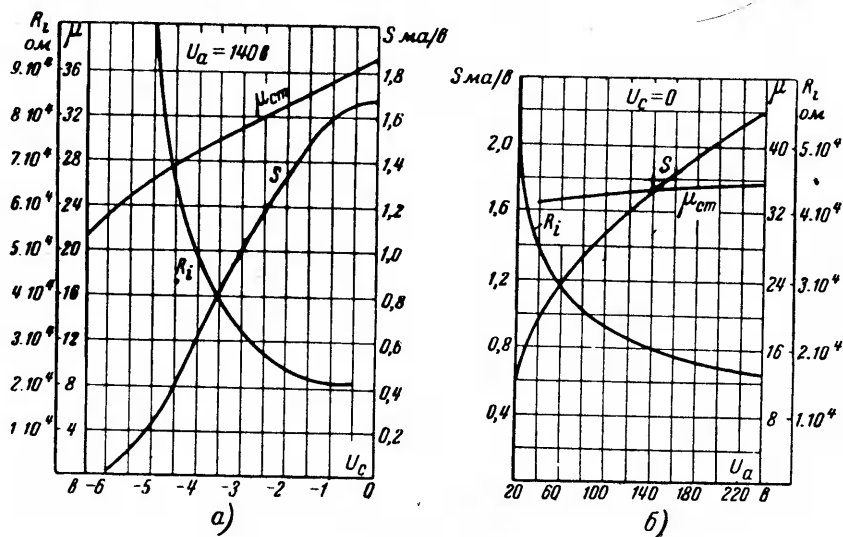
Уравнение (4-31) является исходным при расчетах токов в цепях с лампами.

Второй параметр лампы — крутизна  $S$  определяет изменение анодного тока по отношению к сеточному напряжению при заданном анодном напряжении

$$S = \left( \frac{\partial I_a}{\partial U_c} \right)_{U_a = \text{const}}. \quad (4-32)$$

Этот коэффициент определяет эффективность действия управляющей сетки, а именно он показывает, насколько изменится анодный ток при изменении напряжения на сетке на 1 в. В свою очередь  $S$  определяется крутизной анодно-сеточной характеристики (фиг. 4-14,а), что и объясняет название этого коэффициента.

В расчетные формулы  $S$  входит с характерной для него размерностью  $\frac{a}{\delta}$ , но в каталожных таблицах, а также



Фиг. 4-15. Изменение параметров лампы в зависимости от сеточного (а) и анодного (б) напряжений.

на графиках  $S$  дается в  $ma/\beta$ , поскольку  $\frac{a}{\beta}$  слишком крупная единица для измерения крутизны.

Вычисляя крутизну по (4-16), на основе (4-32) мы находим:

$$S = \frac{3}{2} g(U_c + DU_a)^{1/2} = \frac{3}{2} g^{3/2} I_a^{1/2}. \quad (4-33)$$

Уравнение (4-33) показывает, что крутизна не остается величиной неизменной ни при изменении напряжения (что видно из среднего члена двойного равенства), ни при изменении тока, что видно из правого члена равенства. Не зависит от тока и напряжения, а только от геометрии прибора, лишь коэффициент, входящий в правый член равенства (4-33)

$$a = \frac{3}{2} g^{3/2}. \quad (4-34)$$

Через этот коэффициент, который может быть назван постоянной крутизны,  $S$  связывается с конструктивными размерами лампы.

При цилиндрической конструкции электродов на основании (4-15)

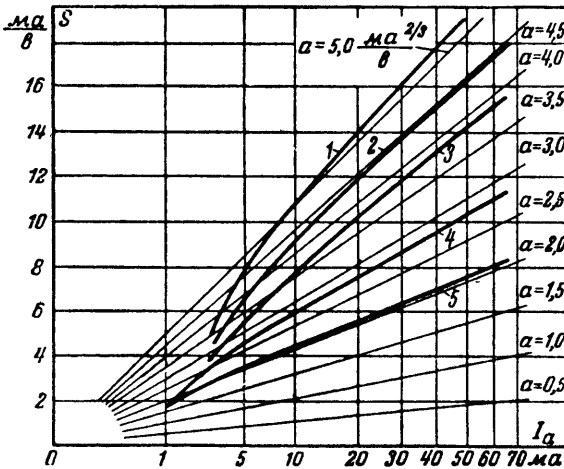
$$a = 9 \cdot 10^{-4} \left( \frac{F_a}{r_a r_c \beta^2} \right)^{3/2} (a^2/\beta). \quad (4-35)$$

При плоской конструкции

$$a = 2,64 \cdot 10^{-4} \frac{F_a^{2/3}}{(I_a U_c)^{1/3}} (a^{2/3}/\theta). \quad (4-36)$$

Если  $I_a$  измерять не в  $a$ , а в  $ma$ , то, учитывая, что  $I_a$  в (4-33) входит в степени  $1/3$ , значения  $a$  в (4-35) и (4-36) надо умножить на 100.

Из (4-35) и (4-36) видно, что постоянная крутизны тем больше, чем больше поверхность катода и чем ближе к нему расположена сетка. Для ориентации в изменении численных значений крутизны  $S$  в функции от тока на фиг. 4-16 по-



Фиг. 4-16. Зависимость крутизны от анодного тока при разных геометрических размерах.

строено семейство кривых  $S$  в  $ma/v$ . Здесь постоянная крутизны  $a$  является параметром. Тонкие прямые линии соответствуют расчетным значениям  $S$ , а жирные линии — измеренным значениям в лампах с  $F_a = 2,2 \text{ см}^2$  при различных расстояниях между катодом и сеткой.

Значения крутизны в функции сеточных напряжений дает кривая  $S$  на фиг. 4-15,а, а в функции от анодного напряжения дает кривая  $S$  на фиг. 4-15,б. Кривые построены на основе анодно-сеточных характеристик, подобных приведенным на фиг. 4-14,а и 4-14,б по конечным разностям  $\Delta I_a$  и  $\Delta U_c$ , входящим в характеристичный треугольник. Отношение катетов треугольника на фиг. 4-14,а дает:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} = \frac{2}{1,2} = 1,66 \text{ ма/в.}$$

На фиг. 4-14,б величина  $\Delta U_c$  определяется разностью значений сеточных напряжений, относящихся к соседним характеристикам.

Это дает:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} = \frac{2}{2} = 1 \text{ ма/в.}$$

Третий параметр — внутреннее сопротивление лампы переменному току  $R_i$ , определяется, как и в диоде, производной анодного напряжения по току

$$R_i = \left( \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \right)_{U_c = \text{const}} \quad (4-37)$$

Величина  $R_i$  у триодов зависит от размеров электродов и рабочего режима лампы и колеблется у разных типов ламп в пределах от 1 000 до 70 000 ом.

При конструировании лампы по заданным ее параметрам геометрия ее вполне определяется двумя из трех названных параметров, а третий параметр зависит от первых двух. Это следует из сопоставления равенств: (4-25), (4-32) и (4-37).

Действительно, если правую часть (4-37) умножить и разделить на  $\partial U_c$ , представив ее в виде произведения двух производных, то мы получаем:

$$R_i = \frac{\partial U_a}{\partial U_c} \cdot \frac{\partial U_c}{\partial I_a} = \frac{\mu}{S} \quad (4-38)$$

Уравнение (4-38), связывающее три основных параметра ламп, носит название внутреннего уравнения лампы. Пользуясь этим уравнением, мы можем по двум параметрам всегда найти третий.

Если  $S$  исчислять, как это нормально принято, в ма/в, то во внутреннее уравнение лампы (4-38) входит еще переподный коэффициент 1 000.

В этом случае

$$R_i = 1\,000 \frac{\mu}{S} \quad (4-39)$$

Ход изменения внутреннего сопротивления лампы в функции от  $U_c$  и  $U_a$  дают кривые на фиг. 4-15,а и 4-15,б. В противоположность  $S$  кривые  $R_i$  показывают резкое уменьшение сопротивления с нарастанием напряжения в сеточной либо анодной цепях.

Триоды обычно проектируются, исходя из крутизны  $S$  (точнее, постоянной крутизны  $a$ ) и коэффициента усиления  $\mu$ , а производным параметром является внутреннее сопротивление

лампы. Выбор в качестве исходных для проектирования параметров  $S$  и  $\mu$  не может быть, однако, сделан, не считаясь с тем, какое при этом получается  $R_i$ , поскольку с  $R_i$  связаны и падение напряжения в лампе и потери мощности на аноде. Поэтому группы ламп с большим  $S$  строятся одновременно обычно с меньшим значением  $\mu$ , и наоборот.

При выпуске из производства параметры ламп проверяют, не прибегая к построению анодных характеристик, а пользуясь тремя отсчетами.

Первый отсчет анодного тока  $I_{a1}$  делается при значениях  $U_{a1}$  и  $U_{c1}$ . Второй отсчет анодного тока  $I_{a2}$  производится при том же значении  $U_{c1}$ , но другом значении  $U_{a2}$ . Третий отсчет производится при значениях анодного напряжения  $U_{a2}$ , но при новом значении сеточного напряжения  $U_{c2}$ , при котором ток через лампу становится равным первому отсчету анодного тока  $I_{a1}$ .

В этом случае

$$R_i = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{I_{a2} - I_{a1}}, \quad (4-40)$$

$$S = \frac{I_{a2} - I_{a1}}{U_{c1} - U_{c2}}, \quad (4-41)$$

$$\mu = \frac{U_{a2} - U_{a1}}{U_{c1} - U_{c2}}, \quad (4-42)$$

а проницаемость

$$D = \frac{U_{c1} - U_{c2}}{U_{a2} - U_{a1}}. \quad (4-43)$$

Практически для определения параметров ламп можно избежать необходимости измерять одновременно анодный ток, анодное и сеточное напряжения. Параметры в этих случаях определяются по величинам сопротивлений, введенных в специальные компенсационные схемы. Эти сопротивления устанавливаются таким образом, чтобы при изменении сеточного или анодного напряжения возникающее изменение анодного тока компенсировалось в измерительном приборе током от вводимой в цепь компенсационной батареи.

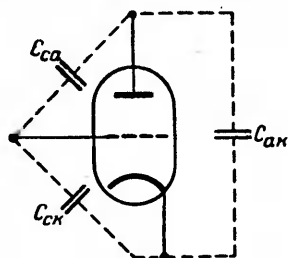
К параметрам ламп относят также междуэлектродные емкости. В триоде их три:

1. Входная емкость лампы или емкость сетка—катод  $C_{ск}$ .
2. Проподная емкость лампы или емкость сетка—анод  $C_{са}$ .
3. Выходная емкость лампы или емкость анод—катод  $C_{ак}$ .

Эти внутренние емкости условно показаны в виде внешних емкостей на фиг. 4-17.

Междуэлектродные емкости влияют на режим работы лампы в схеме, поскольку они вызывают токи смещения, добавляющиеся к токам проводимости.

Величины междуэлектродных емкостей зависят от типа лампы (стеклянная либо металлическая), конфигурации и размеров электродов и вводов в лампу, а также от режима работы лампы, поскольку заряд, участвующий в токе между электродами изменяет конфигурацию поля, а следовательно, и емкости. Междуэлектродные емкости могут быть рассчитаны по измеренным значениям  $C_a$ ,  $C_c$  и  $C_k$  с помощью уравнений



Фиг. 4-17. Схема междуэлектродных емкостей.

$$C_{ac} = \frac{C_a + C_c - C_k}{2}, \quad (4-44)$$

$$C_{ck} = \frac{C_c + C_k - C_a}{2}, \quad (4-45)$$

$$C_{ak} = \frac{C_a + C_k - C_c}{2}; \quad (4-46)$$

здесь  $C_a = C_{ac} + C_{ak}$  — емкость, измеренная между анодом и двумя другими электродами, соединенными между собой,

$$C_c = C_{ck} + C_{ac}$$

— емкость между сеткой и двумя другими электродами, соединенными между собой, и

$$C_k = C_{ck} + C_{ak}$$

— емкость между катодом и двумя другими электродами, соединенными между собой.

Численные значения междуэлектродных емкостей приведены вместе с основными параметрами ламп для некоторых типов отечественных триодов в табл. 4-1.

Первое число в новом обозначении типа лампы показывает в круглых цифрах напряжение накала лампы, в связи с чем этот важный параметр отдельного столбца в таблице не имеет. При напряжении до 4 в лампы исполняются с катодами прямого накала, а начиная с напряжения 6 (точнее, 6,3 в), лампы имеют обычно катоды косвенного накала. Стоящая после пер-

Таблица 4-1

## Электрические параметры некоторых типов триодов

Наименование лампы <sup>1</sup>	Ток накала		Напряжение смещения	Анодный ток	Допустимая мощность рассеяния анодом	Крутизна характеристики	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление	Межэлектродные емкости	
	Анодное напряжение	в							входная	проходная
	а	в	в	ма	вт	ма/в	10 <sup>3</sup> ом	мкмкф		
2C2 (УБ-240) . . .	0,12	120	—1	3,5	0,6	1,55	22	13	2,8	2,8
2C3 (2A3) . . . . .	2,5	250	—45	60	15	5,25	4,2	0,8	7,5	16,5
4C4 (УО-186) . . .	1,0	250	—37,5	57	15	3,2	4	1,2	—	—
6C2 (6Ж5) . . . . .	0,3	250	—8	9	—	2,6	20	7,7	4,2	3,8
12C2 (12J5) . . . .	0,15	250	—8	9	2,5	2,6	20	7,7	3,4	3,4
6C4Б (6Ф5) . . . .	0,3	250	—2	0,9	0,4	1,5	100	66	6,0	2
6C5Б (6C5) . . . .	0,3	250	—8	8,0	2,5	0,2	20	9,0	3	2
6C6 (6BG4) . . . .	1,0	250	—45	60	15	5,25	4,2	0,8	—	—
2Н1 (СО-243) . . .	0,24	120	0	3,2	1,5	2,1	32	16	2,8	3,4
6Н7 (6Н7, 6Н7) . .	0,8	300	0	35	5,5	3,1	35	—	—	—
6Н8 (6Н8М) . . . .	0,6	250	—8	9	2,5	2,6	20	7,7	2,8	3,8
6Н9 (6Н9М) . . . .	0,3	250	—2	2,3	1	1,6	70	44	3,0	2,8
6Н10 (6SC7) . . . .	0,3	250	—2	2	—	1,32	70	53	2,2	2
12Н10 (12SC7) . . .	0,15	250	—2	2	—	1,32	70	53	2,2	2
12Н1 (12АН7) . . .	0,15	180	—6,5	7,6	1,5	1,9	16	8,4	2,8	3,0

<sup>1</sup> Новое обозначение ламп дано без скобок, а старое обозначение—в скобках.

вого числа буква С означает триод, а буква Н—двойной триод. Такие лампы, имеющие две самостоятельные электродные системы в одном баллоне, нашли широкое применение в схемах промышленной электроники. Число, стоящее после буквы, обозначает номенклатурный номер лампы. Если в конце обозначения типа лампы имеется еще буква Б, то это значит, что лампа металлическая. Обозначения, этой буквы не имеющие, определяют лампы со стеклянным баллоном.

Содержащиеся в таблице рекомендуемое напряжение смещения (см. гл. 5) и анодное напряжение указывают одновременно те сеточные и анодные напряжения, при которых производилось измерение указанных в таблице параметров лампы: крутизны  $S$ , коэффициента усиления  $\mu$  и внутреннего сопротивления  $R_i$ .

В последних столбцах таблицы содержатся данные о межэлектродных емкостях ламп.

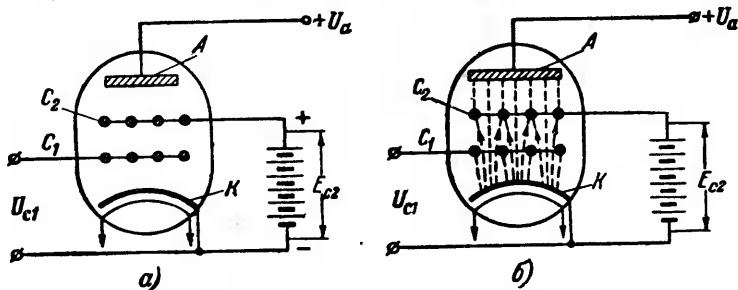
## 4-7. ЧЕТЫРЕХЭЛЕКТРОДНАЯ ЛАМПА (ТЕТРОД)

Для управления анодным током лампы в достаточно широком диапазоне отрицательных сеточных потенциалов (обусловленных желанием избежать заметных сеточных токов)

триод, как мы видели, должен быть выполнен с достаточно большой проницаемостью сетки  $D$ .

Коэффициент усиления такого триода не может быть значительным, так как  $\mu$  является величиной обратной проницаемости.

Стремление к повышению коэффициента усиления лампы при сохранении отрицательных управляющих потенциалов на сетке привело к созданию по предложению В. И. Коваленкова (в 1911 г.) лампы с двумя сетками, получившей название в связи с наличием четырех электродов в ней — тетрода.



Фиг. 4-18. Схема включения тетрода.

Сетка  $C_1$ , расположенная, как показано на фиг. 4-18,а, в тетроде ближе к катоду, выполняет, как и в триоде, роль управляющей сетки. К ней подводится напряжение управления (входное напряжение)  $U_{c1}$ . Другая сетка  $C_2$ , расположенная между управляющей сеткой и анодом, выполняет в тетроде вспомогательные функции, а именно: она ослабляет электрическое поле между анодом и управляющей сеткой или, как говорят, экранирует управляющую сетку от поля анода. Отсюда и название сетки  $C_2$  — экранирующая или экранная.

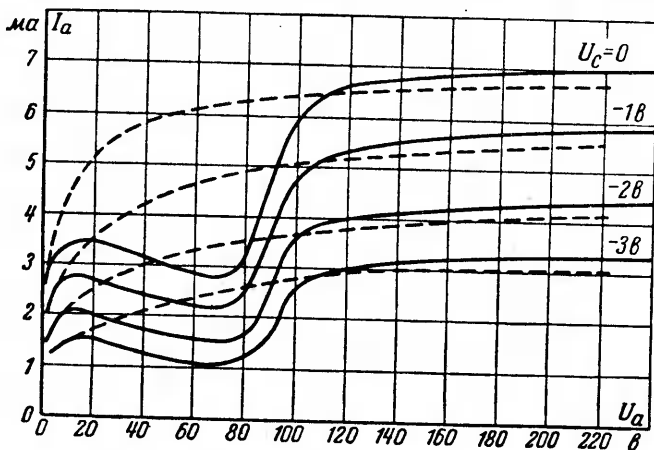
К экранирующей сетке подводится постоянное напряжение  $E_{c2}$  от независимого источника питания либо через делитель напряжения от цепи анодного питания лампы. При таком соединении экранирующей сетки линии электрического поля, идущие от анода, замыкаются в значительной своей части через экранирующую сетку и источник питания  $E_{c2}$  (фиг. 4-18,б), минуя управляющую сетку и участок у катода. В результате проницаемость анодного поля через управляющую сетку уменьшается, что приводит к увеличению коэффициента усиления лампы.

Одновременно уменьшается проходная емкость лампы  $C_{ac}$ , что является решающим фактором для высокочастотных усилительных схем, в которых весьма важно уменьшить емкостную связь между сеточной и анодной цепью.



При сообщении постоянного положительного потенциала экранирующей сетке (по отношению к катоду) эта сетка создает свое поле, ускоряющее электроны, направляющиеся от катода через отверстия управляющей сетки к аноду.

Величина отходящего от катода тока (катодного тока)  $I_k$  зависит в такой лампе в первую очередь от совместного действия полей экранирующей и управляющей сеток. Это значит, что эквивалентный потенциал управляющей сетки, по которому, как и в триоде, такой ток может быть подсчитан, зави-



Фиг. 4-19. Анодные характеристики тетрода.

сит в первую очередь от напряжений на экранирующей и управляющей сетках и во вторую очередь от анодного напряжения. Распределение тока  $I_k$  между экранирующей сеткой и анодом зависит, как и в триоде с положительной сеткой (§ 4-5), от проницаемости положительной сетки и от соотношения напряжений анодного и положительного сеточного.

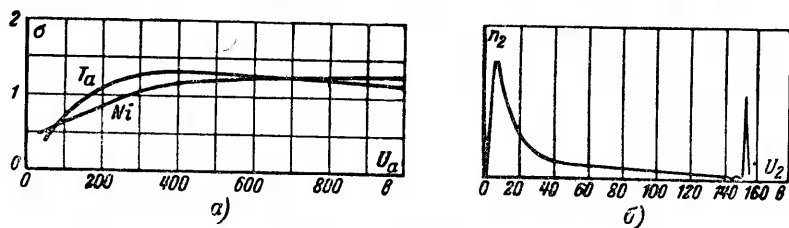
Аналогия в физических процессах, определяющих токораспределение в тетроде и триоде с положительной сеткой, приводит и к аналогии в ходе анодных и анодно-сеточных характеристик обоих типов ламп.

Семейство анодных характеристик тетрода представлено на фиг. 4-19. Для сопоставления с характеристиками триода с положительной сеткой, приведенными на фиг. 4-10, б, на фиг. 4-19 кроме действительных характеристик, получаемых при экспериментальном их снятии, отмечены пунктирные кривые, по которым должна была бы идти теоретическая характеристика, если не учитывать, как это делалось при построении анодных характеристик триода, явления вторичной эмиссии (называемого также динаatronным эффектом). Отступление сплошных

участков анодных характеристик от пунктирных (провалы в характеристиках), обусловлены именно влиянием вторичной эмиссии.

Это влияние находит свое проявление в том, что выходящие из поверхности приемных электродов (анода либо экранирующей сетки) под действием бомбардирующих их первичных электронов вторичные электроны уходят от данного электрода к соседнему, если он обладает более высоким потенциалом.

Какова интенсивность выхода вторичных электронов из металлических поверхностей при бомбардировке их первич-



Фиг. 4-20. Кривые вторичной эмиссии.

*a* — зависимость коэффициента вторичной эмиссии от скорости первичных электронов для тантала ( $Ta$ ) и никеля ( $Ni$ ); *б* — распределение вторичных и strayных электронов по скоростям.

ными электронами (эффективность вторичной эмиссии), показывают кривые зависимости коэффициента вторичной эмиссии  $\sigma = \frac{n_2}{n_1}$  (где  $n_1$  и  $n_2$  — числа первичных и вторичных электронов за один и тот же промежуток времени) для тантала и никеля в функции от скорости первичных электронов на фиг. 4-20, *a*. Ход кривых коэффициента вторичной эмиссии из других металлов при чистой поверхности их близко соответствует приведенным.

При возрастании скорости первичных электронов от нескольких десятков вольт до 200—300  $v$  коэффициент вторичной эмиссии возрастает от 0,5 до 1,3, а затем он начинает уменьшаться. Как распределяются по скоростям доли из потока вторичных электронов, покидающих эмиттер (поверхность, эмиттирующая вторичные электроны), показывает при заданной скорости первичных электронов кривая на фиг. 4-20, *б*. Данная кривая снята экспериментально с эмиттера из золота (золото позволяет более легко получить чистую поверхность свободную от окислов) при скорости первичных электронов  $U_a = 155 v$ . Характерным является в кривой наличие двух максимумов. Один соответствует примерно скорости вторичных электронов от 5 до 10  $v$ , а другой соответствует скорости первичных электронов при  $U_a = 155 v$ .

Первый максимум лежит в области наиболее вероятных собственных скоростей вторичных электронов, а другой относится к отраженным первичным электронам.

Из хода кривой видно, что для задержки значительной части вторичных электронов (а не отраженных первичных) достаточно иметь тормозящее поле в 10—20 в. Практическая значимость кривых, приведенных на фиг. 4-20,а, в том, что по ним можно судить о степени уменьшения тока в приемном электроде лампы, если эмиттируемые им вторичные электроны покидают его при отсутствии тормозящего поля.

Вторичная эмиссия сказывается в тетроде, у которого экранная сетка всегда положительна и имеет постоянный потенциал, а анод, связанный с внешней цепью, имеет переменный потенциал и в том числе и потенциалы, меньшие потенциала на экранной сетке. Как количественно сказывается эффект вторичной эмиссии у тетрода при заданном потенциале на его экранной сетке и переменном анодном потенциале, и показывают провалы в анодных характеристиках на фиг. 4-19.

При коэффициенте вторичной эмиссии  $\sigma < 1$  результирующий ток приемного электрода будет положительным (т. е. число приходящих первичных электронов будет больше числа уходящих вторичных электронов). При  $\sigma = 1$  результирующий ток будет равен нулю, а при  $\sigma > 1$  результирующий ток будет отрицательным.

Пока анодное напряжение меньше 10—20 в, анодные характеристики поднимаются так же круто, как и у триода с положительной сеткой, так как при этих напряжениях вторичная эмиссия с анода отсутствует, а вторичные электроны, эмиттируемые экранной сеткой, к ней вновь возвращаются, так как соседние электроды имеют более низкие потенциалы. Провал характеристик (фиг. 4-19) начинается при скорости первичных электронов, когда  $U_a$  становится больше 20 в, и углубляется, пока анодное напряжение не приближается к экранному.

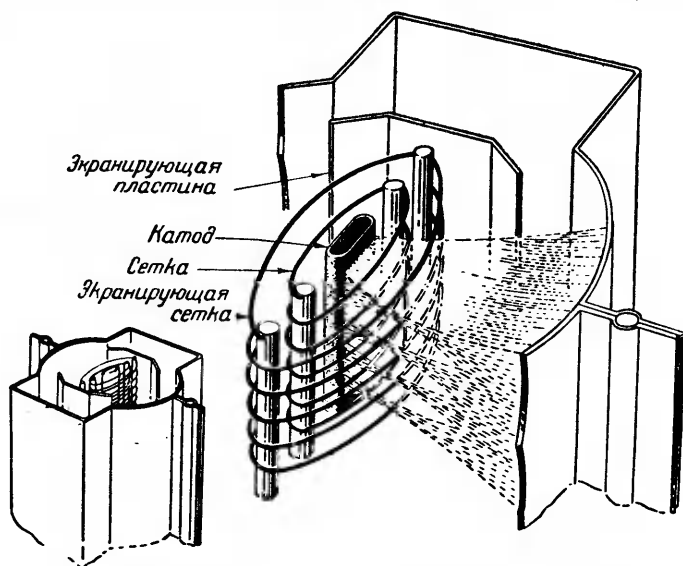
Уход вторичных электронов от анода к экранной сетке полностью прекращается, когда анодное напряжение начинает превышать напряжение на экранирующей сетке на 5—10 в, что примерно соответствует начальной скорости вторичных электронов.

При большем превышении напряжения анода над экранным начинается уход вторичных электронов от экранной сетки к аноду, что объясняет отход пунктирных кривых от сплошных на пологих участках анодных характеристик.

Наличие больших искривлений в анодных характеристиках тетрода приводит к искажению формы кривой анодного тока по отношению к форме кривой входного напряжения при

рабочем режиме лампы. Это является серьезным дефектом при использовании лампы в усилительной схеме, в связи с чем тетроды в описанном выше исполнении начали получать все более ограниченное применение (в технике усиления обычные тетроды в настоящее время почти не применяются, а в технике генерации тока — только в специальных областях импульсной техники).

Им на смену пришли более совершенные лампы, где влияние вторичной эмиссии удалось исключить. Такими лампами



Фиг. 4-21. Устройство лучевого тетрода.

явились пятиэлектродные (трехсеточные) лампы — пентоды (рассматриваемые в следующем параграфе), получившие широкое применение в технике усиления высоких и низких частот, а затем тетроды специальной конструкции, т. е. так называемые лучевые тетроды, в которых влияние вторичной эмиссии удалось почти исключить. Исполнение лучевого тетрода иллюстрирует конструктивная схема его, приведенная на фиг. 4-21. Свое название лучевой тетрод получил в связи с тем, что электронный поток в нем разбивается на ряд отдельных пучков лучей. Экранная и управляющая сетки выполняются в лучевом тетроде с одним и тем же шагом намотки и витки обеих сеток располагаются друг против друга. При таком расположении витков поле экранной и управляющей сеток фокусирует проходящие между ними электронные потоки, разбивая их пучки — лучи, сжимающиеся при прохождении их

через просветы между витками сеток и вновь расходящиеся при подходе к аноду.

В горизонтальной плоскости пучки также концентрируются в двух секциях лампы путем закрытия путей от торцов овального катода к аноду установкой на пути экранирующих пластин, связанных потенциально с катодом.

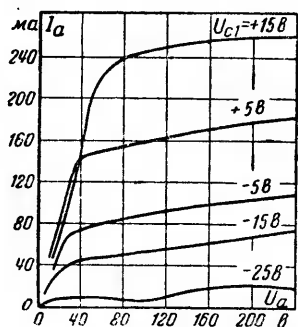
В результате уплотнения электронного потока в вертикальной и горизонтальной плоскостях в пространстве между экранной сеткой и анодом до подхода к аноду создается повышенная плотность объемного заряда электронов, в силу чего в кривой распределения потенциалов появляется потенциальный минимум.

Минимум углубляется благодаря цилиндрической форме катода и овальной форме анода и сеток, что обеспечивает большее удаление экранной сетки от анода. При наличии достаточно глубокого потенциального минимума вторичные электроны, покидающие поверхность анода, затормаживаются полем и вновь возвращаются к аноду.

Первичные электроны в силу того, что к моменту прохождения ими отверстий в экранной сетке они накапливают достаточную энергию (в режиме пролетного токораспределения), достигают анода.

Анодные характеристики лучевого тетрода, представленные на фиг. 4-22, не имеют поэтому провалов, за исключением низко расположенных характеристик (характеристик при значительных отрицательных потенциалах), у которых некоторый провал обусловлен недостаточной плотностью тока (заряда) для создания требуемого потенциального минимума.

Особенность характеристик лучевого тетрода помимо их общего сходства с характеристиками триода с положительной сеткой заключается в том, что начальный участок характеристики, соответствующий режиму возвратного токораспределения, у них поднимается еще круче, чем у триода с положительной сеткой. Это обусловлено большими просветами в экранирующей сетке и фокусирующим действием поля. Такой крутой подъем очень важен для ламп, применяемых в схемах усиления мощности, так как чем резче начальный подъем анодной характеристики, тем меньше падение напряжения в лампе (при том же токе нагрузки) и тем, следовательно, больше к. п. д. лампы. Такой крутой подъем начального участка анодной характеристики является важным преимуществом



Фиг. 4-22. Характеристики лучевого тетрода.

лучевого тетрода при использовании его в низкочастотных схемах усиления мощности.

Другим преимуществом лучевого тетрода являются относительно малые токи, уходящие на экранную сетку (около 7% от анодного тока), несмотря на то, что эта сетка имеет относительно высокие положительные потенциалы. Это опять-таки получается из-за закрытия витков экранной сетки витками управляющей и фокусировки электронных пучков. Относительно малые потери мощности на экранной сетке позволяют повысить допускаемые потери мощности на аноде лампы, поскольку принимаемый анодом тепловой поток от расположенных внутри его электродов получается меньше.

Высокое значение мощности, рассеиваемой анодом, и относительно большие значения крутизны  $S$  свойственны лучевым лампам, как это можно видеть по численным значениям этих параметров, приведенным в табл. 4-2. В этой таблице также указано рекомендуемое для каждого типа лампы напряжение на экранной сетке  $U_{c2}$ , при котором лампа обеспечивает анодный ток при заданном напряжении смещения.

Таблица 4-2

Параметры лучевых тетродов

Обозначение	Ток накала	Анодное напряжение	Напряжение на экранной сетке	Напряжение смещения	Анодный ток	Допустимая мощность рассеяния анодом	Крутизна характеристики	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление	Емкости	
	$a$	$b$	$b$	$b$	$ma$	$вт$	$ma/b$	$10^6 \text{ ом}$		входная	проходная
6П2 (6V6-GT)	0,45	250	250	-12,5 -15	45 70	12 —	4,1 3,75	220 —	52 60	9,5	0,7
6П3-6ПЗБ (6L6, 6L6-C)	0,9	250	250	-14	78 72	20	6	135	22,5	11	$\leq 1,0$
12П6 (12A6)	0,15	250	250	-12,5	30	7,5	3	—	70	9	0,3
13П1 (13П1М)	0,765	110	80	-2	32—52	6	7,5	—	—	15,5	$\leq 2,5$
30П1 (30П1М)	0,3	110	110	-7,5	70	7	10	—	—	—	—
25П1 (25П1С)	0,3	110	110	-8	$\leq 80$	10	8,5	—	10	—	—

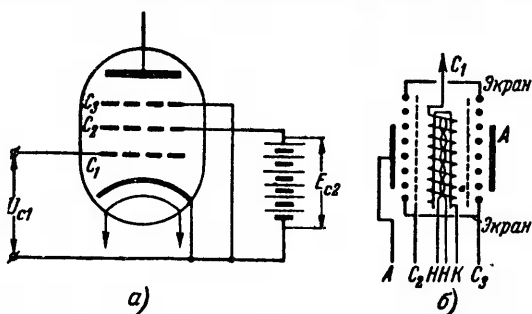
Междуэлектродные емкости ламп также указаны в таблице. В силу относительно большого значения проходной емкости  $C_{ac}$  лучевой тетрод при частотах выше  $10^4$ — $10^5$  гц почти не применяется.

#### 4-8. ПЯТИЭЛЕКТРОДНАЯ ЛАМПА (ПЕНТОД)

Стремление исключить влияние вторичной эмиссии на ход изменения анодного тока нашло свое разрешение во введении в лампу третьей сетки, располагаемой, как показано на

фиг. 4-23,а, между экранной сеткой и анодом и потенциально связываемой с катодом. Такая сетка получила название защитной (прежнее ее название — антидинаatronная).

Лампа с тремя сетками (см. фиг. 4-2,б) была названа пентодом. Пространственное расположение сеток в пентоде при цилиндрической конструкции электродов (и катоде косвенного накала) схематически показано на фиг. 4-23,б. Управляющая сетка пентода  $C_1$ , как видно из фиг. 4-23,а, включается в цепь управления, а к экранирующей сетке подводится постоянное напряжение. Потенциальная диаграмма, показывающая, как изменяется при таком включении электродов потенциал



Фиг. 4-23. Схема включения и устройство пентода.

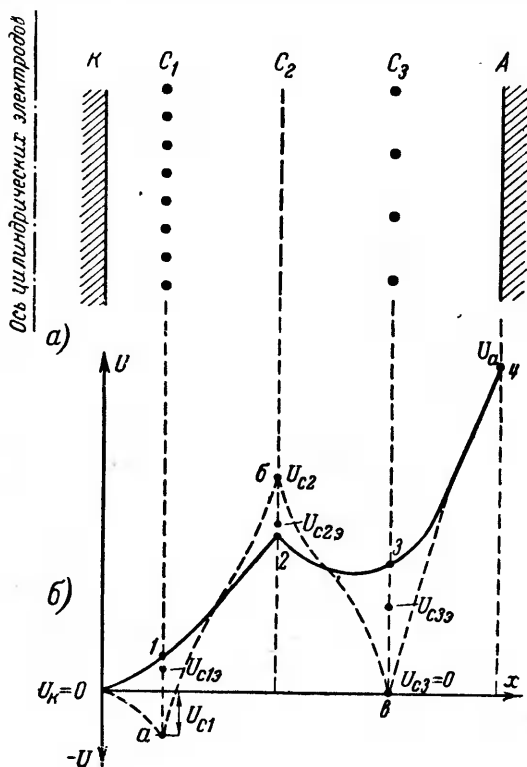
пространства вдоль нормали к электродам, приведена на фиг. 4-24.

Геометрическая схема расположения электродов на фиг. 4-24,а, по отношению к которой потенциальная диаграмма построена, может быть отнесена как к плоской, так и цилиндрической системе электродов. В последнем случае линии электродов на геометрической схеме являются проекциями образующих цилиндрических поверхностей электродов одной половины электродной системы.

В месте расположения защитной сетки кривая потенциалов имеет минимум. Это значит, что поле по обе стороны от защитной сетки является тормозящим для вторичных электронов, направляющихся от анода в направлении к экранирующей сетке, когда эта сетка более положительна, чем анод, и вторичных электронов, направляющихся от экранирующей сетки к аноду, когда потенциал анода более положителен.

Препятствуя, таким образом, уходу вторичных электронов, покидающих эмиттирующие их поверхности при небольшой начальной скорости, потенциальный минимум не в состоянии задержать первичные электроны, проходящие с большой скоростью отверстия защитной сетки на их пути к аноду. В этом и заключаются защитные функции третьей сетки.

Фактические потенциалы, сообщенные электродам лампы (по отношению к катоду, потенциал которого принимается равным нулю), обозначены на потенциальной диаграмме бук-



Фиг. 4-24. Кривая распределения потенциала в пентоде.

вами  $U$  с теми же индексами, которыми обозначены электроды на фиг. 4-23, а.

Потенциал управляющей сетки  $U_{c1}$  показан отрицательным. В режиме работы лампы потенциал этой сетки переменный, но диапазон изменений этого потенциала лежит в большинстве случаев в области отрицательных значений, поскольку важно избежать заметных сеточных токов в цепи управляющей сетки.

Экранирующей сетке, как указывалось, сообщается постоянный по величине и знаку потенциал  $U_{c2}$ . Положительное поле экранирующей сетки обеспечивает совместно с переменным полем управляющей сетки переменный поток электронов, участвующих в катодном токе, направляющемся от катода к экранирующей сетке и аноду. На защитную сетку электроны



тока эмиссии почти не попадают, так как эта сетка, электрически связанная с катодом, имеет, как и катод, нулевой потенциал.

Сплошная линия на потенциальной диаграмме характеризует найденные расчетным либо опытным путем (с помощью электролитической ванны) потенциалы поля при перемещении вдоль прямой, на которой лежат центры и оси сеточных отверстий.

Точки на сплошной кривой, соответствующие местоположению сеток, отвечают в этом случае пространственным потенциалам в центре сеточных отверстий. Отрезки на диаграмме ( $1a$ ;  $2b$ ;  $3c$ ), отделяющие фактические потенциалы ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ ) от соответствующих точек на сплошных кривых ( $1$ ,  $2$ ,  $3$ ), определяют разность потенциалов между сеткой и точкой пространства в центре сеточного отверстия. Промежуточные точки на указанных отрезках определяют потенциалы пространства в плоскости сеточного отверстия. Чем больше шаг у сетки, тем разность потенциалов между проволокой сетки и центром сеточного отверстия больше. С наибольшим шагом (с наибольшей проницаемостью) выполняется защитная сетка, так как здесь важно создать не очень глубокий минимум, достаточный лишь для того, чтобы воспрепятствовать уходу вторичных электронов от эмиттирующих их электродов.

Выбор величины проницаемости управляющей сетки в пентоде диктуется теми же факторами, что и в триоде и тетроде, а именно — стремлением сохранить с одной стороны рабочий диапазон сетки главным образом в области отрицательных потенциалов (во избежание сеточных токов), а с другой стороны — стремлением получить достаточно высокий коэффициент усиления.

Проницаемость управляющей сетки может изменяться при переходе от одного типа ламп к другому в зависимости от назначения и режима работы пентода (и даже для одного из типов пентодов, о котором речь будет ниже, управляющая сетка выполняется на разных участках намотки сетки с разной проницаемостью), но все же во всех случаях проницаемость этой сетки занимает промежуточное место между проницаемостью защитной и экранирующей сеток.

Наименьшей проницаемостью обладает в пентоде экранирующая сетка. Ее главное назначение, как и в тетроде, ослабить степень проникновения поля анода в пространство управляющей сетки — катод, что приводит к уменьшению проходной емкости лампы  $C_{ac}$ . Для ламп, работающих в схемах усиления высоких частот, снижение величины  $C_{ac}$  является, как уже указывалось, фактором первостепенной важности. Поэтому, хотя с понижением проницаемости экранирующей сетки ухудшаются другие свойства пентода и, в частности,

снижается доля электронного потока, достигающего анода (из-за заметной доли потока, ответвляющегося к экранирующей сетке), тем не менее в одном из типов пентодов (называемом высокочастотным пентодом), рассчитанном для работы в каскадах усиления напряжений высокой частоты, экранирующая сетка выполняется с очень малой проницаемостью.

В другом типе пентодов, используемом в каскадах усиления мощности в диапазоне более низких частот (так называемых звуковых в диапазоне от нескольких герц до 10 000 гц), где важно наряду с хорошими усилительными свойствами иметь и достаточно большие анодные токи и большую крутизну, приходится в некоторой степени жертвовать основными свойствами экранирующей сетки и делать ее с несколько большей проницаемостью, т. е. делать ее менее густой. Но и в этом случае экранирующая сетка сохраняет достаточно малую проницаемость по сравнению с управляющей сеткой.

Разные проницаемости сеток у высокочастотных и низкочастотных пентодов связаны и с разными относительными значениями напряжений, сообщаемых экранной сетке по отношению к напряжению анодного питания. В высокочастотных пентодах экранирующая сетка питается обычно напряжением, не превышающим 40—50% от номинального анодного напряжения  $U_{ан}$ . Это диктуется необходимостью: 1) хотя бы некоторого снижения тока на экранирующую сетку  $I_{сг}$  (для уменьшения шумов в лампе, рассматриваемых в § 4-11) и 2) уменьшения изменения анодного тока на пологом участке характеристики с целью увеличения внутреннего сопротивления лампы (это важно для резонансных усилителей). В низкочастотных пентодах экранирующая сетка питается обычно напряжением, лежащим в границах от 75 до 100% от  $U_a$ . Этим достигается, во-первых, повышение тока эмиссии  $I_k$  и, во-вторых, сдвиг анодно-сеточной характеристики влево от оси ординат, что позволяет иметь достаточно большими колебательные напряжения, вводимые в цепь управляющей сетки. Кроме фактических потенциалов сетки и потенциалов в центре сеточных отверстий на потенциальной диаграмме на фиг. 4-24,б нанесены также эквивалентные потенциалы, позволяющие определять интересующие нас токи на отдельных участках между электродами по расчетным формулам, установленным для эквивалентных диодов и триодов. Эквивалентные потенциалы построены на диаграмме фиг. 4-24,б так же, как это делалось на диаграмме триода, приведенной на фиг. 4-4,в, по точкам пересечения прямолинейных продолжений участков потенциальной кривой, найденным путем построения. Эквивалентные потенциалы могут быть найдены и аналитически. Так,

эквивалентный потенциал управляющей сетки  $U_{c1э}$  может быть найден на основе (4-9) из равенства

$$U_{c1э} = \frac{1}{1+D_1} (U_{c1} + D_1 U_{c2э}); \quad (4-47)$$

здесь  $D_1$  — проницаемость управляющей сетки для поля экранирующей сетки.

Входящий в (4-47) эквивалентный потенциал экранирующей сетки  $U_{c2э}$  рассчитывается в свою очередь из равенства

$$U_{c2э} = \frac{1}{1+D_2} (U_{c2} + D_2 U_{c3э}); \quad (4-48)$$

здесь  $D_2$  — проницаемость экранирующей сетки для поля, создаваемого анодом и защитной сеткой.

В силу того, что проницаемость экранирующей сетки  $D_2$  относительно мала (даже в том случае, когда речь идет о низкочастотных пентодах мощности), то, пренебрегая членами с  $D_2$  в (4-48), мы находим, что

$$U_{c2э} \approx U_{c2}, \quad (4-49)$$

т. е. что эквивалентный потенциал экранирующей сетки может быть принят равным фактическому потенциалу этой сетки.

Учитывая (4-49), можно переписать (4-47) в виде:

$$U_{c1э} = \frac{1}{1+D_1} (U_{c1} + D_1 U_{c2}). \quad (4-50)$$

По эквивалентному потенциалу управляющей сетки на основе (4-12) может быть найден катодный ток

$$I_k = g U_{c1э}^{3/2} = g \left( \frac{U_{c1} + D_1 U_{c2}}{1 + D_1} \right)^{3/2}. \quad (4-51)$$

Сопоставление получаемых из опыта значений катодного тока с получаемыми по (4-51) показывает, что действительные значения тока следуют более высокой степени напряжения, чем  $3/2$ , из-за экранирующего действия траверз, поддерживающих сетки (показанных на фиг. 4-8). Если управляющая сетка отрицательна, то токи к ней крайне малы, и поскольку защитная сетка также не принимает электронов, то катодный ток расходится в лампе по двум цепям: цепи анода и цепи экранирующей сетки.

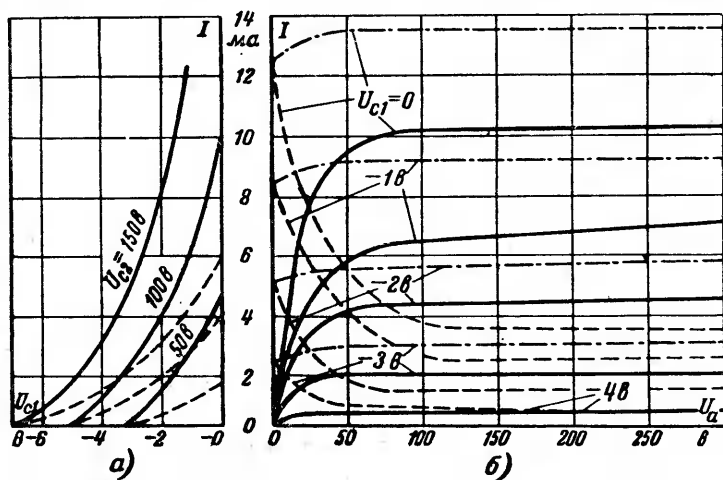
Поэтому

$$I_k = I_a + I_{c2}. \quad (4-52)$$

Как распределяется катодный ток между анодом и экранирующей сеткой, зависит, как и в триоде с положительной

сеткой (§ 4-5), от соотношения анодного напряжения и напряжения на экранирующей сетке  $\frac{U_a}{U_{c2}}$ , если геометрия сетки задана.

Такое распределение токов при неизменном напряжении на экранирующей сетке ( $U_{c2} = \text{const}$ ) и изменяющемся анодном напряжении показывает семейство анодных характеристик,



Фиг. 4-25. Характеристики высокочастотного пентода.

данных в виде сплошных линий на фиг. 4-25,б, и семейство сеточных характеристик, данных в виде пунктирных линий на той же фигуре.

На этой же фигуре линиями пунктир с точкой нанесены значения катодного тока  $I_k$  при разных значениях напряжения на управляющей сетке ( $U_{c1} = \text{const}$ ).

Как изменяется токораспределение в функции от управляющего напряжения при разных значениях напряжения на экранирующей сетке, показывает семейство анодно-сеточных характеристик в виде сплошных линий на фиг. 4-25,а и семейство сеточных характеристик в виде пунктирных линий на той же фигуре. Семейство анодных характеристик показывает, что, так же как и в триоде с положительной сеткой, кривая изменений анодного тока состоит из двух резко выраженных участков:

а) участка крутого подъема, соответствующего режиму возвратного токораспределения;

б) участку пологого нарастания, соответствующего режиму пролетного токораспределения.

На втором участке, начинающемся примерно при анодных напряжениях  $U_a = (0,1 \div 0,15) U_{c2}$ , токораспределение следует соотношению, аналогичному (4-19), которое для пентода может быть записано в виде отношения

$$\frac{I_a}{I_{c2}} = k = c_1 \sqrt{\frac{U_{c3a}}{U_{c2}}}. \quad (4-53)$$

Входящая в (4-53) геометрическая постоянная  $c_1$  рассчитывается также по формуле (4-20) либо (4-21), но геометрические размеры  $s$  и  $\delta_c$ , входящие в правую часть этих формул, относятся к экранирующей сетке, а размеры  $l_c$  и  $r_c$  и  $l_a$  и  $r_a$  определяются расстояниями экранирующей и защитной сеток от катода.

Входящий в (4-53) эквивалентный потенциал защитной сетки  $U_{c3a}$  определяется по формуле, аналогичной (4-10), а именно:

$$U_{c3a} = \frac{D_3 U_a + D_{3r} U_{c2}}{1 + D_3 + D_{3r}}; \quad (4-54)$$

здесь  $D_3$  — прямая проницаемость защитной сетки для поля анода;

$D_{3r}$  — обратная проницаемость защитной сетки для поля экранирующей сетки.

В высокочастотных пентодах коэффициент токораспределения  $k = \frac{I_a}{I_{c2}}$  не удастся поднять выше значений 3—4 из-за значительной густоты экранирующей сетки, отбирающей на себя не менее 20—25% катодного тока, несмотря на то, что напряжение экранирующей сетки  $U_{c2}$  ограничивается в этом типе пентода значениями, не превышающими 40—50% от анодного напряжения. В низкочастотных пентодах коэффициент токораспределения  $k$  удастся повысить до 5 ÷ 5,5, хотя напряжение на экранной сетке у этого типа пентода достигает значений напряжений анодного питания.

В режиме возвратного токораспределения выведенное для триода соотношение (4-22) не может быть без заметных поправок применено и к пентоду в силу того, что и при положительном эквивалентном потенциале защитной сетки возможно возвращение некоторой доли электронов, прошедших эту сетку, вновь к экранирующей сетке, когда поле за защитной сеткой является тормозящим.

Крутой подъем участка анодной характеристики в режиме возвратного токораспределения и пологий участок характеристики в режиме пролетного токораспределения определяют

два резко различающихся между собой внутренних сопротивлений лампы при работе ее в указанных режимах.

Наибольшее значение для работы высокочастотного пентода имеет участок пологого нарастания. Наклон этого участка, являющегося рабочим, в режиме работы лампы определяет собой внутреннее сопротивление лампы  $R_i$ . Чем это сопротивление больше, т. е. чем наклон рабочего участка характеристики меньше, тем лампа совершеннее, так как чем  $R_i$  больше, тем меньше шунтирующее действие лампы на резонансный контур в схемах резонансного усиления напряжения. В силу этого параметр  $R_i$  является одним из исходных при конструировании высокочастотных пентодов. Выбором геометрии сеток и в первую очередь геометрии экранирующей сетки удастся довести  $R_i$  до значений, лежащих в пределе от 0,8 до 2,5 *мгом*.

У низкочастотных пентодов мощности не столько важно уменьшение наклона пологого участка характеристики, сколько увеличение крутизны начального участка характеристики, определяющего собой сопротивление на этом участке  $R_{iL}$ . Чем меньше  $R_{iL}$ , тем меньше падение напряжения и потери мощности в лампе и тем больше выходная мощность лампы при том же напряжении питания  $E_a$  и нагрузочном сопротивлении  $R_a$ . В современных типах низкочастотных пентодов мощности  $R_{iL}$  удастся довести до 100—200 *ом*, конструируя лампу так, чтобы уже при малых анодных напряжениях доля анодного тока в режиме возвратного токораспределения была достаточно велика.

При решении задачи достижения минимума в значении  $R_{iL}$  мы неизбежно получаем экранирующую сетку с несколько большей проницаемостью, в силу чего наклон рабочего участка характеристики у низкочастотных пентодов несколько больше, чем у высокочастотных, а следовательно, внутреннее сопротивление  $R_i$  у первых меньше, чем у вторых. Численное значение  $R_i$  у низкочастотных пентодов лежит в границах от 50 до 100 *ком*.

Другим требованием к семейству анодных характеристик пентода является их параллельность и равноудаленность на пологих участках, если значения напряжений  $U_{c1}$ , при которых эти характеристики снимались, отличаются между собой на одинаковое число вольт. В семействе анодно-сеточных характеристик это требование означает прямолинейный ход анодно-сеточной характеристики.

Свободные от влияния вторичной эмиссии пентоды обеспечивают требуемый ход характеристик в достаточно большом диапазоне анодных и сеточных напряжений.

Наклон анодно-сеточной характеристики определяет второй важный параметр лампы — крутизну, который также является исходным при проектировании пентода.

Крутизна  $S_\kappa$  по отношению к катодному току может быть определена в пентоде по (4-33), которая была выведена для триода по отношению к анодному току. Это дает:

$$S_\kappa = \frac{\partial I_\kappa}{\partial U_{c1}} = \frac{3}{2} g^{2/3} I_\kappa^{1/3}. \quad (4-55)$$

Так как в режиме пролетного токораспределения, как видно из (4-53),

$$I_a = k I_{c2} = k(I_\kappa - I_a), \quad (4-56)$$

откуда

$$I_a = \frac{k}{k+1} I_\kappa, \quad (4-57)$$

то по отношению к анодному току крутизна пентода

$$S = \frac{\partial I_a}{\partial U_{c1}} = \frac{k}{k+1} \frac{\partial I_\kappa}{\partial U_{c1}} = \frac{k}{k+1} S_\kappa. \quad (4-58)$$

Это значит, что при одинаковой геометрии катода и сетки крутизна у пентода будет меньше, чем у триода, в  $\frac{k}{k+1}$  раз.

При достаточно высоких значениях  $S_\kappa$  у низкочастотных пентодов, достигаемых за счет выбора катода с большой активной поверхностью и близкого расположения к катоду управляющей сетки, и достаточно больших достигаемых у этого типа пентодов значениях  $k$  удастся довести значения крутизны до  $S = 6 \div 8$  *ма/в*.

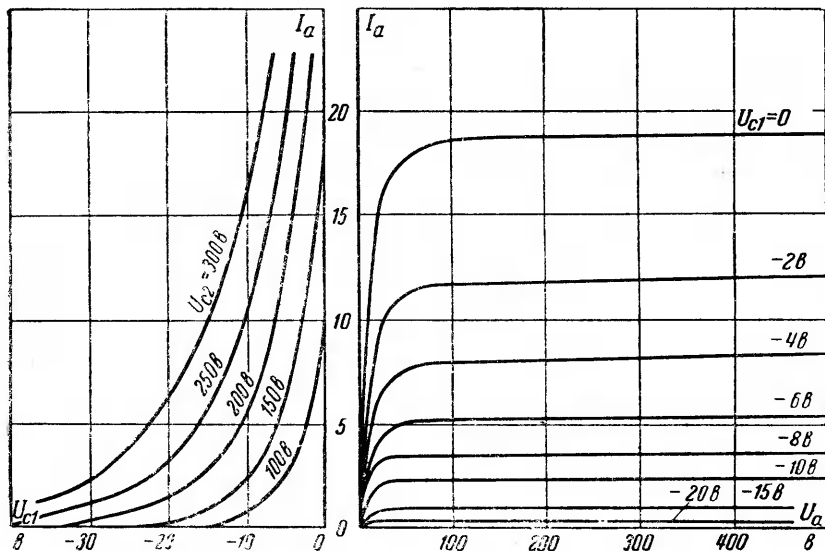
У высокочастотных пентодов достигается меньшая крутизна, лежащая в границах от 1 *ма/в* до 2,5 *ма/в*.

По двум проектным параметрам пентода  $R_i$  и  $S$ , пользуясь внутренним уравнением лампы (4-39), определяется третий производный параметр — коэффициент усиления  $\mu$ .

Благодаря большим значениям  $R_i$  коэффициент усиления в высокочастотных пентодах удастся довести до значений от 800 до 1500, а в специальных типах пентодов  $\mu$  получается еще выше. В низкочастотных пентодах достигаемое значение  $\mu$  лежит в границах от 150—600.

В связи с выявившейся необходимостью поддерживать в ряде усилительных устройств выходное напряжение одним и тем же при разных величинах входного напряжения появилась потребность в создании ламп, и в частности пентодов, с изменяющимся значением  $S$  при изменениях управ-

ляющего напряжения  $U_{c1}$ . Характеристики такого пентода иллюстрируют кривые на фиг. 4-26, а и б. Особенность анодно-сеточных характеристик у такого пентода та, что наклон их различен. Будучи большим при малых отрицательных сеточных потенциалах, он постепенно уменьшается при переходе к большим отрицательным потенциалам. При этом нижний участок характеристики затягивается («хвост» характеристики). Отличие в семействе анодных характеристик такого



Фиг. 4-26. Пентод с удлинёнными характеристиками.

пентода, получившего название пентода с удлинённой характеристикой (прежнее название его «варимю»), заключается в разной степени удаленности характеристик между собой при одной и той же разнице сеточных потенциалов. При более отрицательных сеточных напряжениях анодные характеристики больше сближены.

Изменение крутизны у пентодов с такими характеристиками достигается исполнением управляющей сетки с разным шагом витков. Практически это достигается удалением одного-двух витков из средней части равномерно намотанной сетки. При малых отрицательных потенциалах наиболее эффективно регулируют ток витки сетки, имеющие малый просвет. При больших отрицательных потенциалах в действие вступают и витки с более широкими просветами.

В каком диапазоне лежат параметры всех рассмотренных нами типов пентодов из выпускаемых нашей промышлен-



ностью, показывают нижеприводимые табл. 4-3 и 4-4, из которых первая содержит низкочастотные пентоды мощности, а вторая — высокочастотные пентоды напряжения с нормальной и удлиненной характеристикой.

Первая цифра в обозначении типов определяет округленно напряжение накала. Лампы на напряжение накала до 4 в строятся с катодами прямого накала, а лампы, начиная с напряжения накала 6,3 в, строятся с катодами косвенного накала.

Таблица 4-3

**Параметры низкочастотных пентодов (пентодов мощности)**

Обозначение (новое)	Обозначение (прежнее)	Ток накала	Анодное напряжение	Напряжение на экранной сетке	Напряжение смещения (рекомендуемое)	Анодный ток	Допустимая мощность рассеяния анодом	Кривизна характеристики	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление	Емкости	
		<i>a</i>	<i>b</i>	<i>b</i>	<i>b</i>	<i>ма</i>	<i>вт</i>	<i>ма/в</i>		$10^3 \text{ ом}$	<i>мк.мкф</i>	входная
2П1	СБ-244	0,185	120	120	—2,5	4,1	1,5	1,8	270	150	5,5	0,5
2П3	СБ-258	0,32	160	120	—6	10,0	2	2	160	80	5,4	0,5
6П4	6Г6	0,3	180	180	—9	15,0	2,75	2,3	400	175	5,5	0,5
6П6Б	6Ф6	0,7	250	250	—16,5	34,0	10,0	2,5	200	78	7,5	0,6

Таблица 4-4

**Параметры высокочастотных пентодов (пентодов напряжения)**

Обозначение (новое)	Обозначение (прежнее)	Ток накала	Анодное напряжение	Напряжение экранной сетки	Напряжение смещения (рекомендуемое)	Анодный ток	Допустимая мощность рассеяния анодом	Кривизна характеристики	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление	Емкости	
		<i>a</i>	<i>b</i>	<i>b</i>	<i>b</i>	<i>ма</i>	<i>вт</i>	<i>ма/в</i>		$10^3 \text{ ом}$	<i>мк.мкф</i>	входная
1Ж2	1Ж2М	0,03	70	70	0	1,1	—	0,47	350	—	4,6	0,015
2Ж2	2Ж2М	0,06	120	70	—1	1,0	0,5	0,8	1 200	1 500	5,2	0,02
6Ж11Б	6SH7	0,3	250	150	—1	10,8	3,0	4,9	—	900	8,5	0,003
6Ж17Б	6SJ7	0,3	250	100	—3	3	2,5	1,65	2 500	1 500	6,0	0,005
2К2	2К2М	0,06	120	70	—1	2,0	0,5	0,95	950	1 000	5,75	0,02
6К7Б	6К7	0,3	260	100	—3	7	2,25	1,45	1 200	830	7,0	0,005
6К9	6К9М			125	—3	12,5		1,65	1 000	600		
6К12Б	6SG7	0,3	250	150	—2,5	9,2	3	4,0	—	1 000	8,5	0,003
12К17Б	12СК7	0,15	250	100	—3	9,2	4	2,0	1 600	800	6,0	0,003
сЖ7Б	6Ж7	0,3	250	100	—3	2	0,75	1,2	—	1 000	7,0	0,005

Буква П, стоящая на втором месте в табл. 4-3, означает пентод мощности. В табл. 4-4 буква Ж означает высокочастотные

пентоды с нормальной характеристикой, а буква К — высокочастотные пентоды с удлиненной характеристикой. Цифра, стоящая на третьем месте, обозначает номенклатурный номер лампы, а буква Б, стоящая на последнем месте, показывает, что лампа выполнена с металлическим баллоном (оболочкой).

Кроме основных параметров  $S$ ,  $\mu$  и  $R_i$  таблицы содержат также данные о токе накала, рекомендуемом напряжении питания анодной цепи, рекомендуемом напряжении для экранирующей сетки, допустимом анодном токе, а также допускаемой анодом мощности рассеяния. Кроме того, таблицы содержат данные о междуэлектродных емкостях и о рекомендуемой величине напряжения смещения в цепи управляющей сетки. Это напряжение определяет режим работы лампы, как в схемах усиления, так и в схемах генерации тока, как это будет показано в гл. 5 и 6.

#### 4-9. КОМБИНИРОВАННЫЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ЛАМПЫ

В ряде электронных схем приходится нередко применять лампы, функции которых сопрягаются между собой, либо дополняют друг друга. Заметную экономию в числе ламп, а, следовательно, и в габаритах электронного устройства можно получить, если две, а иногда и три независимых электродных системы разместить в одном баллоне. Таковы комбинированные лампы.

Некоторые из типов таких ламп из выпускаемых нашей промышленностью приведены в табл. 4-5.

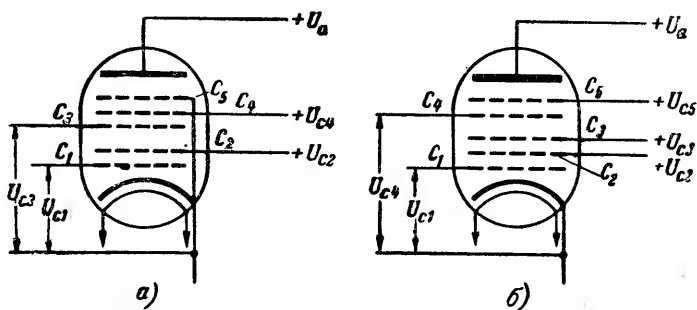
Таблица 4-5

Параметры комбинированных ламп

Название ламп	Обозначение		Ток накала, а	Анодное напряжение, в	Напряжение на экранирующей сетке, в	Напряжение смещения (рекомендуемое), в	Анодный ток, а	Допустимая мощность рассеяния, вт	Крутизна характеристики, ма/в	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление $10^3$ ом,
	новое	прежнее									
Двойной диод и триод	6P1Б	6SR7	0,3	250	—	—9	9,5	2,5	1,9	16	8,5
	12P1Б	12SR7	0,15								
Двойной диод и триод	6P17Б	6SQ7	0,3	250	—	—2	0,9	—	1,1	100	91
	12P17Б	12SQ7	0,15								
Двойной диод и в. ч. пентод	6Б8	6В8	0,3	250	125	—3	9	2,5	1,12	—	600
Двойной диод и триод	6P7Б	6Q7	0,3	250	—	—3	1,1	2	1,2	70	58
Триод-пентод	6СК7	6F7	0,3	100	—	—3	3,5	—	0,5	8	16
			250	100	—3	6,5	—	1,1	900	850	

Составное название лампы показывает, какие электродные системы содержит данная лампа. Так, лампа 6СК7 триод — пентод содержит: один триод и один пентод. Лампа 6Р7 двойной диод — триод содержит: два диода и один триод. Характеристики и параметры каждой из электродных систем не отличаются от характеристик и параметров рассмотренных нами одиночных ламп.

По-другому обстоит дело с другим типом ламп, которые получили название преобразовательных (и в частности смесительных). Здесь две электродные системы дополняют друг друга и воздействуют на общий электронный поток, который



Фиг. 4-27. Устройство гектода смесителя (а) и гектода преобразователя (б).

на пути от катода к аноду последовательно проходит обе системы.

Два возможных варианта группирования электродов (сеток) по верхней и нижней системам показаны на фиг. 4-27, а и б.

В варианте а две нижние сетки  $C_1$  и  $C_2$  образуют вместе с катодом триод, а три верхние сетки  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  образуют вместе с сеткой  $C_2$  и анодом пентод. Сетка  $C_2$ , являясь анодом для триода, выполняет как бы функции катода для верхней сетки, пропускающая электроны через свои отверстия от нижней системы к верхней. Функцию управляющей сетки выполняет в нижней системе сетка  $C_1$ , а в верхней — сетка  $C_3$ . Будучи присоединена своими управляющими сетками к двум независимым источникам напряжения с разной частотой колебаний, лампа с такой группировкой сеток по отдельным системам выполняет роль смесительной лампы, смешивая через общий электронный поток колебания тока обеих систем, и дает на выходе результирующую частоту. В варианте б к нижней системе кроме сеток  $C_1$  и  $C_2$  относится также сетка  $C_3$ , которая одновременно выполняет как бы функции катода в верхней системе. В этом случае группировка сеток по системам

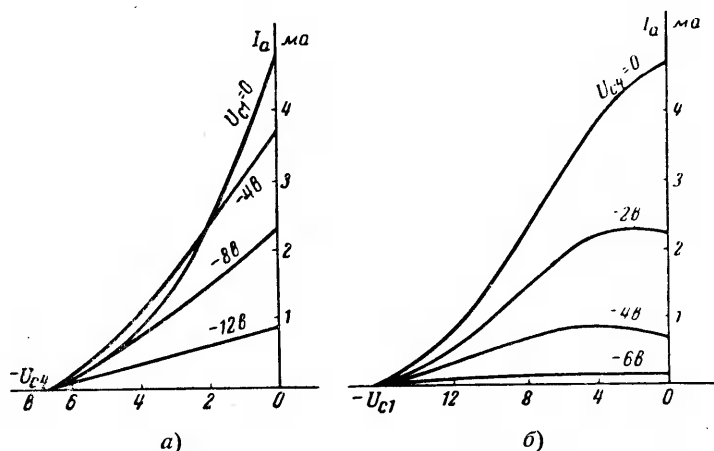
приводит к двум тетродным системам. Такая лампа позволяет подводить внешнее напряжение той или иной частоты к одной из сеток (обычно к управляющей сетке верхней системы  $C_4$ ), а нижняя система используется для генерирования собственных колебаний в системе, образуемой электродами  $K$ ,  $C_1$  и  $C_2$ . В силу того, что частота колебаний на выходе другая, чем на входе, лампа носит название преобразовательной. Конструктивно гептод-преобразователь (фиг. 4-27,б) отличается от гептода-смесителя (фиг. 4-27,а) не только другой группировкой сеток по системам, но и тем, что сетка  $C_2$  выполняется в нем в виде двух стержней с тем, чтобы не мешать модулированному по частоте с помощью сетки  $C_1$  электронному потоку проходить к сетке  $C_3$ .

Физические принципы действия управляющих сеток, воздействующих на общий электронный поток, во всех типах преобразовательных и смесительных ламп одни и те же. Пройдя нижнюю систему электродов и входную сетку верхней системы, электронный поток затормаживается отрицательным полем второй управляющей сетки, образуя перед ней электронное облако. Часть электронов из этого облака проходит через вторую систему электродов, а другая часть отражается, возвращаясь к входной (экранирующей) сетке, имеющей положительный потенциал. Какая доля электронов пройдет вторую систему и какая отразится к входной сетке, образуя сеточный ток в ее цепи, зависит от геометрии электродов и соотношений эквивалентных потенциалов в плоскостях сеток.

Если потенциалы сеток  $C_2$  и  $C_3$  в варианте на фиг. 4-27,а и  $C_3$  и  $C_4$  в варианте на фиг. 4-27,б поддерживать неизменными, а изменять только потенциал сетки  $C_1$ , то с частотой изменения напряжений на этой сетке будут изменяться плотность заряда в электронном облаке перед сеткой  $C_3$  ( $C_4$ ) и расходящиеся из него прямой (поток, проходящий вторую систему электродов) и возвратный электронные потоки. Если, кроме того, изменяется, и притом с другой частотой, напряжение на управляющей сетке второй системы, то электронные потоки прямой и возвратный дополнительно модулируются, и в результате выходной ток в лампе изменяется по результирующей частоте. В радиотехнической электронике преобразовательные и смесительные лампы применяются в супергетеродинных приемниках, где усиление производится на другой частоте, чем прием колебаний. В схемах промышленной электроники преобразовательные лампы получили свое применение в специальных типах усилителей постоянного тока. Вводя на одну из управляющих сеток переменное напряжение от независимого источника тока и присоединяя вторую управляющую сетку к измерительному элементу, дающему на выходе постоянное напряжение, мы получаем возможность изменять вели-

чину переменного тока на выходе лампы с помощью слабых сигналов постоянного напряжения в измерительной цепи.

При использовании таких ламп в схемах преобразования тока важно кроме характеристик и параметров каждой из электродных систем знать еще зависимость изменения параметров одной системы при изменении напряжения на управ-



Фиг. 4-28. Анодно-сеточные характеристики гептода преобразователя.

ляющей сетке другой системы. Эта зависимость может быть определена из семейства статических анодно-сеточных характеристик, представленных на фиг. 4-28, *а* и *б*. Так, например, если каждая из кривых в семействе анодно-сеточных характеристик  $I_a = f(U_{c4})$ , на фиг. 4-28, *а*, дает представление об изменении крутизны  $S_4$  в верхней электродной системе при изменении напряжения  $U_{c4}$  и неизменном значении  $U_{c1}$ , где

$$S_4 = \frac{\partial I_a}{\partial U_{c4}}, \quad (4-59)$$

то об изменении крутизны  $S_4$  в функции от  $U_{c1}$  при неизменном  $U_{c4}$  можно судить по изменению наклона характеристики при переходе от одной кривой к другой при  $U_{c4} = \text{const}$  и изменяющемся значении  $U_{c1}$ .

Зависимость крутизны в одной системе от изменений напряжения на управляющей сетке другой системы носит название постоянной преобразования. Так, постоянная преобра-

зования в лампе с электрической схемой соединения по фиг. 4-27,б определяется из равенства

$$K_{np} = \frac{\partial S_k}{\partial U_{c1}} = \frac{\partial I_a}{\partial U_{c1} \partial U_{c4}}. \quad (4-60)$$

По максимальному значению  $K_{np}$  выбирается наиболее выгодный режим работы преобразовательной лампы.

Кроме постоянной преобразования при расчетах используется еще параметр, который носит название крутизны преобразования. Он определяет величину изменения амплитуды выходного тока преобразованной частоты при изменении напряжения в цепи управляющей сетки, где действует другая частота, на 1 в [Л. IV-1]:

$$S_{np} = \frac{\partial I_a}{\partial U_{c1}} = \frac{1}{2} K_{np} U_{c3}. \quad (4-61)$$

Оба параметра: постоянная преобразования и крутизна преобразования для некоторых типов преобразовательных и смесительных ламп, выпускаемых нашей промышленностью, приведены в табл. 4-6.

Таблица 4-6

Параметры преобразовательных ламп

Название ламп	Обозначение		Ток накала, а	Анодное на- пряжение, в	Напряжение экранной сет- ки, в	$S_k$ , ма/в	$K_{np}$ , ма/в <sup>2</sup>	$S_{np}$ , ма/в
	новое	преж- нее						
Гептод-преобра- зователь . . .	6A8Б	6A8	0,3	250	100	1,3	0,1	0,5
Гептод-преобра- зователь . . .	6A10	6SA7	0,3	250	100	—	—	0,45
Гептод-смеситель	6A5Б	6Л7	0,3	250	100	1,1	0,07	0,35

#### 4-10. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Из специальных типов электронных ламп мы здесь рассмотрим только: 1) электрометрическую лампу, применяемую в схемах промышленной электроники для измерения очень малых токов и напряжений и 2) электронный индикатор, используемый в ряде измерительных схем и схем автоматического контроля в качестве визуального указателя состояния звена цепи.

##### а) Электрометрические лампы

Любая электронная лампа может быть использована для измерения малых токов и напряжений при малом собственном

потреблении мощности. Но когда речь идет об измерениях токов порядка  $10^{-12} \div 10^{-14}$  а (и ниже до  $10^{-17}$  а), обычные электронные лампы, сеточный ток которых даже при высоком качестве исполнения не бывает ниже  $10^{-8} \div 10^{-9}$  а, для целей электрометрии неприемлемы. В этом случае требуется иметь лампы, сеточный ток которых был бы не выше  $10^{-13} \div 10^{-15}$  а

с тем, чтобы сеточная цепь, шунтирующая измерительный элемент, не вносила заметных искажений в результаты измерений. Получение столь малых сеточных токов, как  $10^{-14} \div 10^{-15}$  а, потребовало создания специальных конструкций ламп и режимов их питания, которые могли бы быть использованы в качестве электрометрических. Конструкция электрометрических ламп (фиг. 4-29) и питание их электродов подчинены решению главной задачи—максимального уменьшения всех составляющих сеточного тока, рассмотренных нами в § 4-4.

В электрометрических лампах, где уровень сеточных токов стремятся снизить до  $10^{-14} \div 10^{-15}$  а, кроме причин, вызывающих отдельные составляющие тока и перечисленных в § 4-4, приходится еще считаться с составляющими тока, которые могут быть вызваны: 1) фотоэлектронной эмиссией (гл. 7) с сетки и 2) ионной эмиссией с катода.

Токи фотоэлектронной эмиссии с сетки могут быть в свою очередь обусловлены: а) световым излучением катода; б) освещением электродов лампы извне;

в) мягким рентгеновским излучением, возникающим внутри лампы.

Токи ионной эмиссии с катода обусловлены возможным выходом ионов из летучих примесей в катоде (вольфрамовые и торированные катоды), а также из продуктов электролиза в материале оксида и продуктов испарения из него.

Только уменьшение всех составляющих тока может привести к результирующему сеточному току порядка  $10^{-14} \div 10^{-15}$  а.

Понижение токов утечки по внутриламповой изоляции достигается в электрометрических лампах специальным креплением сетки на отдельном стеклянном либо кварцевом изоляторе с ребристой, хорошо развитой поверхностью. Кроме того, внутриламповая изоляция тщательно защищается (экрани-

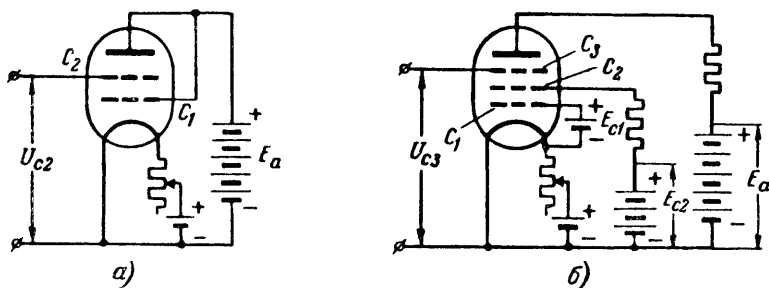


Фиг. 4-29. Электрометрическая лампа СИ2.

руется) от металлических налетов, являющихся продуктом распыления электродов.

Утечки по внешней поверхности колбы уменьшаются покрытием колбы пленкой церезина или кремнийорганического соединения. В условиях эксплуатации электрометрическую лампу защищают от налетов влаги и пыли погружением ее в масло. Вывод от управляющей сетки делается наверху колбы, как это можно видеть из конструкции электрометрической лампы типа СН2, представленной на фиг. 4-29.

Для того чтобы уменьшить ионный ток, входящий весьма заметной составляющей в общий ток сетки, напряжение пита-



Фиг. 4-30. Схемы включения электрометрических ламп.  
а — тетрода; б — пентода.

ния анода в электрометрической лампе снижается до 6—10 в с тем, чтобы уменьшить до предельного возможного минимума вероятность ионизации. Напряжение в 6—10 в лежит ниже потенциала ионизации остаточных газов в колбе.

При таких низких анодных напряжениях, как 6—8 в, заметно уменьшаются и токи утечки от анода к сетке, а также и рентгеновское излучение, в большой степени зависящее от величины анодного напряжения.

Как изменяются сеточные токи в лампе с изменением анодного напряжения даже на 1—2 в, показывают кривые на фиг. 4-31, а, где кроме сеточных токов приведены также и анодные токи при напряжениях на аноде 4, 5, 6 в.

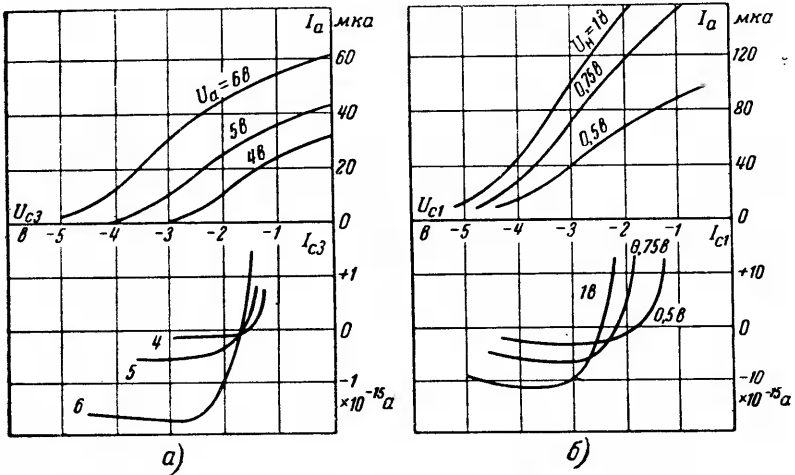
Для того чтобы при столь низких анодных напряжениях скомпенсировать в требуемых границах отрицательный объемный заряд у катода, между управляющей сеткой лампы и катодом располагается вторая сетка, которой сообщается небольшой положительный потенциал. Такая сетка носит название катодной.

Один из вариантов схемы включения электрометрической лампы тетродного исполнения (лампы с двумя сетками) приведен на фиг. 4-30, а.



Катодная положительная сетка, наиболее близко расположенная к катоду, не только ускоряет электроны, направляющиеся через отверстия управляющей сетки к аноду, но и принимает на себя часть электронного тока, возникающего от начальной (тепловой) скорости электронов, покидающих катод.

Положительная катодная сетка в известной мере затормаживает также ионы, летящие с катода, и частично экранирует управляющую сетку от светового воздействия катода. В тех случаях, когда токи на выходе не требуется иметь выше не-



Фиг. 4-31. Характеристики электрометрической лампы типа „Жолудь“.

скольких десятков микроампер, в качестве электрометрических нередко используются также лампы миниатюрной серии, получившей название «жолудь». Эти лампы, располагающие пентодной системой электродов, отличаются высокой изоляцией электродов. Роль катодной сетки выполняют в них две нижние сетки. Первой, наиболее близкой к катоду сетке, сообщается небольшой положительный потенциал, как это показано на схеме фиг. 4-30, б, либо эта сетка присоединяется непосредственно к катоду. На вторую нижнюю сетку, более отдаленную от катода, подается напряжение порядка 10—12 в.

Для уменьшения электронного тока на сетку, обусловленного начальной скоростью электронов, покидающих катод, стремятся, во-первых, выбрать тип катода для этих ламп, требующий меньшей рабочей температуры, и, во-вторых, дать катоду некоторый недокал. Катоды с меньшей рабочей температурой являются торированные вольфрамовые катоды (рабочая температура 1 650—1 750° K) и оксидные катоды (рабочая

температура 800—900° К). Хотя по уровню рабочей температуры оксидные катоды имеют преимущество против торированных, но одновременно они обладают и недостатками: а) напыление бария на сетку, повышающее фотоэлектронную эмиссию, и б) большая ионная эмиссия с катода. Что дает недокал лампы в смысле уменьшения сеточного тока, показывают кривые сеточных токов на фиг. 4-31, б, снятые в одной и той же лампе (типа «жолудь» № 959) при разных температурах накала. Кроме сеточных токов здесь нанесены также и анодные токи.

Учетом и максимальным ограничением всех факторов, влияющих на величину сеточного тока, удалось в специальных типах электрометрических ламп, разработанных Ю. А. Кацманом (тип СИ-2) [Л. IV-4] и Б. М. Царевым (типа ЭМ-1 и ЭМ-2) [Л. IV-5], снизить сеточные токи до  $10^{-13}$ — $10^{-14}$  а, как показывают параметры этих ламп, приведенные в табл 4-7.

В тех случаях, когда можно ограничиться анодными токами не в сотни, а в десятки микроампер и довольствоваться сеточными токами в  $10^{-12}$ — $10^{-13}$  а, нередко используются, как указывалось, в качестве электрометрических и лампы типа «жолудь».

Параметры одной из таких ламп («жолудь» № 959) также приведены в табл. 4-7.

Таблица 4-7

Параметры электрометрических ламп

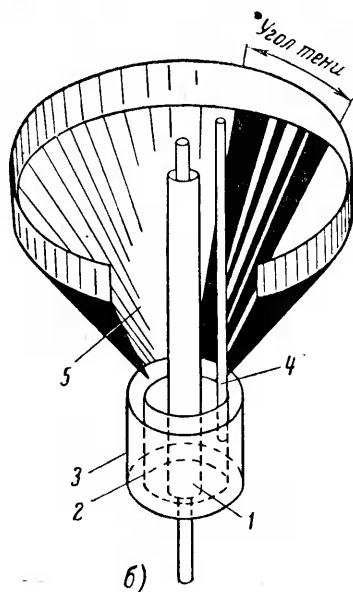
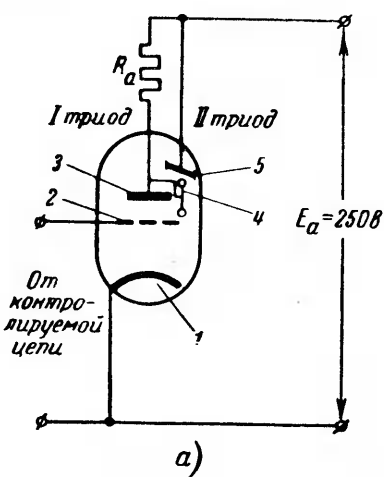
Тип лампы	Напряжение накала, в	Ток накала, мА	Анодное напряжение, в	Напряжение на катодной сетке, в	Напряжение смещения на управляющей сетке, в	Ток анода, мА	Крутизна, мкА/в	Ток в сеточной сети, в
СИ2	3	110	10	6	-4	500	300	$10^{-13}$
ЭМ-1	3	110	10	6	-4	300	55	$< 10^{-14}$
ЭМ-2	2	80	10	6	-4	300	55	$10^{-13}$
959 пентод («жолудь»)	0,5	—	6	$U_{ск1} = +0,5$ в $U_{ск2} = 12$ в	-3,5	20	20	$10^{-12}$ — $10^{-18}$

Особенностью электрометрических ламп является то, что они обладают невысоким коэффициентом усиления в силу примерно одинаковой удаленности анода и управляющей сетки от катода. Обычно коэффициент усиления  $\mu$  не превышает у них нескольких единиц. Поэтому электрометрическая лампа в первом звене усиления используется обычно как усилитель тока с большим входным сопротивлением и относительно небольшим сопротивлением в анодной цепи. Напряже-

ние, снимаемое с анодного сопротивления, усиливается затем, если это требуется, обычными методами в последующих каскадах усиления напряжения.

### б) Электронный индикатор

В ряде измерительных схем и схемах автоматического контроля получил широкое применение световой индикатор, позволяющий визуально судить об очень небольших изменениях напряжения в какой-либо контролируемой цепи, либо балансе напряжений в связанных между собой цепях.



Фиг. 4-32. Электронный индикатор.  
1 — общий катод; 2 — сетка I-го триода; 3 — анод I-го триода; 4 — управляющий электрод (нож);  
5 — флуоресцирующий экран (анод II-го триода)

Электрическая схема включения такого индикатора приведена на фиг. 4-32,а, а устройство его схематически показано на фиг. 4-32,б.

Индикатор включает два триода с общим катодом. Один из триодов нормального исполнения использует нижнюю часть общего катода, а другой с анодом в виде конуса, покрытого флуоресцирующим составом, светящимся под действием электронной бомбардировки, использует верхнюю часть катода.

Сетка у светящегося триода выполнена в виде ножа. Когда нож, управляющий потоком электронов от катода к светящемуся экрану, получает такой потенциал, что он не нарушает равномерности поля между катодом и анодом, то электроны идут от катода к аноду равномерно расходящимся потоком.

В этом случае весь экран светится с одинаковой яркостью. Если управляющему электроду — ножу верхнего триода сообщить потенциал более отрицательный, чем это требуется для равномерного поля, то поток электронов, отходящий от катода, на участке, где расположен нож, отталкивается, в результате чего какая-то часть экрана остается неосвещенной и на экране образуется тень. Тень занимает тем больший сектор анода, чем ниже потенциал ножа, т. е. чем больше разность потенциалов между светящимся анодом и управляющим потоком электронов ножом. Изменение потенциала на ноже светящегося триода происходит автоматически благодаря непосредственной связи его с анодом нормального триода.

Последний присоединен, как видно из фиг. 4-32,а, к положительному полюсу общего для обоих триодов источника питания через значительное нагрузочное сопротивление  $R_a$  (порядка от 0,5 до 1 мгом), в то время как светящийся экран присоединен к этому полюсу непосредственно. К сеточной цепи нормального триода подводится отрицательное напряжение от контролируемой цепи. При нулевом значении этого напряжения ток в нормальном триоде максимален, а напряжение на его аноде, а следовательно, и на ноже управляющего электрода минимально. Тень на светящемся экране имеет в этом случае максимальный угол раствора, близкий к 90°. При росте абсолютного значения отрицательного напряжения в цепи сетки нормального триода анодный ток этого триода уменьшается, напряжение на его аноде растет, растет, следовательно, и напряжение на ноже. Угол тени при этом уменьшается, доходя до нуля.

Индикатор настройки закрепляется на щите наблюдения горизонтально и для того, чтобы зрителю не был виден торец светящего катода, стержень катода сверху закрыт металлическим колпачком (на фигуре не показанным). Для того, чтобы ограничить ток, идущий от катода к светящемуся аноду—экрану, катод на участке против экрана окружен металлической сеткой (также на фигуре не показанной), связанной потенциально с катодом.

Данные об электронном индикаторе, выпускаемом нашей промышленностью (тип 6Е5), приведены в табл. 4-8.

Таблица 4-8  
Параметры электронного индикатора

Название типа	$U_k$	$I_k$	$U_a$	$I_a$	$I_g$	$R_{г.}$	$U_g$	$U_c$ упр
	в	а	в	ма	ма	ом	в	в
6Е5	6,3	0,3	250	0,25	4,5	$10^6$	100	-7,5

#### 4-11. ФЛЮКТУАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА В ЛАМПАХ (ШУМЫ)

С переходом к измерениям и усилениям столь малых токов, о которых говорилось в п. «а» предыдущего параграфа, нельзя уже не считаться с теми флюктуациями электрического тока, которые имеют место в любом проводнике благодаря дискретности частиц, участвующих в токе. Причин для флюктуации тока в электронных лампах больше, чем в металлических проводниках. Они обусловлены здесь непостоянством режима работы катода, а также законами статистического перераспределения зарядов между разными электродами.

Флюктуации в режиме работы катода вызваны, во-первых, так называемым дробовым эффектом, заключающимся в том, что электроны выходят из катода отдельными неодинаковыми в различные моменты времени порциями, и, во-вторых, так называемым эффектом мерцаний катода, или фликер-эффектом, вызываемым появлением на поверхности катода отдельных групп атомов или молекул. Эти атомы либо диффундируют изнутри катода на его поверхность, либо они осаждаются из вакуумного промежутка.

Возникновение флюктуаций в междуэлектродных объемах лампы связано с тепловыми скоростями электронов и их электрическим взаимодействием, а также с перераспределением электронов между положительно заряженными электродами.

Появление ионов в том либо ином месте разрядного промежутка также возбуждает флюктуации.

Флюктуации, обусловленные перечисленными причинами, носят нерегулярный характер и потому, уподобляя их беспорядочным звуковым колебаниям, их называют шумами.

С увеличением тока, проходящего через лампу, одни из флюктуаций, как, например, дробовой эффект и эффект мерцаний, под действием пространственного заряда ослабляются, в то время как другие, как, например, переход зарядов от одних электродов к другим, усиливаются.

Шум в лампах количественно условились измерять по эквивалентному напряжению, которое нужно ввести в сеточную цепь, чтобы получить среднее квадратичное значение тока в анодной цепи таким же, каким оно получается от собственных шумов лампы в определенной полосе частот.

Величина эквивалентного напряжения шума зависит от типа лампы, ее конструкции и рассматриваемой полосы частот и колеблется для ламп отечественного производства, как показывает табл. 4-9, в пределах от 0,3 до 5,5 мкв при отнесении к полосе частот  $\Delta f = 1$  кГц.

Напряжение, эквивалентное шуму, определяет нижний порог чувствительности ламп, так как введение в сеточную цепь напряжений, соизмеримых по своей величине с напряжением шумов, не дает возможности выделить полезный сигнал.

Таблица 4-9

## Напряжение шумов для некоторых типов ламп

Тип лампы	Режим, при котором шум измерялся			Эквивалентное напряжение шумов на сетке, <i>мкв</i> при $\Delta f = 1$ кГц
	$U_a, \text{ в}$	$U_{c2}, \text{ в}$	$U_{c1}, \text{ в}$	
6С5Б	250	—	—8	0,60
6С4Б	250	—	—2	0,23
6Ж7Б	250	100	—3	0,42
6К7Б	250	125	—3	0,61
6Р7Б	250	—	—3	0,33
6А8Б	250	100	—3	5,44
6А5Б	250	150	—6	3,55

Эффект, получающийся от шума ламп, может быть также измерен по величине эквивалентного сопротивления, которое, будучи включено в сеточную цепь лампы, дает в силу тепловых флюктуаций тот же шум на выходе, который вызывает собственные шумы лампы. Величина этого сопротивления в килоомах [Л. IV-1]

$$R_{\theta} = 63 U_{c\theta}^2; \quad (4-62)$$

здесь  $U_{c\theta}$  — напряжение, эквивалентное шуму, в *мкв* при  $\Delta f = 1$  кГц.

#### 4-12. ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП С СЕТОЧНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Рассмотрению основных применений электронных вентилялей с сетками в технике усиления и генерации токов, посвящены две следующие гл. 5 и 6. Кроме описания расчета и анализа схем разного типа усилителей, в гл. 5 рассмотрены и те виды применения электронных вентилялей с сетками, которые прямо либо косвенно связаны также со схемами усиления тока. К таким применениям относятся:

- 1) электронные стабилизаторы напряжения;
- 2) электронные реле;
- 3) электронные регуляторы напряжения;
- 4) электронные измерительные приборы;
- 5) электронные контрольные устройства.

Применения трехэлектродных ламп для модуляции и детектирования колебаний рассмотрены в гл. 6, посвященной описанию, расчету и анализу схем разных типов электронных генераторов. В этой же главе рассмотрены особенности конструкций и даны параметры генераторных ламп. Специальный раздел в этой главе посвящен генераторным лампам

сверхвысокой частоты, в связи с чем они в настоящей главе не рассмотрены.

Другие специальные типы электронных приборов с управляющими сетками, как: а) электронные переключатели, б) электронные ускорители, рассмотрены в гл. 7, посвященной описаниям принципов действия и режимов работы электронно-лучевых трубок, с которыми перечисленные приборы имеют много общего.

## ГЛАВА ПЯТАЯ

### ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

#### 5-1. ПРОСТЕЙШАЯ СХЕМА УСИЛЕНИЯ

Простейшая схема однокаскадного усиления напряжения тока приведена на фиг. 5-1, а. Здесь две цепи:

1. Сеточная, содержащая кроме внутриэлектродного промежутка сетка-катод источник постоянного напряжения  $E_{с0}$ , называемого напряжением смещения, и входное звено, которое связывает сеточную цепь усилителя с измерительным элементом-датчиком, напряжение или ток которого усиливается. Нередко в сеточную цепь параллельно промежутку сетка-катод вводится также входное сопротивление  $R_{ax}$ .

2. Анодная цепь, содержащая кроме внутриэлектродного промежутка—анод-катод, источник постоянного напряжения  $E_a$ , называемого напряжением питания лампы, и нагрузочное сопротивление  $R_a$ .

Усиливаемое напряжение либо ток подводится к входным зажимам сеточной цепи (зажимы 1-2), а усиленное напряжение мы получаем на выходных зажимах (зажимы 3-4) нагрузочного сопротивления.

✓ Функции усиления сводятся, как об этом говорилось, к тому, что, изменяя с помощью малых сеточных напряжений анодный ток внутри электронной лампы, мы добиваемся аналогичных по форме, но значительно больших по величине изменений напряжения на зажимах нагрузочного сопротивления.

✓ Энергия для колебаний тока в анодной цепи черпается непосредственно от источника питания  $E_a$ , который при отсутствии усиливаемых напряжений создает в анодной цепи неизменный по величине постоянный ток, а при появлении усиливаемого напряжения на входе сеточной цепи питает анодную цепь изменяющимся во времени током, содержащим кроме постоянной еще переменную составляющую тока.

здесь  $R_a$  — сопротивление нагрузки;  
 $a$  — масштаб напряжений по оси абсцисс в  $v/cm$ ;  
 $b$  — масштаб токов на оси ординат в  $a/cm$ .

Точки пересечения построенной таким образом линии нагрузки с анодными характеристиками лампы дают почти все основные величины, определяющие динамический режим работы лампы в усилительной схеме.

Действительно, поскольку на вертикали  $ML$ , как и на оси ординат, отсчитываются анодные токи  $i_a$ , то любой горизонтальный отрезок, заключенный между вертикалью  $ML$  и линией нагрузки, определяет собой падение напряжения в нагрузке

$$u_R = i_a \frac{a}{b} \operatorname{tg}(90^\circ - \alpha) = i_a \frac{a}{b} \operatorname{ctg} \alpha = i_a R_a. \quad (5-3)$$

Другой горизонтальный отрезок, заключенный между осью ординат и линией нагрузки, определяет собой падение напряжения в лампе  $u_a$ , так как он дополняет  $u_R$  до величины напряжения питания  $E_a$ . Мгновенное значение тока в лампе при данном сопротивлении нагрузки определяет ордината точки пересечения линии нагрузки с анодно-сеточной характеристикой, а напряжение, которое требуется при этом иметь в цепи сетки, указывает надпись на соответствующей анодной характеристике.

Все три отрезка, определяющие названные напряжения  $u_R$ ,  $u_a$  и ток  $i_a$  для одного из значений сеточных напряжений, а именно: для  $u_c = -8v$  обозначены на фиг. 5-2, б и д. Вся совокупность точек пересечения линии нагрузки  $MN$  с нанесенными на фиг. 5-2, б анодными характеристиками и определяет полный ход динамической анодно-сеточной характеристики на фиг. 5,2, а, соответствующей заданным величинам  $R_a$  и напряжению питания  $E_a$ .

Изменение напряжения питания  $E_a$  либо величины нагрузочного сопротивления  $R_a$  изменяет, как это следует из построений, и ход динамической анодно-сеточной характеристики. По полученной таким путем анодно-сеточной характеристике и строится кривая анодного тока, как это и было выполнено на фиг. 5-1, б.

## 5-2. ПОСТРОЕНИЕ КРИВЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ ПО АНОДНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Не всегда, однако, для построения кривой анодного тока есть необходимость предварительно строить динамическую анодно-сеточную характеристику.



Кривая анодного тока может быть построена непосредственно по семейству анодных характеристик, как это выполнено на фиг. 5-2,2, с помощью кривой сеточного напряжения, построенной на фиг. 5-2,в. Кривая сеточного напряжения  $e_c$  (в данном случае синусоида) построена на фиг. 5-2,в на оси времени, являющейся прямолинейным продолжением анодной характеристики, соответствующей напряжению смещения  $E_{c0}$ .

Масштаб, в котором строится кривая  $e_c$ , выбирается с учетом того, чтобы амплитуда этой кривой соответствовала расстоянию между теми анодными характеристиками (считая расстояния вдоль линии нагрузки), которые различаются по надписанным на них значениям сеточного напряжения на величину максимума колебательного напряжения.

По значениям напряжений на кривой  $e_c$ , равным надписанным на анодных характеристиках, и точкам пересечения последних с линией нагрузки устанавливаются мгновенные значения анодного тока и соответствующие им моменты времени (в пределах периода), по которым и строится, как на фиг. 5-2,2 кривая анодного тока.

Кроме экономии времени такой метод построения дает и большую наглядность, так как позволяет сразу оценить, какие изменения произойдут в кривой анодного тока при изменении одной из величин:  $E_a$ ,  $R_a$ ,  $E_{c0}$  либо  $e_c$  или нескольких одновременно, что весьма удобно при отыскании оптимального значения интересующей нас величины. Линию нагрузки при графическом анализе изменений тока можно рассматривать как геометрическое место, по которому перемещаются проекции сеточного напряжения вверх от точки покоя  $O$ , когда колебательное сеточное напряжение положительно, и вниз от нее, когда оно отрицательно.

Максимум анодного тока определяется положительным максимумом колебательного сеточного напряжения  $+E_{cm}$ , а минимум тока — отрицательным максимумом колебательного сеточного напряжения  $-E_{cm}$ . По проекциям на ось абсцисс точек пересечения анодных характеристик с линией нагрузки может быть также построена, как это и выполнено на фиг. 5-2,д, кривая распределения во времени напряжения источника  $E_a$  между нагрузочным сопротивлением ( $u_R$ ) и лампой ( $u_a$ ). Сопоставляя построенную кривую  $u_a$  с кривой сеточного напряжения  $e_c$ , мы видим, что при росте положительного колебательного напряжения на сетке напряжение на лампе уменьшается, а при уменьшении сеточного напряжения оно растет. Это значит, что переменные составляющие анодного и колебательного сеточного напряжения находятся в противофазе,

Из построения кривой анодного тока на фиг. 5-2, б и г видно, что она может отличаться от синусоиды за счет неравномерностей в расстояниях между анодными характеристиками особенно вблизи точки *M*.

Искажение в форме кривой вызывает обычно изменение не только переменной, но и постоянной составляющей анодного тока.

Величина постоянной составляющей в этом случае будет:

$$I_a = I_{a0} + \Delta I_a, \tag{5-4}$$

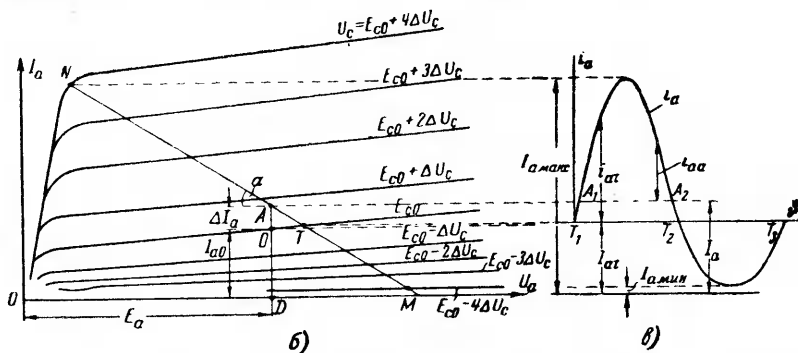
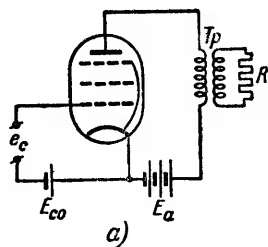
а полные мгновенные значения тока можно выразить так:

$$i_a = I_a + i_{aa}, \tag{5-5}$$

где  $i_{aa}$  — чисто переменная составляющая анодного тока.

Значение постоянной составляющей  $I_a$  соответствует на линии нагрузки и динамической анодной сеточной характеристике точке *A*, называемой рабочей точкой, в отличие от точки *O*, называемой точкой покоя.

В том случае, когда нагрузочное сопротивление включается не непосредственно в цепь анода, а через выходной трансформатор, как показано на схеме фиг. 5-3, а (мотивы такого включения разбираются в § 5-5), при переходе от состояния покоя (когда



Фиг. 5-3. Усилительный каскад с трансформаторным выходом. а — схема с независимым смещением; б — анодная диаграмма при пентоде; в — кривая анодного тока.

в сеточной цепи действует только напряжение  $E_{c0}$  к рабочему состоянию (когда в сеточной цепи действует также  $e_c$ ) сопротивление в анодной цепи меняется.

Действительно, в состоянии покоя, когда через первичную обмотку трансформатора проходит только постоянный ток, установившееся сопротивление в анодной цепи близко к нулю, поскольку активное сопротивление этой обмотки крайне мало. При колебательном же режиме переменная составляющая тока проходит и по вторичной обмотке трансформатора и нагрузочному сопротивлению  $R$ , что эквивалентно введению в анодную цепь лампы приведенного сопротивления нагрузки

$$R_a = n^2 R; \quad (5-6)$$

здесь  $n$  — коэффициент трансформации.

Двум сопротивлениям, статическому и динамическому, отвечают на диаграмме фиг. 5-3,б и две линии нагрузки: 1) статическая — в виде почти вертикальной линии, начинающейся в точке на оси абсцисс, определяемой  $E_a$  и проходящей через точку покоя  $O$  и 2) динамическая, проходящая через точку  $A$  и (ниже определяемую) точку оси времени  $T$ , и наклоненная к оси абсцисс под углом  $\alpha$ , определяемым равенством (5-2).

То обстоятельство, что динамическая линия нагрузки не начинается, как раньше, в точке, определяемой на оси абсцисс напряжением питания  $E_a$ , объясняется тем обстоятельством, что здесь кроме  $E_a$  в анодном контуре действует э. д. с., индуцируемая в первичной обмотке трансформатора.

Как и в цепях переменного тока, где напряжения, возникающие на реактивных элементах цепи (индуктивности и емкости) учитываются по эквивалентным сопротивлениям  $R_a$  и  $X_a$ , точно так же и здесь реакция э. д. с. первичной обмотки может быть учтена по эквивалентному сопротивлению  $Z_a$ , которое в частном случае при неучете индуктивностей рассеяния трансформатора переходит в  $R_a$ , учитываемое равенством (5-6).

Различие между точкой покоя  $O$  и рабочей точкой  $A$  вызвано тем, что в процессе усиления за счет неравных расстояний между анодными характеристиками форма кривой тока искажается, и появляется добавочная постоянная составляющая тока  $\Delta I_a$ , равная в масштабе токов  $OA$ . Так как ток  $i_a$  два раза за период принимает значения, равные его среднему значению (точки  $A_1$  и  $A_2$  на фиг. 5-3,в), то точка  $A$  должна лежать на динамической линии нагрузки. После построения динамической линии нагрузки (проходящей через точку  $A$  под углом  $\alpha$  к оси абсцисс) по ее пересечению с анодной характеристикой при  $u_c = E_{c0}$  определяется точка оси времени  $T$ , которой соответствуют точки  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$  на кривой анодного тока (фиг. 5-3,в), отстоящие друг от друга на полпериода.

В анодном токе мы, таким образом, различаем следующие его значения:

1. Ток покоя  $I_{a0}$ .

2. Значение тока, определяемое осью времени  $I_{at}$ . Разница между  $I_{at}$  и  $I_{a0}$  даже при пентодах, характеристики которых использованы в построениях на фиг. 5-3 относительно невелика.

3. Среднее значение тока, как и в (5-4)

$$I_a = I_{a0} + \Delta I_a. \quad (5-7)$$

4. Мгновенные значения периодической составляющей тока  $i_{at}$  (вместе с  $I_{at}$  они образуют мгновенное значение полного тока)

$$i_a = I_{at} + i_{at}. \quad (5-8)$$

5. Мгновенные значения чисто переменной составляющей тока. Вместе со средним значением тока  $I_a$  они образуют полные мгновенные значения тока

$$i_a = I_a + i_{aa}. \quad (5-8a)$$

Динамическая линия нагрузки имеет вид прямой только в том случае, если трансформатор не имеет рассеяния, а нагрузка в цепи вторичной обмотки трансформатора чисто активная. При наличии реактивной составляющей динамическая линия нагрузки переходит в эллипс [Л. V-1].

При построении динамической линии нагрузки мы исходили до сих пор из предположения, что нагрузочное сопротивление  $R_a$  нам известно. В действительности при расчете схем  $R_a$  является искомой величиной и его приходится определять из условий оптимального режима работы, устанавливаемого для каждого типа усилителя в отдельности в соответствии с предъявленными к усилителю техническими требованиями.

При найденной по этим условиям оптимальной величине сопротивления  $R_a$  и выбранном типе лампы могут быть определены основные параметры, по которым оценивается эффективность действия усилительной схемы. Одним из таких параметров является динамический коэффициент усиления напряжения  $K$ , определяемый по отношению изменения выходного напряжения  $dU_R$  к изменению входного напряжения  $dU_c$ .

$$K = \frac{dU_R}{dU_c} = \frac{dI_a}{dU_c} R_a. \quad (5-9)$$

Так как согласно (4-26) изменение напряжения в сеточной цепи на  $dU_c$  равносильно при неизменном токе ( $I_a = \text{const}$ ) изменению напряжения на аноде лампы на величину

$$dU_a = -\mu dU_c,$$

то ток в анодной цепи лампы останется неизменным, если одновременно с изменением напряжения в сеточной цепи на  $dU_c$  мы изменим напряжение на аноде лампы на  $-dU_a$  путем внесения в анодную цепь источника напряжения, равного  $-dU_a$ .

При дополнительном введении в анодную цепь второго источника  $+dU_a$  с равным первому, но противоположным по знаку напряжением ток в цепи поэтому изменится на величину

$$dI_a = \frac{dU_a}{R_i + R_a} = \mu \frac{dU_c}{R_i + R_a}; \quad (5-10)$$

здесь  $R_i$  — внутреннее сопротивление лампы;  
 $R_a$  — сопротивление нагрузки.

Так как напряжения двух (условно) внесенных источников не должны изменить состояния цепи, то единственным следствием изменения напряжения в сеточной цепи на величину  $dU_c$  является изменение тока в анодной цепи на величину  $dI_a$ , определяемую равенством (5-10).

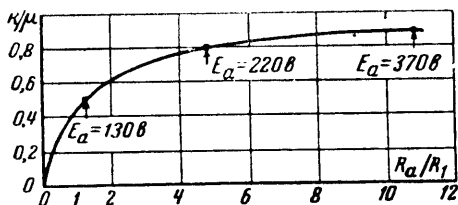
Из (5-9) и (5-10) следует, что

$$K = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}. \quad (5-11)$$

Из уравнения (5-11), действительного для простейшей схемы усиления, следует: 1) что динамический коэффициент усиления зависит не только от параметров лампы  $\mu$  и  $R_i$ , но и от параметра схемы  $R_a$  и 2) что этот коэффициент тем больше, чем больше нагрузочное сопротивление  $R_a$  по сравнению с  $R_i$ . При значениях  $R_a$ , настолько больших по сравнению с  $R_i$ , что  $R_i$  в знаменателе можно пренебречь, динамический коэффициент усиления схемы становится равным статическому коэффициенту усиления лампы.

Достичь, однако, такого теоретического предела практически трудно в силу того обстоятельства, что  $R_i$  с переходом к малым токам также растет. Поэтому, чтобы удержать коэффициент усиления в режиме непрерывного повышения с ростом нагрузочного сопротивления, необходимо при достижении определенного минимума тока повышать напряжение источника  $E_a$ .

Экспериментальная кривая, иллюстрирующая изменения относительной величины  $K$  в функции от  $R_a$  для лампы, у которой  $R_i = 12 \text{ ком}$ , дана на фиг. 5-4. Эта кривая снята не при одном и том же напряжении питания  $E_a = 130 \text{ в}$ , а при повышении его ступенями, указанными на кривой вертикальными стрелками.



Фиг. 5-4. Кривая изменения динамического коэффициента усиления.

В тех схемах усиления, где нас интересует получение на выходе возможно больших изменений анодного тока, эффективность действия схемы обычно оценивается по другому параметру, а именно, по динамической крутизне  $S_{дин}$ , определяемой из равенства

$$S_{дин} = \frac{dI_a}{dU_c} = \frac{\mu}{R_i + R_a}. \quad (5-12)$$

Разделив и умножив правую часть равенства (5-12) на  $S_{ст}$ , и учитывая (4-38), мы получаем:

$$S_{дин} = S_{ст} \frac{R_i}{R_i + R_a}. \quad (5-13)$$

Из (5-13) видно, что, стремясь к высоким значениям крутизны, необходимо брать нагрузочное сопротивление  $R_a$  возможно меньшим. Когда  $R_a$  настолько мало по сравнению с  $R_i$ , что им можно пренебречь, динамическая крутизна приближается к статической крутизне.

В тех случаях, когда нас интересует иметь на выходе усилителя максимум колебательной мощности, оптимум в соотношении сопротивлений  $R_a$  к  $R_i$  может быть найден, если общее выражение для колебательной мощности

$$P_R = \frac{(\Delta I_a)^2 R_a}{2} = \frac{(\mu \Delta U_c)^2 R_a}{2(R_i + R_a)^2} \quad (5-14)$$

продифференцировать и приравнять производную нулю.

В выражении (5-14) вместо дифференциалов введено  $\Delta U_c$  и соответствующее ему изменение тока  $\Delta I_a$ , характеризующие конечные изменения этих величин.

Максимум колебательной мощности при заданном  $e_c$  мы получим при  $R_a = R_i$ . Значение этой мощности равно:

$$P_{R \text{ макс}} = 0,25\mu S (\Delta U_c)^2. \quad (5-15)$$

### 5.3. ТИПЫ УСИЛИТЕЛЕЙ. ИСКАЖЕНИЯ В СХЕМАХ УСИЛЕНИЯ

Хотя ток, проходящий по анодной цепи, определяет непосредственно и напряжение на нагрузке и мощность, выделяемую в нагрузочном сопротивлении, тем не менее в технике усиления мы различаем три вида усиления: 1) усиление напряжения, 2) усиление мощности, и как частный вид этого усиления 3) усиление тока.

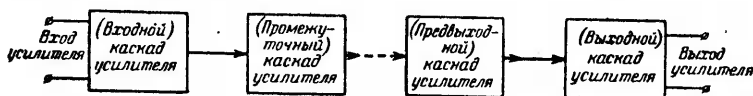
Такое различие обусловлено тем, что даже при простейшей схеме усиления, рассмотренной в предыдущем параграфе, разные требования выдвигаются к выбору типа лампы и величине нагрузочного сопротивления в названных видах усиления.

Так, стремясь к максимальному динамическому коэффициенту усиления в усилителях напряжения, мы должны, как это видно из (5-11), выбирать лампу с максимальным статическим коэффициентом усиления  $\mu$ , а нагрузочное сопротивление  $R_a$  брать возможно большим. Для максимального усиления тока мы должны, наоборот, как это следует из (5-13), выбирать нагрузочное сопротивление  $R_a$  возможно меньшим, а лампу надо выбирать не с максимальным коэффициентом усиления, а с максимальной статической крутизной  $S$ . При усилении мощности приходится величину  $R_a$  выбирать, как это было показано, в зависимости от  $R_i$ , а лампу согласно (5-15) приходится брать с максимальным значением произведения  $\mu S$ , которое носит название добротности лампы.

Усилители напряжения, тока и мощности отличаются, как это ниже выяснится, не только параметрами ламп и нагрузочных сопротивлений, но и нередко структурой электрических схем, связывающих отдельные элементы усилителя между собой.

Там, где одним усилительным звеном (каскадом) решить задачу получения на выходе нужного напряжения, тока или мощности не удастся, усилитель собирается из ряда звеньев (каскадов), как это схематически представлено на фиг. 5-5. Здесь выход одного каскада сочленяется со входом следующего и т. д. Такой усилитель называется многокаскадным. Когда ко входу многокаскадного усилителя подводится подлежащее усилению напряжение и на выходе требуется иметь усиленным также напряжение, то все каскады работают в режиме усиления напряжения. В многокаскадных усилителях

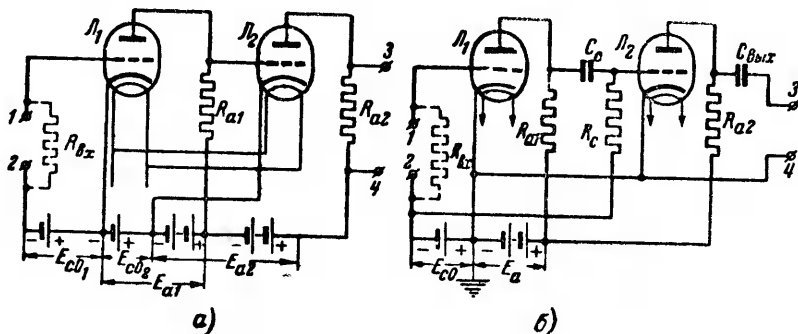
тока либо мощности первые каскады работают в режиме усилителей напряжений, а последний (выходной), а иногда предпоследний (предвыходной) каскады работают в режиме усиления мощности (либо тока).



Фиг. 5-5. Скелетная схема многокаскадного усилителя.

Весьма важным признаком, характеризующим свойства многокаскадного усилителя, является применяемый вид электрической связи между каскадами. Распространение получили:

1. Гальваническая связь, осуществляемая путем непосредственного соединения анодной цепи лампы предыдущего каскада, с сеточной цепью лампы последующего каскада так, как это показано для двухкаскадного усилителя на фиг. 5-6, а.



Фиг. 5-6. Двухкаскадные усилители.

а — с гальванической связью; б — с реостатно-емкостной связью.

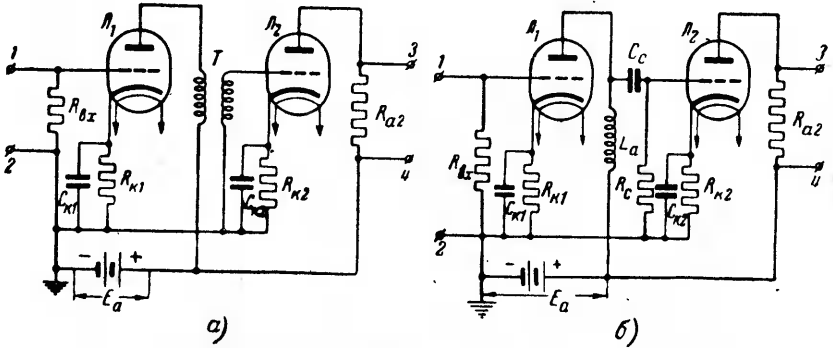
2. Реостатно-емкостная связь, осуществляемая через цепь, содержащую емкость  $C_c$  и активное сопротивление  $R_c$ , как показано на фиг. 5-6, б. Здесь общий источник питания  $E_a$  у обоих каскадов.

3. Трансформаторная связь, осуществляемая, как показано на фиг. 5-7, а, через трансформатор  $T$ , первичная обмотка которого включена в анодную цепь предыдущего каскада, а вторичная обмотка — в сеточную цепь последующего каскада.

4. Индуктивно-емкостная связь, осуществляемая, как показано на фиг. 5-7, б, путем включения реактора (дросселя) в анодную цепь предыдущего каскада и емкостно-активной ветви в сеточную цепь следующего каскада. У усилителей



рассматриваемого типа реактор может быть включен и в сеточную цепь последующего каскада последовательно с емкостью  $C_c$ . Кроме того, дополнительно к реактивному в анодную цепь предыдущего каскада может быть включено и активное сопротивление.

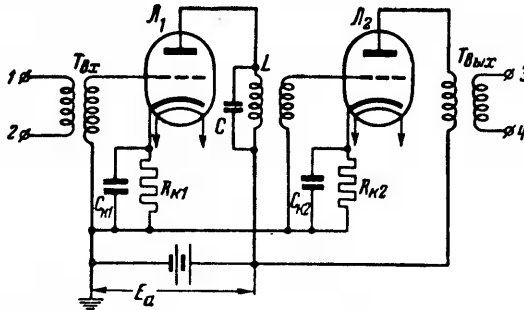


Фиг. 5-7. Двухкаскадные усилители.

а — с трансформаторной связью; б — с индуктивно-емкостной связью.

5. Резонансная связь, осуществляемая через один, как на фиг. 5-8, или два связанных между собой резонансных контура.

Вид связи и определяет соответствующие названия типов усилителей:



Фиг. 5-8. Двухкаскадный усилитель с резонансной связью.

- 1) усилитель с гальванической связью;
- 2) усилитель с реостатно-емкостной связью;
- 3) усилитель с трансформаторной связью;
- 4) усилитель с индуктивно-емкостной связью или усилитель на реакторах (дресселях);
- 5) резонансный усилитель.

Получили свое развитие и усилители с комбинированными схемами, а также нелинейные усилители релейного типа, носящие название триггеров.

Каждый из названных типов многокаскадных усилителей имеет свои области преимущественного применения. Так, усилитель с гальванической связью применяется главным образом для усиления постоянного тока, так как это единственный тип усилителя, который пропускает не только переменную, но и постоянную составляющую усиливаемого напряжения.

В связи с этим такой усилитель называют также усилителем постоянного тока.

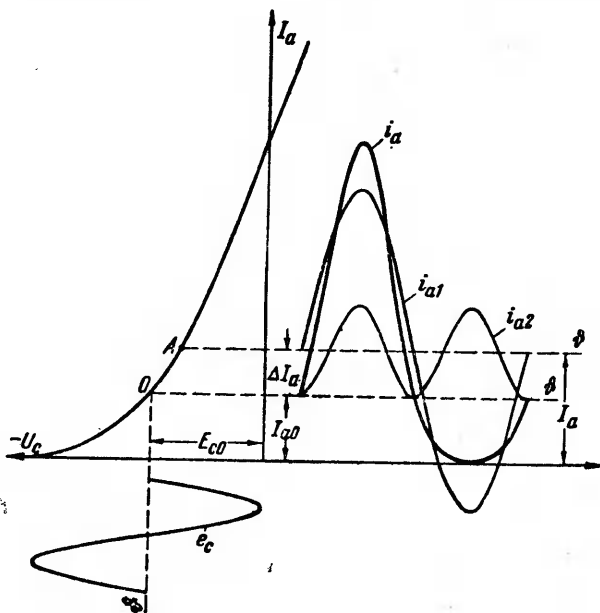
Для усиления чисто переменных напряжений либо токов наибольшее применение получил усилитель с реостатно-емкостной связью в силу простоты его устройства, малого веса и относительно малой стоимости деталей.

Значительно реже применяются для усиления переменных напряжений усилители с трансформаторной связью и усилители на реакторах в силу относительно большой стоимости и веса электромагнитных элементов оборудования (деталей) и, кроме того, в силу резко выраженного непостоянства коэффициента усиления в таких усилителях при переходе от одной частоты к другой.

Как элемент усилительной схемы трансформатор часто используется в выходных каскадах тока и мощности. Здесь, как указывалось в предыдущем параграфе, он дает возможность изменить фактическое сопротивление нагрузки в эквивалентное, оптимальное для анодной цепи лампы (согласование нагрузок), чем обеспечиваются более высокие показатели в работе усилителя. Реакторы, как дополнительный элемент в анодных либо сеточных цепях, находят также применение в тех реостатно-емкостных усилителях, где требуется исправить неодинаковую степень усиления при разных частотах входного сигнала, получаемую в силу наличия в схеме сосредоточенных либо паразитных емкостей (коррекция характеристик).

Резонансный усилитель применяется в тех схемах усиления высоких частот, где требуется получить определенную избирательность в усилении, заключающуюся в усилении колебаний одной полосы частот и оставлении без усиления колебаний других частот. Такое избирательное усиление достигается в резонансных усилителях благодаря резонансным свойствам колебательного контура, обладающего большим сопротивлением при частотах, близких к резонансу, и быстро уменьшающимся сопротивлением при отходе вынужденной частоты колебаний от резонанса. Благодаря избирательности резонансный усилитель сочетает в себе функции не только усилителя, но в известной степени и функции частотного фильтра, пропус-

кающего только определенную полосу частот. Это находит себе применение в телепередающих и приемных устройствах промышленной электроники для контроля и управления удаленными от диспетчерского пункта промышленными и энергетическими объектами. Во многих схемах усиления необходимо ограничение до возможных пределов (без ущерба для других



Фиг. 5-9. Составляющие в кривой анодного тока при нелинейных искажениях.

показателей) искажений формы кривой выходной величины по отношению к входной.

Источниками искажений усилителя являются:

а) недостаточная линейность анодно-сеточной характеристики лампы на рабочих участках;

б) наличие реактивных сопротивлений в анодных и сеточных цепях, связывающих отдельные каскады усилителей;

в) влияние переходных режимов в цепях с усилителями, что особенно заметно сказывается в усилителях, работающих в импульсных режимах при прямоугольной форме входного сигнала.

Искажения, обусловленные нелинейностью динамической анодно-сеточной характеристики, иллюстрируются построениями на фиг. 5-9.

При синусоидальном напряжении на входе  $e_c$  форма кривой переменной составляющей анодного тока здесь несинусоидальна. Разлагая ее на гармонические (обозначенные на схеме через  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$ ), мы видим, что в кривую анодного тока кроме основной гармонической, имеющей ту же периодичность, что и входное напряжение на сетке лампы, входят еще гармонические более высокого порядка (из которых на фиг. 5-9 показана только вторая гармоническая).

Степень нелинейных искажений определяется коэффициентом нелинейности

$$\nu = \sqrt{\frac{I_{a2m}^2 + I_{a3m}^2}{I_{a1m}^2}}; \quad (5-16)$$

здесь  $I_{a1m}$ ,  $I_{a2m}$ ,  $I_{a3m}$  — амплитуды основной гармонической и гармонических второго и третьего порядков анодного тока.

Так как наибольшую амплитуду из гармонических более высокого порядка имеет обычно гармоническая второго порядка и так как гармонические суммируются в квадратуре, то в приближенных расчетах коэффициент нелинейности может быть вычислен по упрощенному равенству

$$\nu \approx \frac{I_{a2m}}{I_{a1m}}. \quad (5-17)$$

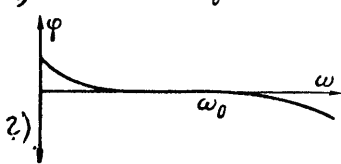
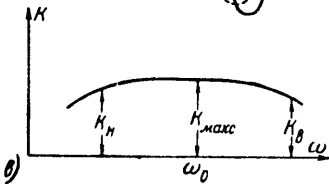
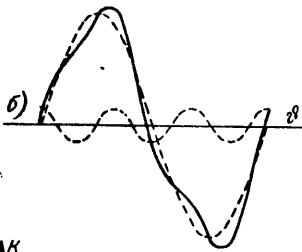
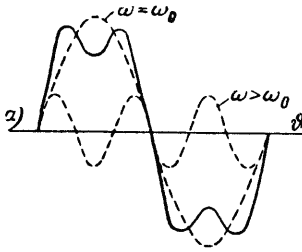
В многокаскадном усилителе влияние нелинейности сказывается главным образом в последнем каскаде усиления, где колебательное напряжение на входе лампы наибольшее и где бывает трудно ограничить рабочий участок характеристики ее прямолинейной частью.

Требования к ограничению величины коэффициента нелинейности в схемах промышленной электроники весьма различны.

Так, в измерительных и счетно-решающих устройствах коэффициент нелинейности не должен выходить за границы 0,05%, в то время как, например, в усилителях, питающих серводвигатели, коэффициент искажений может быть допущен до 5%, а иногда и до 15% с тем, чтобы наиболее эффективно использовать лампу по мощности. В усилителях релейного типа коэффициент нелинейности обычно не ограничивается.

Наличие реактивных сопротивлений в усилительной схеме приводит к искажениям формы кривой выходного тока либо напряжения благодаря тому, что величины этих сопротивлений неодинаковы для гармонических разных порядков.

Неодинаковые сопротивления приводят, как мы видели, к разным величинам динамического коэффициента усиления, в силу чего отдельные гармонические в кривой входного напряжения, если входной сигнал несинусоидален, усиливаются неодинаково. Получающиеся при этом искажения носят название частотных.



Фиг. 5-10. Частотные и фазовые искажения.

*a* — кривая входного напряжения и ее составляющие; *б* — кривая выходного напряжения и ее составляющие; *в* — усилительно-частотная характеристика; *г* — фазово-частотная характеристика.

Наличие реактивных сопротивлений одновременно приводит к тому, что отдельные гармонические в кривой выходного напряжения сдвинуты не на одинаковые углы по отношению к соответствующим гармоническим входного напряжения. Если пропорциональны частотам гармонических, то результирующая кривая выходного напряжения также искажается. Такое искажение носит название фазового.

Влияние частотных и фазовых искажений иллюстрируют кривые на фиг. 5-10, *a* и *б*. Кривая (фиг. 5-10, *б*) включает оба вида искажений. Изменение абсолютной величины динамического коэффициента усиления показывает усилительно-частотная характеристика (нередко называемая просто частотной), приведенная на фиг. 5-10, *в*, где по оси абсцисс отложена частота (нарастающая по мере перемещения слева направо) и на оси ординат — динамический коэффициент усиления  $K$ .

Для каждого из усилителей характерен свой ход усилительно-частотной характеристики. При относительной оценке степени изменения коэффициента усиления в качестве масштаба для сравнения

принимается коэффициент  $K_{\text{макс}}$ , относящийся к средней полосе частот  $\omega_0$ , где  $K$  обычно мало изменяется.

Отношение  $K_{\text{макс}}$  к коэффициенту усиления при других частотах определяет коэффициент или модуль частотных иска-

жений  $M_{jn}$ . Так, в области низких частот коэффициент частотных искажений определяется равенством:

$$M_{jn} = \frac{K_{\max}}{K_{jn}}; \quad (5-18)$$

здесь  $K_{jn}$  — коэффициент усиления в области низких частот.

Так как с изменением частоты меняется и  $K_{jn}$ , то одновременно меняется и коэффициент частотных искажений.

В области высоких частот коэффициент частотных искажений определяется равенством

$$M_{jв} = \frac{K_{\max}}{K_{jв}}; \quad (5-19)$$

здесь  $K_{jв}$  — динамический коэффициент усиления в области высоких частот.

Требования к коэффициенту частотных искажений в измерительных устройствах очень высоки. Так, при работе усилителей в электронно-лучевых осциллографах при увеличении частоты в 100 и более раз коэффициент частотных искажений не должен превышать в хороших устройствах долей процента.

Степень фазовых искажений оценивается по фазово-частотной характеристике, представленной на фиг. 5-10,2 и выражающей собой зависимость угла сдвига синусоиды выходного напряжения по отношению к синусоиде входного напряжения по мере изменения частоты входного сигнала. Фазовая характеристика на фиг. 5-10,2 относится к реостатно-емкостному усилителю.

Нулевой сдвиг фазы имеет место в этом усилителе при том же значении промежуточной частоты  $\omega_0$ . В области более низких частот угол сдвига получается отстающим, а в области более высоких частот — опережающим.

Коэффициент фазовых искажений принимается равным тангенсу угла сдвига фаз входного и выходного синусоидальных напряжений

$$M_{\phi} = \operatorname{tg} \varphi. \quad (5-20)$$

Если динамический коэффициент усиления записать как комплекс

$$\dot{K} = \frac{A}{B + jC}, \quad (5-21)$$

то модуль его является мерилем величины усиления, а аргумент определяет сдвиг по фазе векторов напряжений

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{C}{B}. \quad (5-22)$$

Величины  $A$ ,  $B$  и  $C$  определяются из схемы замещения усилителя, которую мы ниже (см. § 5-6) введем при рассмотрении аналитических методов расчета.

Равенства (5-20), (5-21) и (5-22), позволяют установить связь между коэффициентами частотных и фазовых искажений

$$M_{\phi} = \sqrt{M_f^2 - 1}. \quad (5-23)$$

В импульсных усилителях нас интересуют еще так называемые переходные искажения, возникающие благодаря тому, что в пределах каждого из периодически повторяющихся импульсов входного напряжения в схеме кроме установившихся токов протекают еще токи неустановившегося режима.

Переходные искажения рассматриваются нами в § 5-19 вместе с анализом режима работы импульсных усилителей.

Необходимость удержать частотные и фазовые искажения в усилителях нормального типа (и переходные искажения в импульсных усилителях) в определенных границах, диктуемых видом потребителя и режимом его работы, оказывает свое влияние на выбор типа усилителя, а ограничение нелинейных искажений связано с выбором класса усиления.

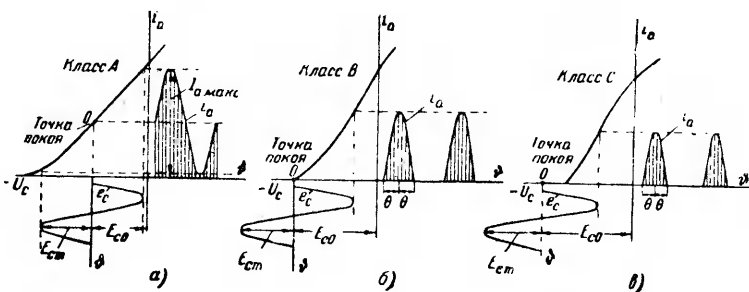
#### 5-4. КЛАССЫ УСИЛЕНИЯ

Различают три основных класса усиления:  $A$ ,  $B$  и  $C$ , иллюстрируемые диаграммами на фиг. 5-11,  $a$ ,  $b$  и  $в$ . Отличительным признаком класса усиления является положение точки покоя на анодно-сеточной характеристике, а также положение кривой напряжения  $e_c$  по отношению к рабочему участку характеристики. При классе  $A$  смещение  $E_{c0}$  выбирается таким, что точка покоя  $O$  находится, как это видно из фиг. 5-11,  $a$ , на середине прямолинейного участка характеристики. Колебательное напряжение выбирается при этом таким, что положительный максимум его  $+E_{cm}$  не выходит за границы сеточных напряжений  $U'_c$  (при которых начинают возрастать сеточные токи), а отрицательный максимум не выходит за границы прямолинейной части характеристики. При этом классе усиления переменная составляющая анодного тока всегда меньше постоянной его составляющей, и кривая анодного тока является поэтому непрерывной с минимумом тока больше нуля.

При классе  $B$  (фиг. 5-11,  $b$ ) напряжение смещения выбирается таким, что точка покоя  $O$  совпадает с началом анод-

но-сеточной характеристики. При этом усиливается только положительная полуволна сеточного напряжения. Кривая анодного тока получается прерывистой. Длительность каждого импульса анодного тока определяется в прерывистом режиме двойным углом  $\theta$ .

Последний носит название угла отсечки анодного тока. При классе усиления В угол отсечки  $\theta = 90^\circ$ .



Фиг. 5-11. Диаграммы при трех классах усиления.  
а — класс А; б — класс В; в — класс С.

При классе усиления С (фиг. 5-11, в) выбором смещения  $E_{c0}$  точка покоя  $O$  сдвигается левее начала анодно-сеточной характеристики. При этом усиливается только верхушка положительной части колебательного напряжения. Угол отсечки анодного тока  $\theta$  получается в этом случае меньше  $90^\circ$ . Очевидно, что при разложении кривой тока в тригонометрический ряд наименьшее число высших гармонических тока, имеющих практическое значение, будет содержать кривая анодного тока при усилении по классу А, а наибольшее число таких гармонических будет содержать кривая анодного тока при усилении по классу С. Это значит, что с точки зрения ограничения нелинейных искажений наилучшие показатели дает усиление по классу А и наихудшие — по классу С. Класс В занимает в этом отношении промежуточное место.

Иной ход количественных соотношений дают рассматриваемые схемы по к. п. д. Коэффициент полезного действия усилительной схемы (лампы) определяется отношением выходной (полной) мощности в нагрузке  $P_R$  к мощности  $P_E$ , получаемой схемой от источника питания  $E_a$ .

В мощность  $P_E$  входит кроме полной мощности  $P_R$  еще мощность, теряемая внутри лампы (и рассеиваемая анодом)



$P_a$  (а при автоматическом смещении еще и мощность, теряемая в сопротивлении смещения  $R_k$ ),

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = \frac{P_R}{P_R + P_a}. \quad (5-24)$$

Из (5-24) видно, что, чем меньше  $P_a$  по сравнению с  $P_R$ , тем к. п. д. схемы выше. Так как  $P_a$  в свою очередь определяется (приближенно см. § 1-14) произведением

$$P_a = U_a I_a, \quad (5-25)$$

то из (5-25) следует, что чем меньше среднее значение анодного тока, т. е. чем меньше постоянная составляющая анодного тока  $I_a$ , тем больше к. п. д. усилительной схемы.

В классе А, где  $I_a$  имеет наибольшее значение, схема имеет наименьший к. п. д. Практически в классе А к. п. д. усилителя не превышает 20—25%. Это значит, что 75—80% мощности теряется в лампе. При классе В к. п. д. может быть доведен до 60—65%, а при классе С до 80%.

В зависимости от вида усиления, типа усилителя и рода потребителя, диктующего допустимый коэффициент нелинейности, и приходится выбирать класс усиления, стремясь естественно к классу, обеспечивающему максимум к. п. д. Так, например, в усилителях напряжения, где на первом плане стоит вопрос о минимуме искажений, пользуются почти исключительно классом усиления А. В усилителях тока и мощности, где вопрос о к. п. д. усилителя играет более важную роль, стремятся найти компромисс между допустимым коэффициентом нелинейности и приемлемой величиной к. п. д. усилителя.

В поисках путей к расширению границ такого компромиссного решения часто пользуются и промежуточным классом усиления АВ, режим действия которого иллюстрируют диаграммы на фиг. 5-12,а. Здесь точка покоя расположена правее начала анодно-сеточной характеристики, но левее середины прямолинейного участка ее. Угол отсечки  $\theta$  здесь больше 90°. Коэффициент полезного действия такого усилителя может превышать 50%.

В рассмотренных до сих пор диаграммах усиления максимум положительного напряжения на сетке ограничивался значением  $U'_c$ . Такой режим характеризует работу усилителя без сеточных токов.

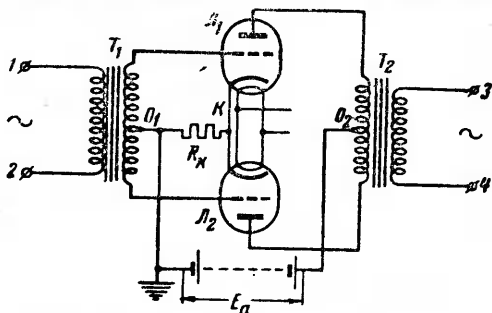
При необходимости иметь на входе усилителя значительные колебательные напряжения (с чем наиболее часто приходится встречаться в выходных каскадах мощности) часто не удается ограничить значение  $E_{c0} + E_{cm}$  границей  $U'_c$ . В этом случае режим усиления связан с появлением в сеточной цепи сеточных токов.



в выходных каскадах мощности нередко вместо однотактной схемы усиления пользуются двухтактной схемой, представленной на фиг. 5-13. Особенность такой схемы заключается в том, что здесь две лампы, включенные по отношению к анодному контуру встречно, питаются от общего источника напряжения  $E_a$ .

Катоды ламп связаны между собой непосредственно, а аноды связаны через первичную обмотку выходного трансформатора  $T_2$ .

Благодаря среднему выводу из этой обмотки  $O_2$ , к которому присоединен положительный полюс источника питания, каждая из половин первичной обмотки в этой схеме работает



Фиг. 5-13. Двухтактная схема усиления.

так же, как вторичные обмотки, в двухполупериодной схеме выпрямления (фиг. 1-6).

Входной сигнал вводится в сеточные цепи ламп также через сеточный трансформатор, как показано на схеме фиг. 5-13, либо через инверсную схему, описанную в § 5-10.

Сопротивление автоматического смещения  $R_{\text{а.с.}}$  здесь емкостью не шунтируется, поскольку переменные составляющие токов в этом сопротивлении, как это будет видно из § 5-8, компенсируют друг друга.

Каскады мощности работают либо как автономные каскады в разного рода релейных схемах, где напряжения на входе (напряжения раскачки) достаточны для получения требуемого диапазона изменения мощности на выходе, либо как выходные каскады в многокаскадных усилителях. В таких усилителях первые его каскады работают в качестве усилителей напряжения.

В последующих параграфах, посвященных более детальному анализу работы и расчету отдельных видов каскадов усиления, мы начинаем с усилителей мощности, работающих по однотактным (§ 5-5 и 5-6) и двухтактным (§ 5-8 и 5-9) схемам. Для них потребитель диктует определенные условия

по величине полезной мощности и коэффициенту нелинейности. Выяснив в процессе такого расчета требуемое напряжение на входе усилителя, мы затем переходим (в § 5-12 и § 5-14) к расчету усилителей напряжения.

Усилители постоянного тока рассматриваются нами отдельно. В устройствах промышленной электроники они занимают особое место в силу большой их распространенности. В § 5-11, посвященном усилителям тока, являющимся частным видом усилителей мощности, мы рассматриваем только специальный тип усилителя с катодной нагрузкой, обладающий рядом характерных особенностей.

### 5-5. ВЫБОР ЛАМПЫ И НАГРУЗОЧНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПРИ РАСЧЕТЕ ОДНОТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Исходными данными при расчете каскада усиления мощности, работающего в качестве выходного каскада в многокаскадном усилителе либо в качестве автономного усилителя мощности, являются:

1. Требуемая на выходе полезная мощность (колебательная мощность).

2. Допустимый коэффициент нелинейных искажений.

При автономном усилителе мощности иногда известно еще колебательное напряжение на входе.

Искомыми величинами являются тип лампы и нагрузочное сопротивление  $R_a$ , которые обеспечивали бы требуемую мощность при заданном коэффициенте нелинейных искажений, при минимуме затрат на элементы усилительного устройства.

Это решается расчетом усилителя, который включает в себя следующие этапы:

а) выбор схемы и класса усиления;

б) предварительный выбор лампы по каталогу;

в) определение величины нагрузочного сопротивления, обеспечивающего максимум выходной мощности при приемлемом значении к. п. д.

г) расчет основных величин, характеризующих режим работы усилителя, и проверку по результатам этого расчета, не вышли ли мы за пределы принятого класса усиления и допустимого лампы анодного тока, а также допустимой анодом лампы мощности рассеяния;

д) расчет коэффициента нелинейности и проверку того, чтобы он не вышел за допустимые техническими условиями границы.

Предварительно выбранная лампа и нагрузочное сопротивление считаются приемлемыми для рассчитываемой схемы, если по мощности рассеяния и коэффициенту нелинейности они удовлетворяют требуемым значениям, а к. п. д. лампы не

очень мал. При отклонении названных величин от допустимых либо заданных приходится в зависимости от рода отклоняемой величины менять либо нагрузочное сопротивление  $R_a$ , либо лампу, а иногда и напряжение питания лампы  $E_a$ .

В этом случае расчет повторяется до получения приемлемых результатов.

В схеме с автоматическим смещением требуется, кроме того, рассчитать сопротивление смещения  $R_k$ .

Указанного порядка расчета мы и будем придерживаться в нижеследующем рассмотрении. В настоящем параграфе мы охватим вопросы, затронутые в п. «а», «б» и «в», относя расчет и анализ по п. «г» и «д», а равно расчет звена автоматического смещения к следующему параграфу.

### а) Выбор схемы и класса усиления

Выбор схемы и класса усиления в каскадах мощности является вопросом, в известной мере связанным, так как малый коэффициент нелинейности в однотактной схеме мы можем получить только при классе усиления А, в то время, как при двухтактной схеме (рассматриваемой в нижеследующих параграфах) такой коэффициент нелинейности дают и классы усиления АВ и В, обеспечивающие притом более высокий к. п. д.

Поэтому к однотактной схеме при малом допустимом коэффициенте нелинейности прибегают тогда, когда одна лампа, работающая в классе усиления А, в состоянии обеспечить требуемую на выходе мощность.

Этим объясняется то, что расчет однотактной схемы, рассматриваемой в настоящем параграфе, мы проводим, имея в виду главным образом класс усиления А.

### б) Предварительный выбор типа лампы

Предварительный выбор лампы производится по признакам:

- 1) примерного соответствия требуемой мощности;
- 2) желательного напряжения цепи накала;
- 3) желательного конструктивного оформления лампы (стеклянный или металлический баллон, габариты лампы, а также тип цоколя).

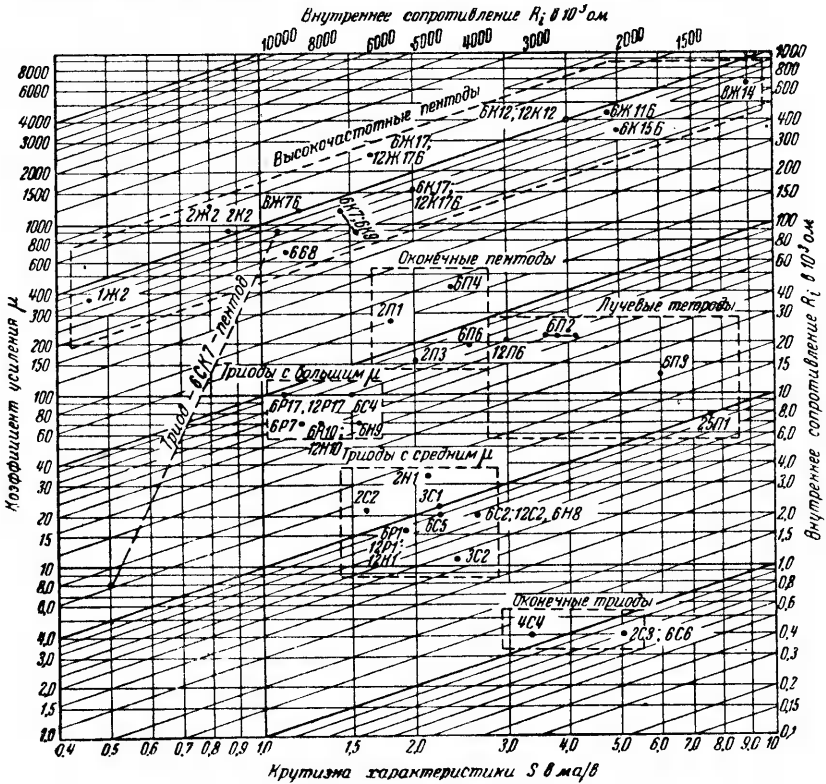
Максимальная мощность, которую может пропустить лампа к нагрузке, может быть предварительно рассчитана по допускаемой мощности рассеяния  $P_{a \text{ доп}}$  (указанной в каталоге) и к. п. д., который при выбранном классе усиления дает схема.

Из (5-24) следует, что

$$P_{R \text{ макс}} = \frac{\eta}{1 - \eta} P_{a \text{ доп}} \quad (5-26)$$

Численное значение к. п. д. при классе усиления А, как указывалось, не превышает 20—25%.

Предварительный выбор лампы заметно облегчается при пользовании сводным графиком, приведенным на фиг. 5-14.



Фиг. 5-14. Сводный график параметров отечественных ламп.

Здесь помещены лампы отечественного производства. Лампы, вошедшие в табл. 4-1, 4-2 и 4-3, разбиты на 6 групп. К усилителям мощности относятся лампы группы «оконечные пентоды», группы «лучевые тетроды» и группы «оконечные триоды». Названия ламп, отделенные точкой с запятой, отличаются только напряжением накала.

Выделение трех групп среди мощных ламп обусловлено разным ходом характеристик у триодов, с одной стороны, и пентодов и лучевых тетродов, с другой стороны.

Наиболее протяженные прямолинейные участки у анодно-сеточных характеристик имеют триоды. Они обеспечивают поэтому меньший коэффициент нелинейности. Более крутое нарастание начального участка характеристик у лучевых тетродов и пентодов обеспечивает зато более высокий коэффициент усиления мощности (под которым понимается отношение полезной мощности к колебательному напряжению на сетке) и в большинстве случаев более высокий к. п. д. Этим объясняется то, что при малых мощностях, примерно до 2—3 *вт*, когда обеспечение минимума коэффициента нелинейности имеет первостепенное значение, применяются главным образом триоды. При средних мощностях (от 5 до 20—30 *вт*), когда значимость к. п. д. возрастает, применяются преимущественно пентоды и лучевые тетроды, а при переходе к большим (для усилителей) мощностям (порядка 30—50 *вт* и выше) применяются вновь триоды, так как многосеточные усилительные лампы на такие мощности почти не строятся.

Лучевые лампы способны отдавать несколько большие мощности по сравнению с пентодами при меньших потерях внутри лампы (поскольку токи в цепи экранных сеток у них меньше).

Пентоды, однако, превосходят лучевые лампы по добротности.

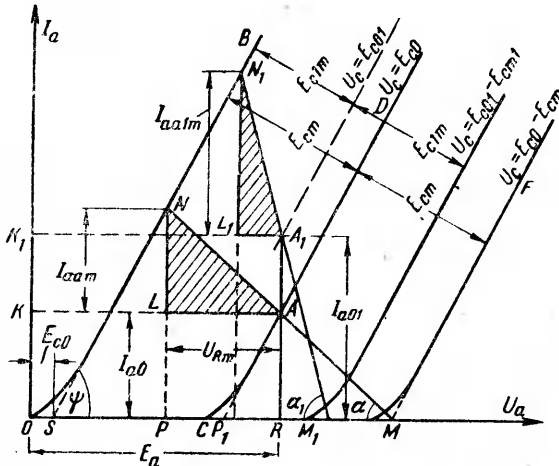
### в) Определение величины нагрузочного сопротивления

Максимальная мощность, определяемая равенством (5-15), соответствует условию неизменной величины амплитуды колебательного напряжения, когда  $R_a = R_p$ , но это еще не есть та предельная мощность, которую лампа может отдать нагрузке.

Действительно, при выводе равенства (5-15) мы исходили из условия, что амплитуда колебательного напряжения в цепи сетки  $E_{см}$  остается величиной неизменной, между тем как это следует из построений на фиг. 5-15, выполненных для триода с идеально линейными анодными характеристиками, работающего в схеме с выходным трансформатором (фиг. 5-3, а), амплитуду колебательного напряжения можно менять при изменении величины нагрузочного (эквивалентного) сопротивления, зависящего согласно (5-6) от фактического сопротивления нагрузки  $R$  и коэффициента трансформации выходного трансформатора  $n$ .

Динамическая линия нагрузки  $MN$  на фиг. 5-15 относится к одному нагрузочному сопротивлению (с  $R_a = \text{ctg } \alpha$ ), а динамическая линия нагрузки  $M_1N_1$  — к другому нагрузочному сопротивлению (с  $R_{a1} = \text{ctg } \alpha_1$ ).

Колебательное напряжение  $E_{cm}$  определяется в масштабе сеточных напряжений полуотрезком динамической линии нагрузки при использовании полного возможного для класса  $A_1$  диапазона колебательных напряжений от  $u_c = 0$  до  $u_c = -\frac{U_{c0}}{2}$ . Поэтому допускаемое  $-E_{cm}$  при  $MN$  будет одно, а при  $M_1N_1$ —другое.



Фиг. 5-15. Диаграмма нагрузки триода при максимуме отдаваемой мощности.

В связи с этим при определении нагрузочного сопротивления, отвечающего предельно достижимой при данной лампе выходной мощности (при использовании полного диапазона колебательного напряжения) надо предварительно выяснить, какому соотношению  $R_a$  и  $R_i$  она соответствует.

Для решения этой задачи и служат построения на фиг. 5-15. На этой фигуре нанесены три параллельные характеристики:

- 1) средняя  $CD$ , отвечающая напряжению смещения  $E_{c0}$ ;
- 2) верхняя  $OB$ , отвечающая сеточному напряжению  $U_c = E_{c0} + E_{cm}$ ;
- 3) нижняя  $MF$ , отвечающая сеточному напряжению  $U_c = E_{c0} - E_{cm}$ .

Наклон характеристик определяется углом  $\psi$ , котангенс которого равен (с учетом масштабов по осям координат) усредненному значению внутреннего сопротивления лампы

$$\text{ctg } \psi = \frac{b}{a} \bar{R}_i; \tag{5-27}$$



Здесь  $a$  и  $b$  — масштабы напряжения и тока по осям координат.

Отрезок  $OR$  на оси абсцисс определяет напряжение источника питания  $E_a$ , а отрезок  $OS = \frac{E_{a0}}{a}$  определяет сдвиг начала спрямленной (идеализированной) характеристики от начала фактической.

Две динамические линии нагрузки  $MN$  и  $M_1N_1$  соответствуют, как указывалось, двум вариантам нагрузочных сопротивлений  $R_a$  и  $R_{a1}$ . Так как анодные характеристики спрямлены, то рабочая точка  $A$  (либо  $A_1$ ) и точка покоя  $O$  (либо  $O_1$ ) совпадают. Напряжение смещения  $E_{c01}$  при эквивалентном сопротивлении  $R_{a1}$  отличается от напряжения смещения  $E_{c0}$  при сопротивлении  $R_a$ .

Линия статической нагрузки представляет собой вертикальную прямую в связи с тем, что мы пренебрегаем активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора. Обе динамические линии нагрузки, проведенные из точек  $A$  и  $A_1$  под углами  $\alpha$  и  $\alpha_1$ , делятся этими точками  $A$  и  $A_1$  пополам и оканчиваются с одной стороны на оси абсцисс, а с другой — на анодной характеристике при  $U_c = 0$ . Это соответствует условию полного использования диапазона колебательного напряжения (при идеализированных характеристиках и в предположении, что сеточных токов вплоть до  $U_c = 0$  нет). При изменении колебательного напряжения в сторону нарастания положительных значений  $e_c$  анодный ток нарастает вплоть до точки  $N$  (либо  $N_1$ ), когда  $i_a = I_{a \text{ макс}}$  (либо  $I_{a1 \text{ макс}}$ ). При отрицательной амплитуде сеточного напряжения анодный ток  $i_a$  становится равным нулю.

Так как амплитуда переменной составляющей анодного тока  $I_{am}$  определяется в этих условиях отрезком  $NL$  (либо  $N_1L_1$ ), равным половине максимального значения полного анодного тока  $I_{a \text{ макс}}$ , а амплитуда переменного напряжения на нагрузке  $U_{Rm}$  определяется отрезком  $PR$  (либо  $P_1R$ ) или равным ему отрезком  $LA$  (или  $L_1A_1$ ), представляющим собой половину проекции динамической линии нагрузки на ось абсцисс, то колебательная мощность (благодаря отсутствию здесь высших гармонических в кривой тока и напряжения) равна:

$$P_R = \frac{I_{am} U_{Rm}}{2} = \frac{1}{2} \frac{U_{Rm}^2}{R_a}. \quad (5-28)$$

Графически эта мощность определяется площадью треугольника  $NLA$  (или  $N_1L_1A_1$ ), называемого треугольником мощности. Площадь этого треугольника изменяется, как это

можно видеть из построений, при изменении положения динамической линии нагрузки.

Из геометрических соотношений можно найти [Л V-1], что площадь треугольника получается максимальной, когда точка  $P$  делит отрезок  $SR$  пополам. Учитывая это, мы находим, что максимум мощности соответствует условию

$$\operatorname{ctg} \alpha = 2 \operatorname{ctg} \psi, \quad (5-29)$$

что приводит к равенству

$$R_a = 2R_l. \quad (5-30)$$

При заданном напряжении питания  $E_a$  и полном использовании возможного диапазона колебательного напряжения оптимум отдаваемой мощности в триоде мы получаем, как видно из (5-30), при нагрузочном сопротивлении  $R_a$ , равном двойному значению внутреннего сопротивления лампы  $R_l$ . Это не совпадает с выведенным ранее условием (5-15) максимальной отдачи мощности, когда  $E_{cm}$  остается неизменным с изменением  $R_a$ .

Не будут ли превышены при найденном оптимуме  $\frac{R_a}{R_l} = 2$  допустимый колебательный ток в триоде, а также допустимая мощность рассеяния анодом, проверяется последующим расчетом.

Рассмотрим здесь еще вопрос о к. п. д. и проанализируем изменение величины его с изменением анодной нагрузки.

Согласно (5-24) к. п. д.

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1m} U_{R1m}}{I_a E_a}; \quad (5-31)$$

здесь  $I_{a1m}$  — амплитуда основной гармонической переменной составляющей анодного тока, которая при триоде (у которого высшие гармонические тока малы) может быть приравнена максимальному значению переменной составляющей анодного тока  $I_{am}$ ;

$U_{R1m}$  — амплитуда основной гармонической напряжения на нагрузке; при триоде она может быть принята равной  $U_{Rm}$ ;

$I_a$  — среднее значение тока, которое при триоде может быть принято равным току покоя  $I_{a0}$ .

Обозначая первый из множителей  $\frac{I_{a1m}}{I_a}$ , входящий в правую часть (5-31) и получивший название коэффициента

использования лампы по току, через  $\gamma$ , мы при триоде, учитывая вышесказанное, имеем:

$$\gamma = \frac{I_{a1m}}{I_a} = \frac{I_{am}}{I_{a0}} \quad (5-32)$$

и второй множитель  $\frac{U_{R1m}}{E_a}$  через  $\xi$ , который мы назовем коэффициентом использования напряжения питания (это отношение также называют коэффициентом анодного напряжения, что менее точно), мы при триоде имеем:

$$\xi = \frac{U_{R1m}}{E_a} = \frac{U_{Rm}}{E_a} \quad (5-33)$$

Подставляя (5-32) и (5-33) в (5-31), находим:

$$\eta = \frac{1}{2} \gamma \xi \quad (5-34)$$

Если, не считаясь с тем, что действительные анодные характеристики в начальной своей части отступают от прямолинейных участков (проведенных пунктиром), принять минимум анодного тока равным нулю, то из равенства отрезков  $NL$  и  $LP$  следует, что при  $I_{a1m} = I_{a0}$  (в этом случае  $\gamma = 1$ )

$$\eta = \frac{1}{2} \xi \quad (5-35)$$

Желая, однако, избежать появления в анодном токе вышших гармонических, обусловленных нижним криволинейным участком анодных характеристик, стремятся не доводить минимум тока до нуля, а устанавливают нижнюю границу динамической линии нагрузки по точке ее пересечения не с криволинейным, а с прямолинейным участком характеристики. Это соответствует

$$\gamma = 0,9 \div 0,95.$$

Связь между к. п. д. схемы и коэффициентом использования лампы по напряжению определяется в общем случае неравенством

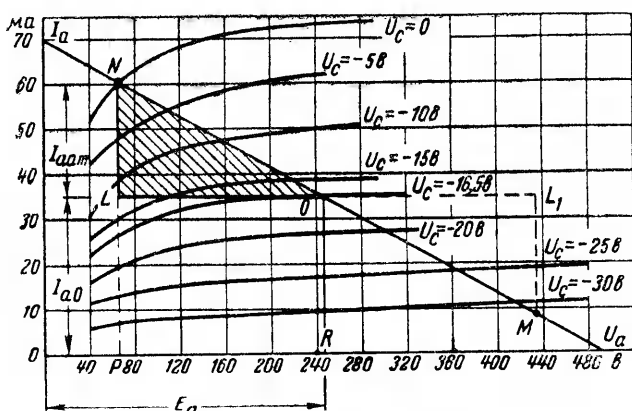
$$\eta \leq \frac{1}{2} \xi \quad (5-36)$$

В предельном случае (при  $\gamma = 1$ ) оно превращается в равенство (5-35). Так как коэффициент использования напряжения питания определяется на анодной диаграмме (фиг. 5-15) отношением отрезков  $PR$  и  $OR$ , то ясно, что чем меньший наклон будет иметь динамическая линия нагрузки  $MN$  (при

неизменном напряжении питания  $E_a$ ), т. е. чем больше будет величина  $R_a$ , тем коэффициент  $\xi$ , а следовательно, и  $\eta$ , будет больше.

Увеличение напряжения питания  $E_a$ , а равно более крутой подъем анодных характеристик также способствуют повышению к. п. д.

В предельном случае, когда  $R_a$  настолько велико, что точка  $N$  подходит близко к началу координат, значение  $\xi$



Фиг. 5-16. Диаграмма нагрузки пентода.

приближается к единице, и максимально возможный к. п. д. при классе усиления А приближается к значению 0,5. В действительности такое значение к. п. д. является теоретическим пределом, который практически может быть достигнут лишь при ничтожно малом анодном токе в лампе.

При оптимальном отношении  $\frac{R_a}{R_i}$ , обеспечивающем максимум выходной мощности,  $\xi = 0,5$  в классе усиления А и к. п. д. лампы

$$\eta \approx \frac{1}{2} 0,5 = 0,25. \quad (5-37)$$

При выборе  $\frac{R_a}{R}$  больше 2,  $\eta$  несколько повышается. Закономерность, определяемая равенством (5-34), верна не только для триодов, но и для любого типа ламп.

Оптимальное нагрузочное сопротивление при использовании в усилительной схеме пентодов либо лучевых тетродов выбирается не только из условий получения максимума мощ-

ности, но и из требований ограничения коэффициента нелинейности.

Большое число практически выполненных расчетов с пентодами либо с лучевыми тетрами показывает, что максимум выходной мощности при приемлемом коэффициенте нелинейных искажений мы получаем тогда, когда динамическая линия нагрузки пересекает верхнюю анодную характеристику, так как это соответствует положению динамической линии нагрузки на фиг. 5-16, т. е. когда точка  $N$  лежит у начала пологого участка характеристики. Этому соответствует:

$$R_a = (0,05 \div 0,015)R_i. \quad (5-38)$$

Резкое уменьшение численного значения отношения сопротивлений  $R_a$  к  $R_i$  у пентода по сравнению с триодом объясняется тем, что величины  $R_i$ , входящие в правую часть равенств (5-30) и (5-38), имеют разный порядок величины.

У пентода в связи с пологим ходом рабочего участка характеристики это сопротивление много больше, чем у триода.

#### 5-6. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ВЕЛИЧИН В ОДНОТАКТНОЙ СХЕМЕ УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ

К основным величинам, определяющим режим работы усилителя мощности, относятся:

- 1) напряжение смещения  $E_{co}$ , определяющее класс усиления и допустимую амплитуду колебательного напряжения  $E_{cm}$  в выбранном классе усиления;
- 2) среднее значение анодного тока  $I_a$ ;
- 3) амплитуда основной гармонической анодного тока  $I_{a1m}$ ;
- 4) колебательная мощность в цепи нагрузки  $P_R$ ;
- 5) мощность, получаемая схемой от источника питания, названная мощностью питания  $P_E$ ;
- 6) мощность, теряемая в лампе и рассеиваемая анодом  $P_a$ ;
- 7) коэффициент полезного действия лампы.

Перечисленные основные величины могут быть определены и аналитически и графически.

При триодах, обладающих более прямолинейными характеристиками (позволяющими иметь простую аналитическую запись их) расчеты проще производить, пользуясь аналитическим методом, между тем как при пентодах и лучевых тетрадах, обладающих криволинейными характеристиками, эти расчеты проще производить, пользуясь графическим методом.

Высшие гармонические анодного тока, определяющие другой важный параметр в режиме работы усилителя, а именно,

коэффициент нелинейности (рассматриваемый нами в п. «в» настоящего параграфа) рассчитываются также графическим методом.

### а) Аналитический метод расчета

Исходным при определении анодного тока является уравнение (4-31).

$$i_a = g \left( u_c + \frac{1}{\mu} u_a \right)^{3/2}.$$

При совместном решении его с (5-1) мы после разложения функции в ряд Тейлора получаем [Л. V-8]:

$$i_a = a_1 \left( u_c + \frac{1}{\mu} E_a \right) + a_2 \left( u_c + \frac{1}{\mu} E_a \right)^2 + \\ + a_3 \left( u_c + \frac{1}{\mu} E_a \right)^3 + \dots \quad (5-39)$$

Коэффициенты в членах правой части этого уравнения соответственно равны:

$$a_1 = \frac{\mu}{R_i + R_a}, \quad (5-40)$$

$$a_2 = \frac{\mu^2 R_i}{2(R_i + R_a)^3} \cdot \frac{\partial R_i}{\partial u_a}, \quad (5-41)$$

$$a_3 = \frac{\mu^3 R_i}{6(R_i + R_a)^5} \left[ \left( 2R_i - R_a \right) \left( \frac{\partial R_i}{\partial u_a} \right)^2 - \right. \\ \left. - R_i \left( R_i + R_a \right) \left( \frac{\partial^2 R_i}{\partial u_a^2} \right) \right]. \quad (5-42)$$

В связи с тем, что у триодов внутреннее сопротивление лампы  $R_i$  на протяжении почти всего изменения анодного напряжения  $u_a$ , за исключением небольшого начального участка мало изменяется, то, внося поправку на начальный участок характеристики введением величины  $E_{a0} = \overline{OS} \cdot a$  (фиг. 5-15), можно членами второго и третьего порядков, содержащими  $\frac{\partial R_i}{\partial u_a}$  в уравнении (5-39), при триодах пренебречь, и тогда

$$i_a = \frac{\mu u_c + (E_a - E_{a0})}{R_i + R_a}. \quad (5-43)$$

Учитывая далее, что сеточное напряжение  $u_c$  включает напряжение смещения  $E_{c0}$  и колебательное напряжение  $e_c$ ,

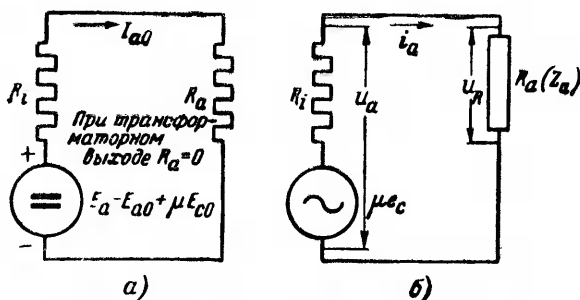
можно уравнение (5-43) разбить на два: одно, содержащее только постоянную, составляющую тока

$$I_a = I_{a0} = \frac{\mu E_{c0} + (E_a - E_{a0})}{R_i + R_a}, \quad (5-44)$$

и второе, включающее только переменную составляющую тока

$$i_a = \frac{\mu e_c}{R_i + R_a}. \quad (5-45)$$

Соответственно этим двум уравнениям составлены схемы замещения на фиг. 5,17,а и б, используемые в последующем в качестве расчетных схем.



Фиг. 5-17. Схемы замещения усилителей.

а—для постоянной составляющей анодного тока; б—для переменной составляющей.

В схеме замещения для постоянной составляющей тока (фиг. 5-17,а) в качестве источника напряжения входит генератор с эквивалентной э. д. с., равной  $E_a - E_{a0} + \mu E_{c0}$ , и в качестве контурных сопротивлений входят в общем случае  $R_i$  и  $R_a$ . В частном случае, когда выход усилителя мощности осуществляется через трансформатор с малым сопротивлением в первичной обмотке, сопротивлением  $R_a$  можно пренебречь, исключив его из схемы.

В связи с вентильными свойствами лампы, пропускающей ток только в одном направлении, схема замещения на фиг. 5-17,а действительна только при положительных значениях анодного тока.

В схеме замещения для переменной составляющей тока (фиг. 5-17,б) в качестве источника напряжения входит генератор с эквивалентной э. д. с., равной  $\mu e_c$ , т. е. с э. д. с. в  $\mu$  раз большей, чем сеточное напряжение, а в качестве контурных сопротивлений—внутреннее сопротивление лампы  $R_i$  и сопротивление нагрузки  $R_a$ .

Схема для определения переменной составляющей тока действительна, пока переменная составляющая не превышает постоянной составляющей.

Расчетная схема на фиг. 5-17, б допускает и обобщение на случай комплексной нагрузки

$$Z_a = R_a + jX_a = z_a e^{j\varphi_a}. \quad (5-46)$$

Мгновенное значение переменной составляющей тока в том случае, когда

$$e_c = E_{cm} \sin \vartheta,$$

определяется из уравнения

$$i_{aa} = \frac{\mu E_{cm}}{\sqrt{(R_i + R_a)^2 + X_a^2}} \sin(\vartheta - \varphi_a). \quad (5-47)$$

Амплитудное значение переменной составляющей тока при чисто активной нагрузке

$$I_{am} = \frac{\mu E_{cm}}{R_i + R_a}. \quad (5-48)$$

Напряжение смещения  $E_{c0}$ , необходимое для обеспечения класса усиления А, приводится часто в каталоге. Его также легко определить по семейству анодных характеристик (фиг. 5-16) по надписи  $U_c$  на той анодной характеристике, которая делит динамическую линию нагрузки примерно пополам (сдвигом между точкой  $O$  и точкой  $A$  мы здесь пренебрегаем).

Положение линии  $\overline{MN}$  определяется углом  $\alpha$ , котангенс которого равен  $R_a$ . Точка  $A$  определяется примерным равенством отрезков  $\overline{MA}$  и  $\overline{AN}$ . Это равенство берется примерным потому, что рабочий участок динамической линии нагрузки при желании избежать сеточных токов не доводится сверху вплоть до  $U_c = 0$ , а заканчивается раньше на  $0,5 \div 1v$ , а снизу, как указывалось, он не доводится до нуля, а только до последнего пересекаемого прямолинейного участка характеристики.

По величине  $E_{c0}$  определяется далее  $E_{cm}$  (в тех случаях, когда величина его неизвестна).

В связи с тем, что в усилителях мощности мы стремимся использовать полный диапазон колебательного напряжения в пределах прямолинейной части анодно-сеточной характеристики, то  $E_{cm}$  выбирают, руководствуясь обычно равенством

$$E_{cm} = |E_{c0}| - (0,5 \div 1) v. \quad (5-49)$$



Запас в  $(0,5 \div 1)$  берется для предупреждения появления заметных сеточных токов.

Колебательная мощность, определяемая из (5-28), может быть выражена через  $I_{am}$  и нагрузочное сопротивление

$$P_R = \frac{1}{2} I_{am} U_{Rm} = \frac{1}{2} I_{am}^2 R_a. \quad (5-50)$$

Мощность, получаемая схемой от источника питания (при независимом смещении)

$$P_E = I_a E_a = I_{a0} E_a. \quad (5-51)$$

Мощность, теряемая в лампе,

$$P_a = P_E - P_R. \quad (5-52)$$

Коэффициент полезного действия лампы

$$\eta = \frac{P_R}{P_E}.$$

### б) Графический метод расчета. Определение коэффициента нелинейности

Рабочая точка  $A$ , через которую проходит на фиг. 5-3 динамическая линия нагрузки и ордината которой определяет средний анодный ток  $I_a$ , заметно сдвинута в семействе анодных характеристик пентода по отношению к точке покоя  $O$ .

Ось времени, по отношению к которой в этом случае отсчитывается периодическая составляющая тока  $i_{at}$ , проходит через точку  $T$ , лежащую на пересечении динамической линии нагрузки с анодной характеристикой, соответствующей напряжению смещения  $E_{c0}$ .

Полный анодный ток определяется в этом случае уравнением (5-8)

$$i_a = I_{at} + i_{at}.$$

Ток оси времени  $I_{at}$ , входящий в уравнение (5-8), можно найти, если в уравнении (5-39) просуммировать члены, зависящие только от постоянных составляющих напряжения  $E_{c0}$  и  $E_a$ .

Тогда члены, зависящие только от переменной составляющей сеточного напряжения

$$e_c = E_{cm} \sin \phi,$$

определяют собой в сумме периодическую составляющую анодного тока  $i_{at}$ :

$$i_{at} = a_1 E_{cm} \sin \vartheta + a_2 E_{cm}^2 \sin^2 \vartheta + a_3 E_{cm}^3 \sin^3 \vartheta + \dots$$

Мгновенное значение полного анодного тока определится в этом случае из равенства

$$i_a = I_{at} + a_1 E_{cm} \sin \vartheta + a_2 E_{cm}^2 \sin^2 \vartheta + a_3 E_{cm}^3 \sin^3 \vartheta + \dots \quad (5-52)$$

При триоде в классе усиления А можно ограничиться учетом первых трех членов в (5-52). Численные значения коэффициентов  $a_1$  и  $a_2$  можно в этом случае найти по двум частным значениям анодного тока, а именно:

$$1) \text{ по } I_{a \text{ макс}}, \text{ соответствующему углу } \vartheta = \frac{\pi}{2};$$

$$2) \text{ по } I_{a \text{ мин}}, \text{ соответствующему углу } \vartheta = \frac{3\pi}{2},$$

$$I_{a \text{ макс}} = I_{at} + a_1 E_{cm} + a_2 E_{cm}^2, \quad (5-53)$$

$$I_{a \text{ мин}} = I_{at} - a_1 E_{cm} + a_2 E_{cm}^2. \quad (5-54)$$

Решая (5-53) и (5-54) совместно, находим:

$$a_1 = \frac{I_{a \text{ макс}} - I_{a \text{ мин}}}{2E_{cm}} \quad (5-55)$$

и

$$a_2 = \frac{I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}}{2E_{cm}^2}. \quad (5-56)$$

Входящие в правые части равенств (5-55) и (5-56) токи  $I_{a \text{ макс}}$ ,  $I_{a \text{ мин}}$  и  $I_{at}$  определяются непосредственно из диаграммы по ординатам точек пересечения динамической линии нагрузки с анодными характеристиками (фиг. 5-16) при: 1)  $e_c = +E_{cm}$ ; 2)  $e_c = -E_{cm}$ ; 3)  $e_c = 0$ .

Подставляя значения  $a_1$  и  $a_2$  в (5-52) и заменяя  $\sin^2 \vartheta$  через  $\frac{1}{2}(1 - \cos 2\vartheta)$ , мы при учете только первых трех членов находим:

$$i_a = I_{at} + \frac{1}{4}(I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}) + \\ + \frac{1}{2}(I_{a \text{ макс}} - I_{a \text{ мин}}) \sin \vartheta + \frac{1}{4}(I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}) \cos 2\vartheta. \quad (5-57)$$

Отдельные слагаемые в (5-57) характеризуют составляющие анодного тока. Первые два члена в соответствии с построением на фиг. 5,3,б определяют средний ток

$$I_a = I_{at} + \Delta I_a = I_{at} + \frac{1}{4}(I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}). \quad (5-58)$$

Третий член определяет амплитуду первой гармонической тока

$$I_{a1m} = \frac{1}{2}(I_{a \text{ макс}} - I_{a \text{ мин}}), \quad (5-59)$$

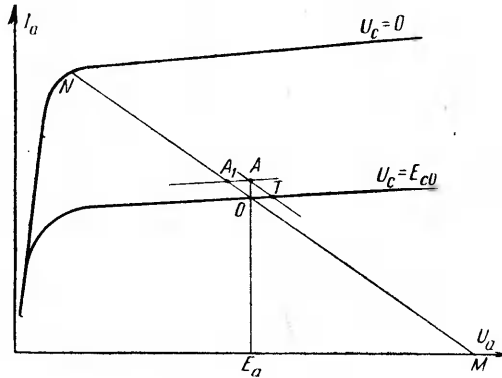
а последний член — амплитуду второй гармонической тока

$$I_{a2m} = \frac{1}{4}(I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}). \quad (5-60)$$

По среднему значению тока  $I_a$  и амплитуде первой гармонической  $I_{a1m}$  определяется в триоде, как и в пентоде, мощность питания  $P_a$  и колебательная мощность  $P_R$ . Амплитуда второй гармонической используется ниже при расчете коэффициента нелинейности.

Так как значения тока  $I_{a \text{ макс}}$ ,  $I_{a \text{ мин}}$ ,  $I_{at}$  и т. д., нужные для подсчета  $I_a$ , определяются только после того, как установлено положение динамической линии нагрузки, а положение последней становится известным только после определения положения точки  $A$ , которая связана со средним значением анодного тока  $I_a$ , то задачу вычисления  $I_a$  и гармонических приходится решать методом постепенных приближений. Вначале значения  $I_{a \text{ макс}}$ ,  $I_{a \text{ мин}}$ ,  $I_{at}$  и т. д. определяют по положению динамической линии нагрузки при проведении ее через точку покоя  $O$ , затем, вычислив по (5-58) среднее значение тока  $I_a$ , находят в первом приближении положение точки  $A$ . По проведенной через нее динамической линии нагрузки находят затем положение точки оси времени  $T$  и новое среднее значение анодного тока  $I_a$ . Тем самым находят положение точки  $A$  во втором приближении. Расчет повторяют до тех пор, пока результат очередного подсчета не оказывается достаточно близким к результатам предыдущего расчета.

Практически приемлемые результаты можно получить, если точку  $A$ , найденную по расчету первого приближения, снести, как это показано на фиг. 5-18, параллельно анодной характеристике до встречи ее со статической линией нагрузки. Точка встречи и определяет с достаточной для практики точностью положение точки  $A$ .



Фиг. 5-18. Приближенный метод нахождения рабочей точки.

У пентодов и лучевых тетродов третьей гармонической пренебрегать нельзя, так как обычно ее величина бывает даже больше второй гармонической. Поэтому в уравнении (5-52) требуется еще учесть кубический член с коэффициентом  $a_3$ . Значение этого коэффициента может быть найдено, если уравнение (5-52) решить еще по отношению к двум частным значениям сеточного напряжения, а именно: 1) при  $e_c = +\frac{1}{2}E_{cm}$ , соответствующем току  $i_a = I_{a(+1/2)}$ , и 2)  $e_c = -\frac{1}{2}E_{cm}$ , соответствующем току  $i_a = I_{a(-1/2)}$ . Тогда в результате совместного решения уравнений, получаемых из (5-52) при подстановке четырех частных значений  $e_c$ , мы уточняем значения коэффициентов  $a_1$  и  $a_2$ , и находим еще коэффициент  $a_3$ .

Это дает [Л. V-8]:

Среднее значение тока

$$I_a = \frac{1}{6} (I_{a \max} + I_{a \min} + 2I_{a(+1/2)} - 2I_{a(-1/2)}) \quad (5-58a)$$

Амплитуду первой гармонической

$$I_{a1m} = \frac{1}{3} (I_{a \max} + I_{a \min} + I_{a(+1/2)} - I_{a(-1/2)}) \quad (5-59a)$$

амплитуду второй гармонической ту же, что в (5-60), и амплитуду третьей гармонической

$$I_{a3m} = \frac{1}{6} (I_{a \max} - I_{a \min} - 2I_{a(+1/2)} + 2I_{a(-1/2)}). \quad (5-61)$$

Входящие в (5-58a), (5-59a) и (5-61)  $I_{a(+1/2)}$  и  $I_{a(-1/2)}$  находим также из графика (фиг. 5-16) по точкам пересечения ди-

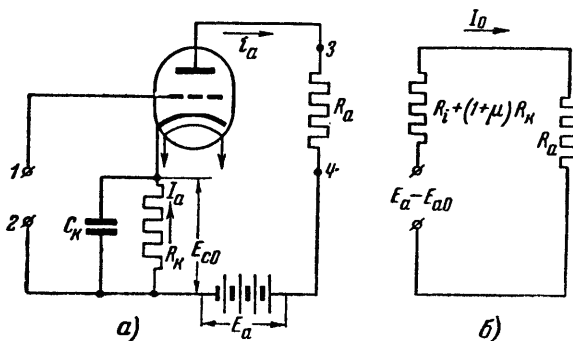
намической линии нагрузки с анодными характеристиками при

$$e_c = E_{c0} + \frac{1}{2} E_{cm} \text{ и } e_c = E_{c0} - \frac{1}{2} E_{cm}.$$

По найденным амплитудам гармонических { может быть далее определен по (5-16) либо по (5-17) коэффициент нелинейности  $\gamma$ .

### в) Расчет звена автоматического смещения

В схеме с автоматическим смещением, вновь приведенной на фиг. 5-19, а, величина среднего значения тока  $I_a$ , которую мы в начале расчета можем приблизительно принять равной току покоя  $I_{a0}$ , при выбранном сопротивлении смещения  $R_k$  устанавливается в зависимости от параметров схемы.



Фиг. 5-19. Схема автоматического смещения (а) и ее схема замещения (б).

Величину этого тока мы можем найти из (5-44), если учесть, что

$$E_{c0} = -I_{a0}R_k \quad (5-62)$$

и что это напряжение кроме сеточной цепи входит также в анодную цепь.

Это приводит к уравнению

$$I_{a0} = \frac{-\mu I_{a0}R_k + E_a - E_{a0} - I_{a0}R_k}{R_i + R_a}, \quad (5-63)$$

откуда

$$I_{a0} = \frac{E_a - E_{a0}}{R_i + (1 + \mu)R_k + R_a}. \quad (5-64)$$

В частном случае, когда на выходе усилителя мощности имеется трансформатор с ничтожно малым активным сопротивлением в первичной обмотке, сопротивление  $R_a$  можно принять равным нулю.

В этом случае

$$I_{a0} = \frac{E_a - E_{a0}}{R_i + (1 + \mu) R_k}. \quad (5-65)$$

В формулах (5-64) и (5-65) обращает на себя внимание то, что сопротивление  $R_k$  входит не своей фактической величиной, а величиной в  $(1 + \mu)$  раз большей. Это объясняется тем, что, пропуская анодный ток, сопротивление  $R_k$  вводит в сеточную цепь противодействующее напряжение, которое в анодной цепи усиливается в  $\mu$  раз. В результате к прямому влиянию  $R_k$  в качестве сопротивления добавляется еще из-за обратной связи анодной и сеточной цепей через  $R_k$  ослабление тока в анодной цепи в таком же объеме, который мы получили бы при независимом включении в анодную цепь сопротивления  $\mu R_k$ . Общее влияние  $R_k$  учитывается поэтому в знаменателе дроби (5-64) и (5-65) множителем  $(1 + \mu)$ .

Схема замещения для постоянной составляющей тока определяется при автоматическом смещении на фиг. 5-17,а, а фиг. 5-19,б, в которой суммарное сопротивление  $R_i + (1 + \mu) R_k$  принято в качестве внутреннего сопротивления эквивалентной лампы. При наличии в усилителе мощности выходного трансформатора схема замещения еще больше упрощается, так как из нее выпадет внешнее сопротивление  $R_a$ .

Уравнение (5-64) либо (5-65) может быть использовано для подсчета сопротивления  $R_k$ , если известно значение тока  $I_{a0}$  либо, как это в большинстве случаев имеет место, известно требуемое для лампы напряжение смещения  $E_{c0}$ .

Решая в этом случае (5-64) совместно с (5-62), получаем:

$$R_k = - \frac{R_i + R_a}{\frac{E_a - E_{a0}}{E_{c0}} - (\mu + 1)}. \quad (5-66)$$

При выходе усилителя мощности через трансформатор  $R_a$  в числителе принимается равным нулю.

Для переменной составляющей тока остается в силе схема замещения, приведенная на фиг. 5-17,б, если емкость  $C_k$  настолько велика, что она в состоянии пропустить через себя

подавляющую часть переменной составляющей анодного тока, не вызывая при этом заметного падения напряжения на общих зажимах  $R_k$  и  $C_k$ . Потребная емкость  $C_k$  может быть подсчитана, исходя из условия, что создаваемое ею сопротивление  $\frac{1}{\omega C_k}$  при частоте усиливаемого сигнала было бы меньше, чем 0,1 от  $R_k$ .

### 5.7. ПРИМЕР РАСЧЕТА КАСКАДА ОДНОТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Проиллюстрируем на конкретном примере расчет однотактного выходного каскада усилителя мощности низкой частоты, обеспечивающего на выходе колебательную мощность в 3,0 *вт*, при коэффициенте нелинейных искажений не более 4%. Сопротивление нагрузки  $R = 135$  *ом*. Желательное напряжение накала  $U_n = 6,3$  *в*.

Такой относительно небольшой коэффициент искажения можно получить при однотактной схеме, выбирая класс усиления А. При максимальной отдаваемой мощности в 3 *вт* лампа должна обладать мощностью, рассеиваемой анодом, не менее 10 *вт*, так как максимальная отдаваемая мощность, как указывалось, не превосходит в классе усиления А 30—35% от мощности, теряемой в лампе.

В сводном графике на фиг. 5-14 и связанных с ним таблицах параметров 4-1, 4-2 и 4-3 мы находим три типа ламп, которые удовлетворяют требуемой мощности рассеяния и желательному напряжению накала лампы.

В группе оконечных триодов значится лампа 6С6 с мощностью рассеяния на аноде  $P_{a \text{ доп}} = 15$  *вт*.

В группе оконечных пентодов значится лампа 6П6Б с мощностью рассеяния  $P_{a \text{ доп}} = 10$  *вт* и в группе лучевых тетродов значится лампа 6П2 с выходной мощностью 12 *вт*.

Наш расчет начнем с использования в усилителе триода, затем перейдем к пентоду, и если мощности последнего нехватит, то обратимся к лучевому тетроду.

По данным табл. 4-1 триод 6С6 обладает следующими номинальными параметрами  $E_a = 250$  *в*;  $E_{c0} = -45$  *в*;  $I_{a \text{ ном}} = 60$  *ма*;  $S = 5,25$  *мл/в*;  $\mu = 4,2$ ;  $R_{i \text{ ном}} = 800$  *ом*.

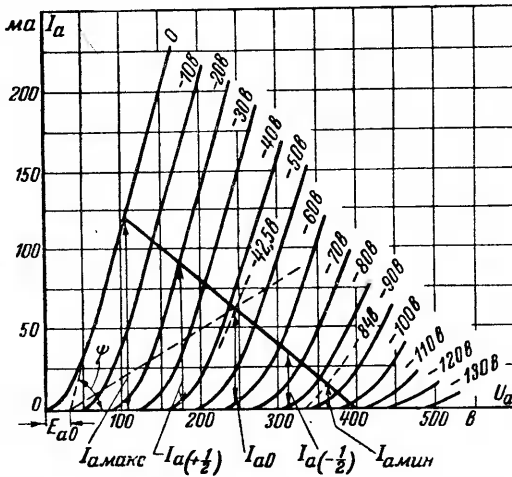
Индекс *ном* у величин  $I_{a \text{ ном}}$  и  $R_{i \text{ ном}}$  характеризует то, что численные значения, им соответствующие, являются каталожными.

Семейство анодных характеристик рассматриваемого триода вместе с динамической линией нагрузки приведено на фиг. 5-20. Продолжение прямолинейной части анодной характеристики при  $U_c = 0$  отсекает на оси абсцисс отрезок  $E_{a0} = +25$  *в*.

Напряжение смещения вводим несколько меньше рекомендуемого по каталогу, а именно принимаем  $E_{c0} = -42,5$  *в*. Поскольку столь относительно большое смещение трудно получить при автоматическом смещении, не повышая заметно напряжения источника питания  $E_a$ , то для рассчитываемого варианта мы принимаем независимое смещение.

Амплитуду переменного напряжения на сетке берем во избежание сеточных токов на 1,0 *в* ниже  $E_{c0}$ :

$$E_{cm} = |E_{c0}| - 1 = 42,5 - 1 = 41,5 \text{ в.}$$



Фиг. 5-20. Анодная диаграмма триода 6С6 для определения составляющих анодного тока.

Ток покоя определяем по (5-44) при  $R_a = 0$ , поскольку на выходе усилителя мощности устанавливается выходной трансформатор

$$I_{a0} = \frac{\mu E_{c0} + E_a - E_{a0}}{R_i} = \frac{-4,2 \cdot 42,5 + (250 - 25)}{800} \approx 60 \text{ ма.}$$

Сопротивление нагрузки выбираем по (5-30)

$$R_a = 2R_i = 2 \cdot 800 = 1\,600 \text{ ом}$$

Амплитуду переменной составляющей тока определяем по (5-48)

$$I_{am} = \frac{\mu E_{cm}}{R_i + R_a} = \frac{4,2 \cdot 41,5}{800 + 1\,600} = 72,5 \text{ ма.}$$

Полученная величина превосходит ток покоя  $I_{a0}$ , что в классе А не должно иметь места.

Для уменьшения  $I_{am}$  повысим  $R_a$  до  $3R_i = 2\,400 \text{ ом}$ . В этом случае

$$I_{am} = \frac{\mu E_{cm}}{R_i + R_a} = \frac{4,2 \cdot 41,5}{800 + 2\,400} = 54,3 \text{ ма.}$$

Выходную (колебательную) мощность определяем по (5-50)

$$P_R = \frac{1}{2} I_{am}^2 R_a = \frac{1}{2} (54,3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2\,400 = 3,56 \text{ вт.}$$

Среднее значение и гармонические составляющие анодного тока определяем по (5-58), (5-59) и по (5-60).

По проведенной на фиг. 5-20 динамической линии нагрузки, отвечающей  $R_a = 2\,400 \text{ ом}$ , находим:

$$I_{at} = I_{a0} = 65 \text{ ма, } I_{a \text{ макс}} = 119 \text{ ма, } I_{a \text{ мин}} = 15 \text{ ма.}$$



Это дает:

среднее значение тока анода

$$I_a = I_{at} + \frac{1}{4}(I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}) = 65 + \frac{1}{4}(119 + 15 - 130) = 66 \text{ ма};$$

амплитуду первой гармонической

$$I_{a1m} = \frac{1}{2}(I_{a \text{ макс}} - I_{a \text{ мин}}) = \frac{1}{2}(119 - 15) = 52 \text{ ма};$$

амплитуду второй гармонической

$$I_{a2m} = \frac{1}{4}(I_{a \text{ макс}} + I_{a \text{ мин}} - 2I_{at}) = \frac{1}{4}(119 + 15 - 2 \times 65) = 1 \text{ ма}.$$

По среднему току определяем мощность питания

$$P_E = E_a I_a = 250 \cdot 65 \cdot 10^{-3} = 16,3 \text{ вт}.$$

Мощность, теряемую в лампе и рассеиваемую анодом, определяем по (5-52)

$$P_a = P_E - P_R = 16,3 - 3,5 = 12,8 \text{ вт}.$$

По каталожным данным такая мощность вполне допустима.

По (5-17) и найденным амплитудам гармонических находим коэффициент нелинейности

$$\nu\% = \frac{I_{2m}}{I_{1m}} \cdot 100 = \frac{1}{52} \cdot 100 = 2\%.$$

Определим теперь по (5-6) коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{R}} = \sqrt{\frac{2400}{135}} = 4,2.$$

Найденные величины свидетельствуют о том, что триод 6С6 удовлетворяет требуемым величинам по выходной мощности и коэффициенту нелинейных искажений.

Перейдем теперь к выяснению того, насколько удовлетворяет заданию пентод 6П6Б. Каталожные данные этой лампы

$$E_a = 250 \text{ в}, E_{c0} = -16,5 \text{ в}, I_{a \text{ ном}} = 34 \text{ ма}, S = 2,5 \text{ ма/в},$$

$$R_i \text{ ном} = 78 \text{ ком}, P_a \text{ доп} = 10 \text{ вт}.$$

Семейство анодных характеристик ее приведено на фиг. 5-16.

За исходную для расчета возьмем величину смещения, рекомендуемую в каталоге, а именно:  $E_{c0} = -16,5 \text{ в}$ , а амплитуду колебательного напряжения на 1,5 в меньше, т. е.  $E_{cm} = 15 \text{ в}$ . Проведенная через точку покоя  $O$  определяемая напряжением питания  $E_a$  и напряжением смещения  $E_{c0}$  динамическая линия нагрузки, соответствующая  $R_a = 7000 \text{ ом}$ , дает максимум площади треугольника мощности. При  $R_i = 78000 \text{ ом}$

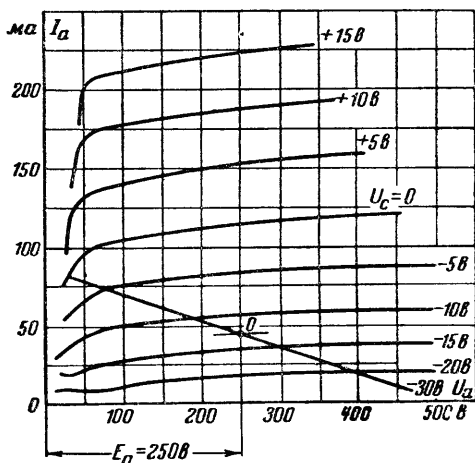
отношение  $\frac{R_a}{R_i} = \frac{7000}{78000} = 0,088$  оказывается лежащим в установленном выше диапазоне. По построенной диаграмме находим значения тока, по которым определяются среднее значение и амплитуды гармонических анодного тока.

Эти значения при: 1)  $e_c = +E_{cm}$ , 2)  $e_c = -E_{cm}$ , 3)  $e_c = 0$ , 4)  $e_c = +\frac{1}{2} E_{cm}$  и 5)  $e_c = -\frac{1}{2} E_{cm}$  соответственно равны: 1)  $I_{a \max} = 59 \text{ ма}$ , 2)  $I_{a \min} = 11 \text{ ма}$ , 3)  $I_{at} = 35 \text{ ма}$ , 4)  $I_{a(+1/2)} = 48,7 \text{ ма}$ , 5)  $I_{a(-1/2)} = 21,8 \text{ ма}$ .

Вычисляя далее по (5-58а), (5-59а), (5-60) и (5-61) среднее значение и гармонические тока, находим:

$$I_a = 35 \text{ ма}, I_{a1m} = 24,6 \text{ ма}, I_{a2m} = 0,25 \text{ ма}, I_{a3m} = 1,13 \text{ ма}.$$

Гармоническая третьего порядка получилась здесь заметно больше второй, что характерно для пентодов.



Фиг. 5-21. Анодная диаграмма лучевого тетрода 6П2.

Колебательную мощность вычисляем по (5-50)

$$P_R = \frac{1}{2} I_{a1m}^2 R_a = \frac{1}{2} \cdot 24,6^2 \cdot 10^{-6} \cdot 7000 = 2,12 \text{ вт}.$$

Полученная величина меньше требуемой.

Вместе с тем коэффициент нелинейности соответственно (5-16) равен:

$$\gamma = \sqrt{\frac{I_{a2m}^2 + I_{a3m}^2}{I_{a1m}^2}} \cdot 100 = \sqrt{\frac{0,25^2 + 1,13^2}{35^2}} \cdot 100 = 4,7\%,$$

что превышает требуемый.

Это значит, что пентод 6ПБ не подходит ни по мощности, ни по коэффициенту искажений.

Пробуем третий возможный вариант с лучевой лампой типа 6П2. Параметры этой лампы по каталогу:  $E_a = 250$  в,  $E_{c0} = -12,5$  в,

$$I_{a \text{ ном}} = 45 \text{ ма}, S = 4,1 \text{ ма/в}, \mu = 220, R_{i \text{ ном}} = 52 \text{ ком}, P_{a \text{ доп}} = 12 \text{ вт.}$$

Ее характеристики приведены на фиг. 5-21.

Поиски оптимального варианта в наклоне динамической линии нагрузки, обеспечивающей при отсутствии сеточных токов максимум мощности и минимум нелинейных искажений, показывают, что такому варианту отвечает сопротивление  $R_a = 6000$  ом, для которого на фиг. 5-21 и проведена динамическая линия нагрузки. Так как абсолютное значение коэффициента нелинейности, рассчитываемого так же как и для пентода, оказывается равным 5%, что выше требуемого, то приходится заключить, что и лампа 6П2 требуемым условиям усиления не вполне удовлетворяет.

При допуске более высоких значений коэффициента нелинейных искажений лучевая лампа 6П2 может дать мощность, даже превышающую требуемую.

Мы приходим, таким образом, к выводу, что из предварительно отобранных трех типов ламп наиболее полно удовлетворяет требуемым условиям триод 6С6.

#### 5-8. РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА МОЩНОСТИ ПРИ ДВУХТАКТНОЙ СХЕМЕ

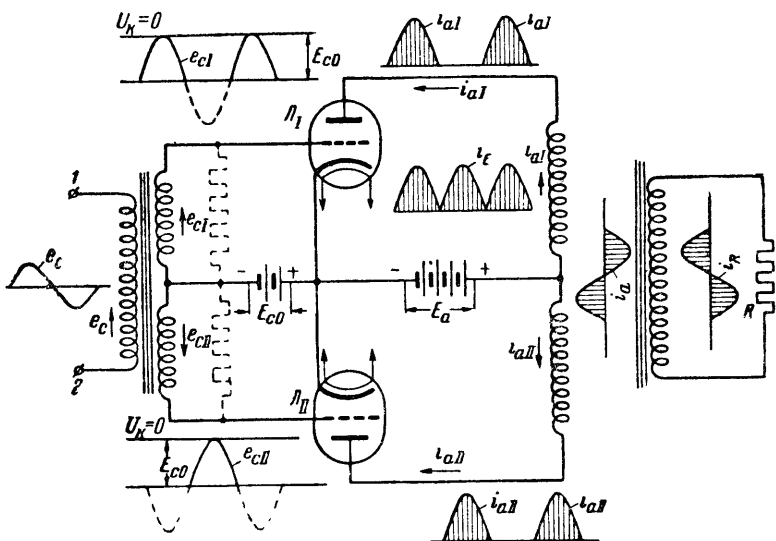
Класс усиления А лимитирует, как мы видели, к. п. д. усилителя. Поэтому с переходом к более высоким значениям выходной мощности актуальность в использовании классов усиления АВ и В, обеспечивающих более высокое значение к. п. д. усилителя, возрастает. Применению этих классов усиления в рассмотренной нами однотоктной схеме мешает, однако, заметное искажение формы кривой выходного тока, приводящее к недопустимо высоким значениям коэффициента нелинейных искажений.

Искажения кривой тока при классах усиления АВ и В удаётся заметно ослабить при применении двухтактной схемы усиления, повторенной вместе с диаграммами, иллюстрирующими ее работу на фиг. 5-22.

Диаграммы, сопровождающие схему, даны применительно к работе схемы в классе В без учета нелинейных искажений, обусловленных характеристиками ламп, и при наличии в схеме независимого смещения  $E_{c0}$ .

Напряжение, введенное в первичную обмотку сеточного трансформатора  $e_c$ , принято здесь синусоидальным. Благодаря присоединению связанных между собой катодов ламп через смещение  $E_{c0}$  к средней точке вторичной обмотки сеточного трансформатора, положительному значению  $e_{c1}$  в первичной обмотке этого трансформатора соответствует в верхней секции вторичной обмотки также положительное напряжение (оно направлено в данный полупериод навстречу  $E_{c0}$ ), а в ниж-

ней секции вторичной обмотки. отрицательное напряжение (оно имеет в данный полупериод то же направление, что и  $E_{c0}$ ). В следующий полупериод  $e_{cII}$  становится положитель-



Фиг. 5-22. Двухтактная схема усиления с иллюстрирующими ее работу диаграммами.

ным, в то время как  $e_{cI}$  — отрицательным. Переменные сеточные напряжения действуют, таким образом, все время в противофазе. Полные напряжения в сеточных цепях определяются уравнениями

$$u_{cI} = E_{c0} + e_{cI}, \quad (5-67)$$

$$u_{cII} = E_{c0} - e_{cII}. \quad (5-68)$$

Характерно, что сумма мгновенных значений сеточных напряжений в любой момент времени равна  $2E_{c0}$ . Это получается потому, что увеличению напряжения в цепи сетки одной лампы соответствует уменьшение на такую же величину сеточного напряжения в другой лампе.

Соответственно сеточным напряжениям переменные составляющие анодных токов также сдвинуты между собой на  $180^\circ$ .

Разлагая токи в гармонический ряд, имеем:

$$i_{aI} = I_{aI} + i_{aI1} + i_{aI2} + i_{aI3} + \dots, \quad (5-69)$$

$$i_{aII} = I_{aII} - i_{aII1} + i_{aII2} - i_{aII3} + \dots \quad (5-70)$$

Второй ряд здесь знакопеременный в силу того, что гармонические нечетного порядка, входящие в ток  $i_{aII}$ , имеют противоположные фазы по отношению к тем же гармоническим в токе  $i_{aI}$ .

В силу встречного включения ламп токи  $i_{aI}$  и  $i_{aII}$  в первичной обмотке выходного трансформатора вычитаются. Поэтому при одинаковых характеристиках ламп (что при рассмотрении всех вопросов данной главы имеется в виду) результирующий ток, определяющий м. д. с. трансформатора, равен:

$$i_a = i_{aI} - i_{aII} = 2(i_{aI1} + i_{aI3} + \dots). \quad (5-71)$$

Этот ток свободен от постоянной составляющей, т. е. он является чисто переменным током, и, кроме того, он не содержит гармонических четного порядка. В цепи источника питания, где токи ламп складываются, в среднее значение тока входят, наоборот, постоянные составляющие и четные гармонические, а нечетные гармонические исключаются:

$$i_E = i_{aI} + i_{aII} = 2(I_a + i_{aI2} + \dots). \quad (5-72)$$

Расчет схемы и определение влияния различных факторов на ее работу может быть выполнен, как и при однотоковой схеме, пользуясь графическим и аналитическим методами расчета и анализа.

Графический метод расчета может быть в принципе оставлен тем же, который был нами рассмотрен ранее, если для построения токов в первичной обмотке трансформатора, по которой протекает разность токов, в анодной диаграмме вместо анодных характеристик построить кривые разности анодных токов в функции от анодного напряжения при одной и той разности напряжений  $U_c$  как параметре.

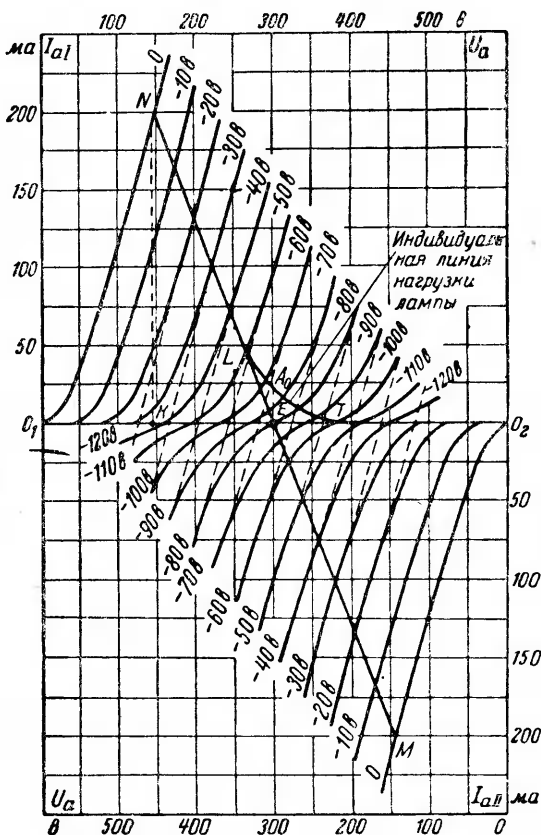
Построение таких характеристик, точка за точкой, по семейству анодных характеристик выполняется нами (как это ниже поясняется) для пентода и лучевой лампы, у которых характеристики сильно искривлены. Выполнение такого расчета требует достаточно большой и кропотливой работы.

Графический расчет может быть значительно упрощен, если анодные характеристики лампы, как у триода, мало искривлены.

Семейство характеристик результирующего тока (разности тока в лампах), может быть найдено графически по сдвоенной анодной диаграмме, построенной путем расположения, как показано на фиг. 5-23, анодных характеристик одной лампы над осью абсцисс, а анодных характеристик другой лампы под осью абсцисс. Отсчет токов второй лампы производится

по оси ординат вниз, а анодных напряжений — по оси абсцисс справа налево.

Сопряжение анодных характеристик ламп в сведенной диаграмме производится по точке  $E_a$ , определяющей напряжение питания ламп. В рассматриваемом случае  $E_a$  взято



Фиг. 5-23. Сдвоенная анодная диаграмма триода 6С6.

(по каталогу) равным 300 в. Сопрягаться, т. е. давать токи, отвечающие одному и тому же значению напряжения  $e_c$  в первичной обмотке сеточного трансформатора, в такой диаграмме будут те анодные характеристики, у которых сеточные напряжения  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  отличаются от  $E_{c0}$  вверх и вниз на одно и то же число вольт, определяемое значением  $e_c$ , что может быть сформулировано и по-другому, а именно: в рабочем режиме двухтактной схемы сопрягаются анодные

характеристики, сумма сеточных напряжений которых  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$ , как это следует из (5-67) и (5-68), равна  $2E_{c0}$

$$U_{c1} + U_{c2} = 2E_{c0}. \quad (5-73)$$

Какие именно характеристики этому соответствуют, зависит от численного значения  $E_{c0}$ , выбор которого определяет класс усиления.

Если  $E_{c0}$  выбрать по характеристике, берущей свое начало от точки  $E_a$ , т. е. в данном случае  $E_{c0} = -80$  в (что соответствует в анодно-сеточной характеристике ее началу или, как часто говорят, напряжению отсечки), то мы получим усиление в классе В. Лампы работают в этом случае попеременно. Результирующий разностный ток складывается в этом случае поочередно из токов отдельных ламп, и результирующая характеристика (характеристика разности токов) составляется в этом случае непосредственно из анодных характеристик, из которых одна является естественным продолжением другой. Характеристика результирующего тока получает в классе В заметную кривизну, что приводит к искажениям формы кривой результирующего тока в области малых его значений, что и свойственно этому классу усиления.

При выборе смещения  $E_{c0}$  меньшим по абсолютному значению, чем напряжение отсечки, лампы некоторую долю периода работают одновременно.

Выполненное на фиг. 5-23 построение результирующих характеристик соответствует такому именно режиму, когда напряжение смещения  $E_{c0} = -65$  в, т. е. меньше по абсолютному значению, чем напряжение отсечки ( $U_{c0} = -80$  в). Сопряженными в этом случае оказываются характеристики, сумма которых  $2E_{c0} = -130$  в. На участках перекрытия характеристик лампы работают одновременно. Разности анодных токов, определяющие результирующие характеристики на участке перекрытия, получаются в этом случае в виде пунктирных прямых, почти параллельных между собой. Вне участков перекрытия результирующая характеристика лампы определяется непосредственно анодными характеристиками ламп (обозначенными на диаграмме сплошными линиями).

Ординаты точек встречи результирующих характеристик с динамической линией нагрузки определяют токи в первичной обмотке трансформатора.

Динамическая линия нагрузки проходит на двоянной диаграмме через точку  $E_a$  и строится под углом

$$\alpha = \arctg \frac{a}{b} \cdot \frac{1}{R_{a\delta}}, \quad (5-74)$$

где  $R_{as}$  — определяет эквивалентное сопротивление, приведенное к одной половине первичной обмотки выходного трансформатора с числом витков  $\frac{w_1}{2}$ ;

$a$  и  $b$  — масштабы по осям координат.

Связь сопротивления  $R_{as}$  с фактическим сопротивлением потребителя также определяется (5-6), но здесь коэффициент трансформации

$$n = \frac{1}{2} \frac{w_1}{w_2}. \quad (5-75)$$

Абсциссы, соответствующие точкам пересечений динамической линии нагрузки с результирующими характеристиками разности токов, определяют напряжения на лампах  $u_a$ . Вычитая из  $E_a$  напряжение на лампе  $u_a$ , мы получаем напряжение на обмотке  $\frac{w_1}{2}$ . Максимальное значение напряжения на лампе в данной схеме превышает при классе усиления А в два раза напряжение питания  $E_a$ , а при классе усиления АВ меньше чем в два раза.

При классе АВ длительность тока в каждой из ламп больше полупериода, в то время как в классе усиления А эта длительность равна полному периоду.

Проводя вертикальные прямые через точки пересечения динамической линии нагрузки с результирующими характеристиками (на чертеже вертикали не показаны) до их встречи с соответствующими анодными характеристиками, мы находим токи и напряжения в лампах в период их одновременной работы. В периоды индивидуальной работы эти токи получаются непосредственно из пересечения динамической линии нагрузки с анодными характеристиками. По совокупности ординат точек пересечения может быть построена линия индивидуальной нагрузки лампы, как это и выполнено для лампы, анодные характеристики которой расположены выше оси абсцисс на фиг. 5-23.

Если линия индивидуальной нагрузки лампы спадает к нулю до достижения максимума колебательного напряжения, как это соответствует построению на фиг. 5-23, то схема работает в классе усиления АВ. При большом сопротивлении нагрузки  $R_{as}$ , соответствующем малому наклону динамической линии общей нагрузки  $MN$ , линия индивидуальной нагрузки лампы может сохранить свои положительные значения вплоть до отрицательной амплитуды сеточного напряжения. Это соответствует классу усиления А. Таким образом, в двухтактной схеме усиления величина смещения  $E_{c0}$  и колебательное напряжение  $E_{cm}$  класса усиления еще полностью



не определяют. Класс усиления зависит также и от величины нагрузки.

Мгновенные токи, по которым могут быть вычислены средние значения результирующего тока, а равно и его нечетные гармонические, определяются и здесь по точкам встречи динамической линии нагрузки с результирующими анодными характеристиками, но в силу того, что здесь

$$I_{a \max} = -I_{a \min} \quad (5-76)$$

и

$$I_{a(+1/2)} = -I_{a(-1/2)}, \quad (5-77)$$

расчетные формулы (5-59) и (5-61) упрощаются, переходя в

$$I_{a1m} = \frac{2}{3}(I_{a \max} + I_{a(+1/2)}) \quad (5-78)$$

и

$$I_{a3m} = \frac{1}{3}(I_{a \max} - 2I_{a(+1/2)}). \quad (5-79)$$

Среднее значение тока в цепи каждой из ламп определяется при усилении по классу А по (5-58), для которого расчетные значения токов  $I_{a1}$ ,  $I_{a \max}$  и  $I_{a \min}$  могут быть найдены по линиям индивидуальной нагрузки ламп, так же как и в одноконтурной схеме.

В классе В среднее значение тока в лампе можно приближенно определить непосредственно по формуле (1-20), выведенной для среднего значения тока каждого из вентиля, работающих в двухполупериодной схеме с нулевым выводом

$$I_a = \frac{I_{a \max}}{\pi}. \quad (5-80)$$

Эта формула, как приближенная, может быть применена для подсчета среднего значения тока в лампе и при усилении по классу АВ.

Средний ток, проходящий через источник питания  $I_E$ , на основании (5-72) в два раза больше  $I_a$

$$I_E = 2I_a. \quad (5-81)$$

По найденным токам определяются и другие величины, характеризующие режим работы усилителя. В частности, выходная мощность двух ламп

$$P_R = I_{a1m}^2 R_{aS}. \quad (5-82)$$

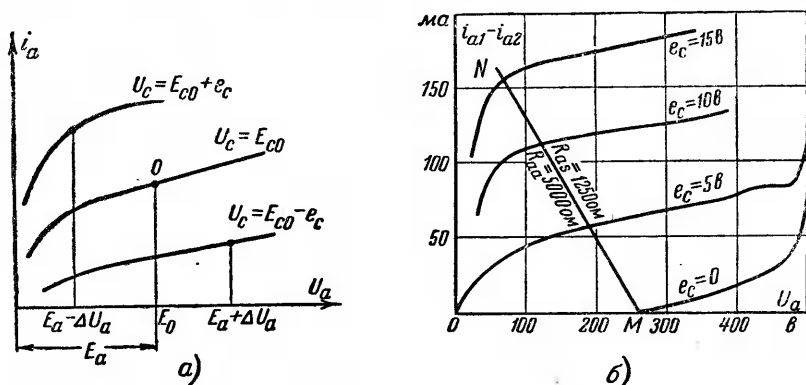
Полагая в первом приближении, что  $I_{a1m} = I_{a \max} = b \cdot \overline{NK}$  и что  $U_{RS} = I_{a \max} R_{aS} = a \cdot \overline{KE}$ , где  $a$  и  $b$  — масштабы напряжений и тока, мы видим, что выходная мощность мо-

жет быть определена и графически по площади треугольника  $O_1NE$ . Площадь этого треугольника максимальна тогда, когда он является равнобедренным, т. е. когда верхняя анодная характеристика и динамическая линия общей нагрузки одинаково наклонены. Это значит, что максимум отдаваемой мощности соответствует равенству

$$R_{ас} = R_{i \text{ ном}}; \quad (5-83)$$

здесь  $R_{i \text{ ном}}$  — номинальное (приводимое в каталоге) значение внутреннего сопротивления лампы.

При значительной кривизне анодных характеристик ламп (пентоды, лучевые лампы, триоды с правыми характеристиками) построение результирующих анодных характеристик



Фиг. 5-24. Графическое определение составляющих анодного тока при пентодах и лучевых тетрадах.

*a* — анодные характеристики пентода; *б* — диаграмма разности анодных токов.

в двойной диаграмме требует предварительного вычисления отдельных точек ее, а потому пользование такой диаграммой не дает экономии при вычислительной работе.

Построение результирующей характеристики ведется в этом случае непосредственно по семейству анодных характеристик, из которых на фиг. 5-24, *a* во избежание затемнения чертежа показаны анодная характеристика, соответствующая напряжению смещения  $E_{c0}$ , и еще две характеристики с напряжениями  $U_c = E_{c0} + e_c$  и  $U_c = E_{c0} - e_c$ , отличающимися от  $E_{c0}$  на одно и то же значение  $e_c$ .

Приведенные характеристики используются для того, чтобы можно было по ним на фиг. 5-24, *б* выполнить построение одной из характеристик результирующего тока в первичной обмотке трансформаторов (разности токов в лампах) в функции от изменения анодного напряжения.

Каждая из точек такой кривой находится по разности ординат, проведенных на одинаковом расстоянии от  $E_a$  на фиг. 5-24,а до их точек встречи с соответствующими анодными характеристиками. Меняя  $\Delta U_a$  по величине, а затем и по знаку, т. е. смещая в вдоль одной из анодных характеристик слева направо и одновременно вдоль сопряженной анодной характеристики справа налево, мы имеем возможность получить достаточное число точек для построения кривой, отвечающей определенному значению  $e_c$  на фиг. 5-24,б.

Кривые при других значениях  $e_c$  строятся аналогично по другой паре кривых на фиг. 5-24,а.

Кривые на фиг. 5-24,б соответствуют анодным характеристикам лучевой лампы типа 6П3 при напряжении питания  $E_a = 250$  в и напряжении смещения  $E_{c0} = -15$  в. На этой же диаграмме отложена динамическая линия нагрузки  $MN$  (при  $R_{as} = 1250$  ом, что соответствует полному сопротивлению между анодами ламп  $R_{aa} = 4R_{as} = 5000$  ом), отвечающая максимуму отдаваемой мощности. Получение максимума выходной мощности соответствует и здесь такому положению динамической линии нагрузки, когда она пересекает верхнюю характеристику (фиг. 5-24,б) недалеко справа от точки ее крутого излома.

Ряд величин, определяющих режим работы двухтактного усилителя мощности, может быть найден и аналитически с помощью схемы замещения.

Один из возможных вариантов такой схемы может быть построен, исходя из последовательного соединения элементов, заменяющих лампы, а другой — при параллельном их соединении. Варианту параллельного соединения отвечает схема замещения, приведенная на фиг. 5-25,а. Здесь два эквивалентных генератора питают общую нагрузку с сопротивлением, равным  $R_{as}$ . Симметрия в схеме позволяет перейти к более упрощенной схеме, приведенной на фиг. 5-25,б.

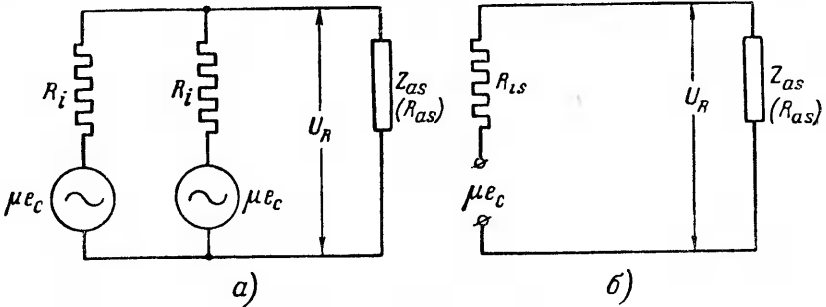
Выбор результирующего внутреннего сопротивления ламп  $R_{is}$  в такой схеме зависит от класса усиления.

В классе А, когда обе лампы работают одновременно и притом на прямолинейных участках своих характеристик в течение полного периода переменного тока

$$R_{is} = \frac{R_{i\text{ ном}}}{2}. \quad (5-84)$$

В классе В, когда лампы работают поочередно по полупериодам  $R_{is} = R_{i\text{ ном}}$ . В классе АВ, когда лампы работают только часть периода одновременно,  $R_{is}$  лежит в пределах между  $0,5 R_i$  и  $R_i$ . Поскольку, однако, одновременная работа

ламп в этом классе соответствует нижней части характеристик, где  $R_i$  лампы значительно больше, чем  $R_{i\text{ном}}$ , то практически и при классе АВ эквивалентное сопротивление может быть принято равным  $R_{i\text{ном}}$ .



Фиг. 5-25. Схемы замещения двухтактного усилителя.  
а—полная параллельная; б—упрощенная параллельная.

При комплексной нагрузке  $Z_a$  амплитуда первой гармонической нагрузочного тока

$$I_{a1m} = \frac{\mu E_{cm}}{\sqrt{(R_{iS} + R_{aS})^2 + X_{aS}^2}}, \quad (5-85)$$

при  $X_a$ , близком к нулю,

$$I_{a1m} = \frac{\mu E_{cm}}{R_{iS} + R_{aS}}. \quad (5-86)$$

Выходная мощность определяется по (5-82).  
Мощность питания или подводимая мощность

$$P_E = E_a I_E = 2 E_a I_a. \quad (5-87)$$

Мощность, теряемая в каждой из ламп

$$P_a = \frac{P_E - P_R}{2} = E_a I_a - \frac{1}{4} I_{a1m}^2 R_{aS}. \quad (5-88)$$

Коэффициент полезного действия усилительного каскада

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_{a1m}^2 R_{aS}}{E_a I_a}. \quad (5-89)$$

Если принять во внимание, что  $I_{a1m} = I_{a\text{макс}}$  и что

$$I_{a1m} R_{aS} = U_{Rm}, \quad (5-90)$$

то, подставив  $I_a$  из (5-80) в (5-89), получаем:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{Rm}}{E_a} = \frac{4}{\pi} \xi. \quad (5-91)$$

Здесь  $U_{Rm}$  — амплитуда напряжения на нагрузке, приведенная к числу витков  $2w_1$ , а  $\xi$  то же, что и в (5-33)

С целью повышения выходной мощности усилителя за счет колебательного напряжения на входе  $e_c$  нередко применяют лампы, позволяющие при положительных сеточных напряжениях получать заметно большие анодные токи. Примером такой лампы, как это видно из семейства ее характеристик, приведенного на фиг. 5-21, является лучевой тетрод. К лампам, имеющим анодные характеристики с положительными в большей своей части сеточными напряжениями, относится также часто применяемый в выходных каскадах мощности двоянный триод типа 6Н7. Этот триод не требует напряжения смещения, так как даже при значительных анодных напряжениях и нуле напряжения на сетке, анодные токи его чрезвычайно малы.

Работа в области положительных сеточных напряжений приводит, однако, к сеточным токам. Влияние сеточных токов двоякое. Во-первых, они требуют некоторой мощности от элемента, управляющего колебаниями в цепи сетки усилителя, и, во-вторых, появление заметных по величине сеточных токов начинает влиять на ход анодной характеристики и, следовательно, на ход переменной составляющей в кривой анодного тока, дополнительно искажая ее. Это ставит перед необходимостью ограничивать значения амплитуды сеточного напряжения  $E_{cm}$  при работе с лампами с правыми характеристиками.

Для ограничения степени искажения принято не допускать значения  $E_{cm}$ , превышающего минимально возможное напряжение на аноде лампы  $U_{a \text{ мин}}$ , когда лампа пропускает большие токи. Так как

$$U_a = E_a - U_R, \quad (5-92)$$

то на основании (5-33)

$$U_{a \text{ мин}} = (1 - \xi) E_a \quad (5-93)$$

и поэтому вышеуказанное ограничение может быть записано в виде неравенства

$$E_{cm} \leq (1 - \xi) E_a. \quad (5-94)$$

По значению  $U_{a \text{ мин}}$  при больших анодных токах для каждого типа лампы может быть по (5-93) установлено то предельное значение, которое при данном напряжении питания лампы  $E_a$  может быть допущено, и затем по (5-94) установлено то максимальное значение колебательного напряжения  $E_{cm}$ , которое не должно быть превзойдено.

Предельно допустимое значение  $\xi$  определяет, как это можно видеть из (5-91), и максимум к. п. д. усилителя. Так,

если в классе усиления  $AB_2$  удастся достигнуть значений  $\xi$  от 0,8 до 0,85, то предельное значение к. п. д. в этом классе усиления может быть повышено до

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot 0,85 = 0,67.$$

Это много больше, чем в классе усиления А, для которого к. п. д. лежит в границах 20—25%.

При расчете потребной мощности питания в схеме усилителя необходимо кроме выходной мощности учитывать еще: 1) потери мощности в выходном трансформаторе, к. п. д. которого  $\eta_{mp}$  лежит в границах от 0,8 до 0,9; 2) мощность, затрачиваемую на смещение; 3) мощность, затрачиваемую на питание экранных сеток при применении пентодов и лучевых ламп.

При автоматическом смещении величина катодного сопротивления в первом приближении определяется из равенства

$$R_k = \frac{E_{c0}}{I_E}. \quad (5-95)$$

Значение  $I_E$  мы принимаем вначале равным  $2I_{a0}$ . Затем, если в результате расчета по первому приближению  $I_E$  оказывается заметно отличным от  $2I_{a0}$ , то последующими приближениями значение  $I_E$  и зависящая от него величина  $R_k$  уточняются.

Постоянная составляющая падения напряжения в катодном сопротивлении  $R_k$  уменьшает на такую же величину напряжение питания, что снижает ток нагрузки и выходную мощность каскада. Особенность работы звена автоматического смещения в двухтактной схеме заключается в том, что первые и другие нечетные гармонического тока в нем компенсируются. Поэтому отпадает необходимость, как уже указывалось, в шунтировании сопротивления  $R_k$  емкостью.

### 5-9. ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПРИ ДВУХТАКТНОЙ СХЕМЕ

Рассчитываем выходной каскад усилителя на мощность  $P_R = 10$  вт (с учетом потерь в выходном трансформаторе) при ограничении коэффициента нелинейности значением  $\nu = 5\%$ .

Лампы желательно иметь на нормальное напряжение накала  $U_n = 6,3$  в. Невысокий относительно коэффициент искажения при значительной выходной мощности дает основание к предварительному выбору класса усиления АВ при двухтактной схеме усиления.

Вначале попытаемся получить эту мощность в классе АВ (режим работы без сеточных токов). Если это не удастся, то надо провести расчет в режиме по классу  $AB_2$ .

Для работы в классе АВ выбираем по сводному графику фиг. 5-14 и данным табл. 4-1, 4-2 и 4-3 подходящую по мощности лампу.

По каталожным данным требуемой мощности в первом приближении удовлетворяет триод 6С6. Проверим это расчетом.

Сдвоенная диаграмма для лампы 6С6 при  $E_a = 300$  в и  $E_{c0} = -65$  в вместе с динамической линией нагрузки  $R_{aS} = 750$  ом, отвечающей максимуму отдаваемой мощности, приведена на фиг. 5-23.

По точкам пересечения динамической линии нагрузки с результирующими характеристиками при  $e_c = E_{ct}$  и  $e_c = \frac{1}{2} E_{ct}$  находим:

$$I_{a \text{ макс}} = 200 \text{ ма} \text{ и } I_{a (+1/2)} = 96 \text{ ма.}$$

По (5-78) и (5-79) определяем:

$$I_{a1m} = \frac{2}{3} (I_{a \text{ макс}} + I_{a (+1/2)}) = \frac{2}{3} (200 + 96) = 197 \text{ ма,}$$

$$I_{a3m} = \frac{1}{3} (I_{a \text{ макс}} - 2I_{a (+1/2)}) = \frac{1}{3} (200 - 192) \approx 3 \text{ ма.}$$

Колебательная мощность по (5-82) в этом случае равна:

$$P_R = \frac{1}{2} I_{a1m}^2 R_{aS} = \frac{1}{2} 197^2 \cdot 10^{-6} \cdot 750 = 14,4 \text{ вт.}$$

При независимом смещении мы получили мощность больше заданной. Проверим, хватит ли избытка мощности для перевода схемы на автоматическое смещение.

Средний ток в лампе определяем по приближенной формуле (5-80)

$$I_a = \frac{I_{a1m}}{\pi} = \frac{197}{\pi} = 62,5 \text{ ма.}$$

Ток, проходящий через сопротивление смещения, тот же, что и в источнике питания. На основании (5-81) и (5-95) находим:

$$R_{\kappa} = \frac{|E_{c0}|}{2I_a} = \frac{65}{2 \cdot 62,5 \cdot 10^{-3}} = 510 \text{ ом.}$$

Потери мощности в сопротивлении смещения

$$P_{\kappa} = 65 \cdot 62,5 \cdot 10^{-3} = 4,05 \text{ вт.}$$

При уменьшении на такую же величину ранее рассчитанной выходной мощности мы получим результирующую мощность при автоматическом смещении

$$P' \approx P_R - P_{\kappa} = 14,4 - 4,05 \approx 10 \text{ вт.}$$

Найденная мощность удовлетворяет требуемой: мощность питания

$$P_E = 2E_a I_a = 2 \cdot 300 \cdot 62,5 = 37,5 \text{ вт;}$$

мощность, теряемая в каждой из ламп,

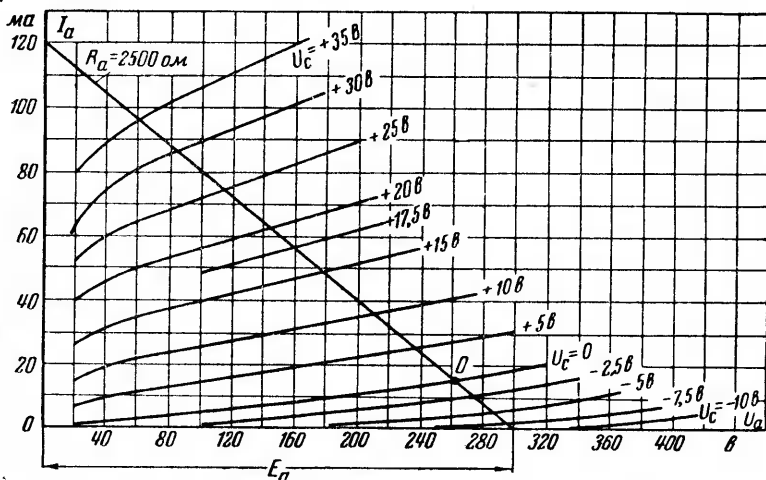
$$P_a = \frac{P_E - (P_R + P_{\kappa})}{2} = \frac{37,5 - 14,4}{2} = 11,55 \text{ вт.}$$

Так как по каталогу  $P_{a\text{ доп}} = 15 \text{ вт}$ , то найденные потери мощности вполне допустимы.

При учете потери мощности в звене автоматического смещения к. п. д. усилителя

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = \frac{10}{37,3} = 26,5\%.$$

Полученный к. п. д. относительно мал в силу того, что, желая избежать сеточных токов, мы заметно ограничили коэффициент использования лампы по напряжению.



Фиг. 5-26. Анодная диаграмма двойного триода 6Н7.

Коэффициент нелинейных искажений в этой схеме

$$\nu = \frac{I_{a3m}}{I_{a1m}} \cdot 100 = \frac{3}{197} \cdot 100 = 1,5\%,$$

что вполне удовлетворяет заданию.

Теперь посмотрим, нельзя ли получить ту же мощность, вводя в двухтактную схему двойной триод типа 6Н7 с правыми характеристиками, семейство которых вместе с динамической линией нагрузки ( $R_{aS} = 2500 \text{ Ом}$ ), отвечающей максимуму мощности, нанесены на фиг. 5-26. Динамическая линия нагрузки проходит через точку, определяемую на оси абсцисс напряжением питания  $E_a = 300 \text{ в}$  и через точку покоя  $O$ , определяемую напряжением смещения  $E_{c0} = 0$ . Ток покоя  $I_{a0} = 15 \text{ ма}$ . Используя полностью допустимую величину колебательного напряжения, принимаем  $E_{cm}$  равным 35 в. Здесь нет нужды в построении результирующих характеристик, поскольку при выбранных  $E_a, E_c, R_{aS}$  режим работы ламп в классе АВ оказывается очень близким к режиму работы в классе В, когда лампы пропускают ток поочередно.



По точкам пересечения динамической линии нагрузки с анодными характеристиками при  $E_{cm}$  и  $E_c(+1/2)$  находим:

$$I_{a макс} = 96,5 \text{ ма} \text{ и } I_{a(+1/2)} = 56,5 \text{ ма}.$$

Так как при  $U_c = -E_{cm}$  и  $U_c = -\frac{1}{2} E_{cm}$  анодные токи равны нулю, то приведенные значения токов определяют одновременно и разность анодных токов, т. е. ток в первичной обмотке выходного трансформатора.

В этом случае (5-78) и (5-79) дают:

$$I_{a1m} = \frac{2}{3} (I_{a макс} + I_{a(+1/2)}) = \frac{2}{3} (96,5 + 56,5) = 102 \text{ ма},$$

$$I_{a3m} = \frac{1}{3} (I_{a макс} - 2I_{a(+1/2)}) = \frac{1}{3} (96,5 - 2 \cdot 56,5) = -5,5 \text{ ма}.$$

Знак минус показывает, что третья гармоническая противоположна здесь по фазе первой гармонической. Этим объясняется то, что  $I_{a макс}$  оказывается меньше  $I_{a1m}$ .

Выходная мощность по (5-82) равна:

$$P_R = \frac{1}{2} I_{a1m}^2 R_{aS} = \frac{1}{2} \cdot 102^2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 500 = 13 \text{ вт}.$$

Средний ток в лампе (определяем по приближенной формуле (5-80))

$$I_a = \frac{I_{a1m}}{\pi} = \frac{102}{\pi} = 32,3 \text{ ма}.$$

Мощность питания

$$P_E = 2I_{01}E_a = 2 \cdot 32,3 \cdot 10^{-3} \cdot 300 = 19,4 \text{ вт}.$$

Мощность, теряемая в лампе,

$$P_a = P_E - P_R = 19,4 - 13 = 6,4 \text{ вт},$$

что по каталожным данным вполне допустимо.

Кoeffициент полезного действия усилителя

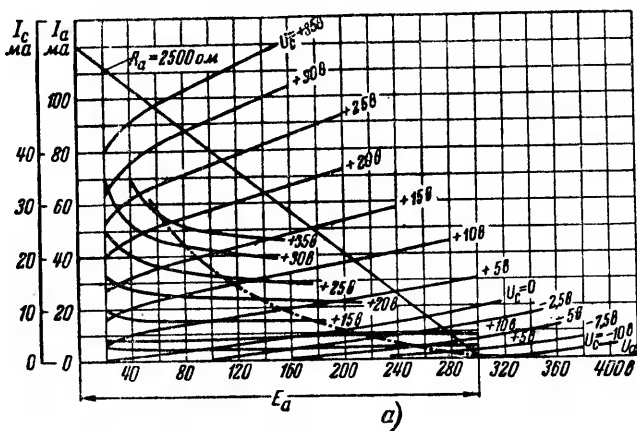
$$\eta = \frac{13,0}{19,4} = 67\%$$

оказывается здесь много больше, чем при лампе 6С6, достигая максимально возможной величины.

Проверим еще коэффициент нелинейности

$$\nu = \frac{I_{a3m}}{I_{a1m}} = \frac{5,5}{102} = 5,4\%.$$

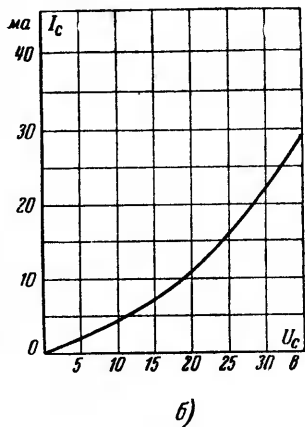
Поскольку  $\nu$  лишь не намного превосходит максимально допустимый по заданию, выигрыш в к. п. д. и затрачиваемой мощности при лампе 6Н7 очень значителен (не говоря уже о том, что при триоде 6Н7 мы в схему вводим только одну лампу вместо двух 6С6 и, кроме того, мы исключаем напряжение смещения  $E_{c0}$ ), то можно заключить, что для требуемого усилителя более выгодно выбрать лампу 6Н7.



Фиг. 5-27. Анодная диаграмма с кривыми сеточного тока триода 6Н7.

а—анодные и сеточно-анодные характеристики; б—характеристика сеточного тока.

При применении такой лампы предвходящий каскад (предвыходной) должен быть рассчитан на выходной ток, равный сеточному току выходного каскада. Для построения кривой сеточного тока в функции от переменного сеточного напряжения необходимо, чтобы на анодной диаграмме лампы кроме анодных характеристик были также нанесены, как на фиг. 5-27, а, характеристики сеточного тока. Тогда, снося точки пересечения динамической линии нагрузки с анодными характеристиками на соответствующие кривые сеточного тока, мы получаем данные для построения характеристики сеточного тока, приведенной на фиг. 5-27, б.



### 5-10. ПРЕДВЫХОДНОЙ КАСКАД

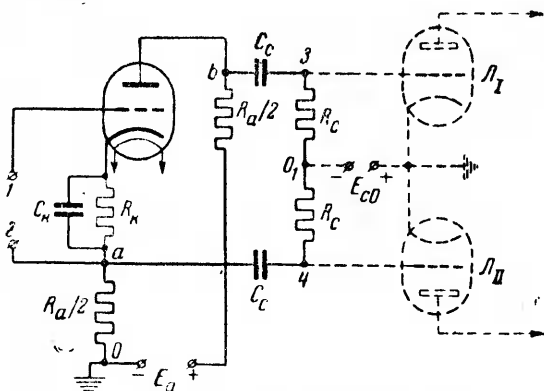
Структура схемы и параметры элементов предвыходного каскада (каскада, предшествующего выходному) зависят от схемы и режима работы выходного каскада.

При одноконтурной схеме и классе усиления А, когда на входе выходного каскада нет сеточных токов, предвыходной каскад представляет собой обычный усилитель напряжения, режим работы которых рассматривается нами в § 5-12.

При двухконтурной схеме выходного каскада предвыходной каскад должен обеспечить на выходе двухфазное напряжение с одинаковыми по амплитуде, но противоположными по фазе напряжениями  $e_{c1}$  и  $e_{c2}$ .

При осуществлении входа у выходного каскада, как на фиг. 5-13 и 5-22, через сеточный трансформатор, который является одновременно выходным для предвыходного каскада, двухфазность сеточного напряжения достигается разбивкой вторичной обмотки сеточного трансформатора на две секции.

В том случае, когда выходной каскад при двухтактной схеме работает без сеточных токов, нередко более экономное решение задачи — создания двухфазности в управляющем напряжении — можно получить с помощью так называемых инверсных схем.



Фиг. 5-28. Инверсная схема.

Один из вариантов такой схемы приведен на фиг. 5-28. Нагрузочное сопротивление  $R_a$  в анодной цепи лампы предвыходного каскада разбито здесь на две равные части. Одна часть включена, как обычно, между положительным полюсом источника питания и анодом, а другая часть включена между отрицательным полюсом источника питания и катодом.

Так как по отношению к переменным составляющим тока и напряжения источник питания может рассматриваться как короткозамкнутый участок цепи, то при прохождении переменной составляющей тока потенциалы точек  $a$  и  $b$  по отношению к (мысленно соединенным вместе) зажимам питания равны и противоположны по знаку. Переменные составляющие напряжения, равные падениям напряжения в  $\frac{1}{2}R_a$ , передаются через разделительные конденсаторы  $C_c$  сеточным сопротивлениям.

Точка  $O_1$  схемы получает при этом примерно тот же потенциал, что и объединенные зажимы источника питания. В результате сеточные напряжения получаются почти одинаковыми по величине и противоположными по фазе. Неболь-

шую несимметрию вызывает прохождение некоторой доли переменной составляющей тока через сопротивление смещения  $R_k$ . Эта асимметрия исключается в других, более сложных, вариантах инверсных схем, которые мы здесь не рассматриваем.

При работе выходного каскада в режимах усиления  $A_{B_1}$  и  $B_2$  предвыходной каскад работает так же, как усилитель мощности. В таком случае переход от предвыходного каскада к выходному осуществляется в большинстве случаев через сеточный трансформатор, как на фиг. 5-13 и 5-22.

Выходная мощность, передаваемая сеточным трансформатором от предвыходного каскада к выходному, может быть вычислена по первой гармонической сеточного тока и колебательному напряжению в цепи сетки выходного каскада. Так как вторичные обмотки сеточного трансформатора обтекаются током попеременно и ход кривой сеточного тока несинусоидален, то в целях уменьшения относительной несинусоидальности нагрузки предвыходного каскада вторичные обмотки сеточного трансформатора иногда шунтируют (как показано на фиг. 5-22 пунктиром) активными сопротивлениями. Эти сопротивления выбираются по задаваемой процентной величине теряемой в них мощности. Выходная мощность предвыходного каскада при этом также повышается на заданную процентную величину.

Для определения выходной мощности предвыходного каскада проведем расчет его применительно к рассчитанному в предыдущем параграфе усилителю мощности при использовании лампы типа 6Н7.

Первую гармоническую сеточного тока находим по (5-78) аналогично тому, как определялась первая гармоническая анодного тока в выходном каскаде мощности.

Мгновенные значения сеточных токов, соответствующих  $e_c = E_{cm} = 35$  в и  $e_c = \frac{1}{2} E_{cm} = 17,5$  в, находим по кривой на фиг. 5-27,б

$$I_{c \text{ макс}} = 29 \text{ ма}, I_{c(+1/2)} = 8,7 \text{ ма}.$$

По (5-78)

$$I_{c1m} = \frac{2}{3} (I_{c \text{ макс}} + I_{c(+1/2)}) = \frac{2}{3} (29 + 8,7) = 25,1 \text{ ма}.$$

Определяем сопротивление в сеточной цепи, ведя расчет по эквивалентной схеме параллельного включения ламп выходного каскада (фиг. 5-25). В этом случае

$$r_c = \frac{E_{cm}}{I_{c1m}} = \frac{35}{25,1 \cdot 10^{-3}} = 1400 \text{ ом}.$$

Действительное сопротивление в цепи сетки каждой из ламп выходного каскада в два раза больше (поскольку ток  $i_{c1}$  проходит через цепь сетки только в течение одного полупериода переменного напряжения). По отношению к выходным зажимам предоконечного каскада суммарное сеточное сопротивление возрастает в четыре раза по отношению к  $r_c$ .

Сопротивление шунта  $r_s$  (включенного параллельно вторичным обмоткам сеточного трансформатора) определяем из условия, что потери мощности в этих сопротивлениях не превосходят 1% от выходного каскада  $P_R$ .

Это дает:

$$r_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{cm}^2}{P_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{cm}^2}{0,01P_R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{35^2}{0,01 \cdot 13} = 50\,000 \text{ ом.}$$

Результирующее сопротивление предоконечного каскада получается в этом случае равным:

$$r_2 = \frac{4r_c r_s}{4r_c + r_s} = \frac{4 \cdot 1\,400 \cdot 50\,000}{4 \cdot 1\,400 + 50\,000} = 5\,000 \text{ ом.}$$

Так как найденное сопротивление находится под воздействием двойного напряжения с амплитудой  $2E_{cm}$ , то выходная мощность оконечного каскада с учетом к. п. д. сеточного трансформатора, лежащего в границах от 0,8 до 0,9, равна:

$$P_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\eta} \cdot \frac{(2E_{cm})^2}{r_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{0,8} \frac{(2 \cdot 35)^2}{5\,000} = 0,65 \text{ вт.}$$

На эту мощность и должны быть рассчитаны лампы предвыходного каскада.

### 5-11. УСИЛИТЕЛЬ ТОКА. КАСКАД С КАТОДНОЙ НАГРУЗКОЙ

Усилителем тока принято называть усилитель, у которого на выходе важно получить определенный ток. Входной величиной такого усилителя может быть либо ток, либо напряжение, получаемое от датчика. Поскольку ток датчика, проходя через входное сопротивление  $R_{вх}$ , создает в конечном итоге напряжение на входе у сетки, которым лампа и управляется, то нет нужды в принципиальном отличии входного тока от входного напряжения.

Нормальная схема усиления тока в принципе не отличается от рассмотренной нами схемы усилителя мощности, у которого нагрузочное сопротивление включалось в анодную цепь. Такой усилитель тока (с анодной нагрузкой) в самостоятельном анализе и расчете не нуждается, так как его можно рассматривать как частный случай усиления мощности. Максимальное значение выходного тока в таком усилителе лимитируется током насыщения лампы, а среднее значение этого тока лимитируется допускаемыми потерями мощности в лампе.

При включении нагрузочного сопротивления через выходной трансформатор условие получения максимального выходного тока с обеспечением достаточно низкого значения коэффициента нелинейности примерно совпадает с условием получения максимальной выходной мощности.

В зависимости от того, какая величина является заданной на входе усилителя: входной ток или входное напряжение, эффективность действия усилителя тока оценивается либо по динамическому коэффициенту усиления тока

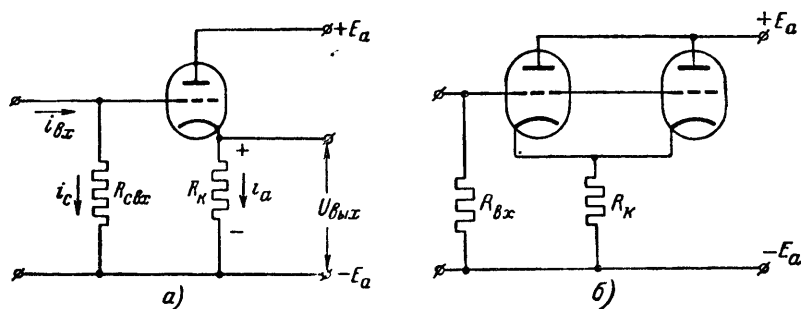
$$K_i = \frac{di_a}{di_{вх}}, \quad (5-96)$$

либо по динамической крутизне

$$S_{дин} = \frac{di_a}{de_c}. \quad (5-97)$$

Последняя связана со статической крутизной приведенной ранее формулой (5-13).

В целях повышения динамической крутизны в усилителях тока в соответствии с формулой (5-13) выбирают лампы



Фиг. 5-29. Усилительный каскад с катодной нагрузкой.

а — с одной лампой; б — с параллельно соединенными лампами.

с возможно большей статической крутизной  $S_{ст}$  и с возможно большим внутренним сопротивлением  $R_i$ . Статический коэффициент усиления у таких ламп получается относительно небольшим.

Значения  $K_i$  и  $S_{дин}$  могут быть заметно повышены, если перейти от нормальной схемы с анодной нагрузкой (фиг. 5-1) к схеме с катодной нагрузкой, изображенной на фиг. 5-29, а. В такой схеме нагрузочное сопротивление  $R_k$  включается так же, как и звено автоматического смещения, в общий участок анодной и сеточной цепей. Режим работы усилителя с катодной нагрузкой отличается рядом особенностей:

1. Во-первых, динамический коэффициент усиления напряжения у такого усилителя всегда меньше единицы. Это непосредственно видно из схемы, поскольку напряжение на сопротивлении  $R_k$ , являющееся выходным, составляет только часть от напряжения на входе у сетки.

Для того чтобы численно определить значение динамического коэффициента усиления, перепишем (5-65) по отношению к переменной составляющей тока. Это дает:

$$i_a = \frac{\mu e_c}{R_i + (1 + \mu)R_k}. \quad (5-98)$$

Из (5-98) следует, что динамический коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{\partial u_{вых}}{\partial e_c} = \frac{\partial i_a R_k}{\partial e_c} = \frac{\mu R_k}{R_i + (1 + \mu)R_k}. \quad (5-99)$$

Если пренебречь единицей по сравнению с  $\mu$  в скобке знаменателя и разделить числитель и знаменатель дроби на  $\mu$ , то мы получим:

$$K = \frac{R_k}{\frac{1}{S_{cm}} + R_k}. \quad (5-100)$$

Из (5-100) следует, что  $K$  тем ближе к единице, чем крутизна лампы  $S$  больше.

Динамический коэффициент усиления по току может быть, напротив, в такой схеме доведен до очень высоких значений, что составляет вторую особенность схемы.

Действительно, если входное напряжение  $e_c$  в (5-98) записать через определяющий его ток  $i_{вх}$ , то

$$i_a = \frac{\mu i_{вх} R_{ax}}{R_i + (1 + \mu)R_k}. \quad (5-101)$$

Динамический коэффициент усиления по току в этом случае равен:

$$K_i = \frac{\partial i_a}{\partial i_{вх}} = \frac{\mu R_{ax}}{R_i + (1 + \mu)R_k}. \quad (5-102)$$

Если пренебречь единицей по сравнению с  $\mu$  (в скобке знаменателя) и величиной  $R_i$  по сравнению с  $\mu R_k$ , то мы получаем:

$$K_i \approx \frac{R_{ax}}{R_k}. \quad (5-103)$$

Из полученного приближенного равенства (5-103) и следует высказанное выше положение.

Динамическая крутизна  $S_{дин}$ , как это следует из (5-97) и (5-98), определяется из равенства

$$S_{дин} = \frac{\mu}{R_i + (1 + \mu)R_k}. \quad (5-104)$$

Из сопоставления (5-102) с (5-104) находим:

$$K_i = S_{\text{дин}} R_{\text{св}} \quad (5-105)$$

Из (5-105) с учетом (5-13) следует, что коэффициент усиления по току у усилителя с катодной нагрузкой тем больше, чем больше крутизна лампы  $S$  и чем больше входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$ .

Если, например,  $R_{\text{св}}$  взять равным  $10^7$  ом, а  $R_{\text{к}} = 10^3 \div 10^4$  ом, то мы получим, что один катодный каскад будет усиливать токи в  $10^3 \div 10^4$  раз. Такое значительное усиление при одном каскаде усиления по схеме с анодной нагрузкой получить невозможно.

Третьей особенностью каскада с катодной нагрузкой является то, что он обладает большим входным и относительно малым выходным сопротивлениями. Такое свойство усилителя с катодной нагрузкой широко используется в тех схемах усиления, где цепь измерительного элемента может быть замкнута только на большое сопротивление, а потребитель тока представляет собой относительно малое сопротивление.

Каскад с катодной нагрузкой, применяемый в качестве промежуточного звена (катодный повторитель) выполняет в таких схемах функции «трансформатора» сопротивления.

В тех случаях, когда для усиления тока применение одного каскада усиления является недостаточным, то пользуются многокаскадным усилением тока. В таких усилителях первые каскады работают обычно в режиме усиления напряжения, а выходной — в режиме усиления тока. Когда одна лампа в выходном каскаде не обеспечивает нужного тока на выходе, включаются две и более лампы параллельно, как это показано на фиг. 5-29,б. При параллельном включении достигается уменьшение внутреннего сопротивления ламп и вместе с тем повышается результирующая крутизна.

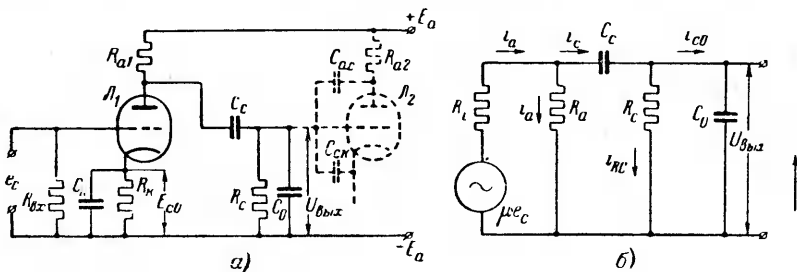
## 5-12. РАСЧЕТ РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНОГО УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Требование обеспечить минимальный коэффициент нелинейности является у усилителей напряжения еще более жестким, чем у усилителей мощности. Поэтому усилители напряжения работают, как правило, только в классе усиления А, без сеточных токов. К требованию обеспечить малый коэффициент нелинейности у многокаскадных усилителей напряжения добавляется еще требование обеспечить малое значение коэффициента частотных искажений в связи с тем, что напряжение на входе, как правило, несинусоидально. Эти два требования в сочетании со стремлением обеспечить высокое зна-



чение динамического коэффициента усиления с целью уменьшения числа требующихся каскадов и являются основными факторами, определяющими выбор параметров каскада усиления напряжений и режима его работы.

Правильная передача усиливаемого напряжения с входа на выход при несинусоидальной форме кривой напряжения на входе связана с необходимостью сохранения одинакового значения динамического коэффициента усиления для всех гармонических, входящих в состав усиливаемого напряжения.



Фиг. 5-30. Реостатно-емкостный усилитель.

а—схема; б—схема замещения.

В связи с этим первостепенную роль в оценке качества усилителя начинает играть его усилительно-частотная характеристика, примером которой являлась характеристика, рассмотренная на фиг. 5-10, в. Для обеспечения минимума частотных искажений усилительно-частотная характеристика должна сохранять постоянство ординат в диапазоне частот, которые могут иметь гармонические во входном напряжении.

Из названных в пп. 2, 3 и 5 в § 5-3 типах усилителей переменного тока наиболее широкой полосой частот, в которой динамический коэффициент усиления мало изменяется, обладает реостатно-емкостный усилитель (фиг. 5-6, б). Его мы и рассмотрим в первую очередь.

Электрическая схема одного каскада такого усилителя с элементами связи его со следующим каскадом (показанным пунктиром) приведена на фиг. 5-30, а. Связь между каскадами осуществлена здесь через активное сопротивление  $R_c$ , вводящее в цепь сетки лампы  $L_2$  последующего каскада управляющее напряжение  $U_{вх}$  и конденсатор связи с емкостью  $C_c$ , не пропускающий в цепь  $R_c$ , постоянную составляющую тока от анодной цепи первого каскада.

Активная проводимость в цепи сетки у лампы второго каскада не учитывается, так как электронные сеточные токи очень малы. После введения эквивалентной емкости  $C_0$

в качестве нагрузочного сопротивления первого каскада второй каскад может быть вовсе исключен из рассмотрения.

Результирующая величина входной емкости второго каскада  $C_0$  (являющаяся одновременно выходной емкостью для первого каскада) зависит от двух частичных междуэлектродных емкостей, а именно: 1) от емкости сетка—катод  $C_{ск}$  и 2) от емкости сетка—анод  $C_{ас}$ .

Если бы емкость  $C_{ас}$  находилась под тем же напряжением, что и емкость  $C_{ск}$ , то результирующая емкость  $C_0$  была бы просто суммой  $C_{ас}$  и  $C_{ск}$ , но, поскольку на  $C_{ас}$  действует другое напряжение, а именно разность анодного и сеточного напряжений, имеющих при том противоположные фазы, то при приведении результирующей емкости к напряжению  $U_{вых}$  мы приходим к равенству

$$C_0 = C_{ск} + C_{ас}(1 + K_2); \quad (5-106)$$

здесь  $K_2$  — коэффициент усиления второго каскада.

Равенство (5-106) показывает, что результирующая емкость  $C_0$  зависит не только от междуэлектродных емкостей лампы второго каскада, но и от коэффициента усиления этого каскада.

В связи с ответвлением тока от анодной цепи первого каскада в контур связи коэффициент усиления первого каскада зависит не только от внутреннего сопротивления лампы  $R_l$  и анодной нагрузки  $R_a$ , как в (5-11), но еще и от параметров контура связи  $R_c$  и  $C_c$ , а также от выходной емкости каскада  $C_0$ .

Для определения численного значения коэффициента усиления обратимся к схеме замещения для переменной составляющей тока в каскаде, представленной на фиг. 5-30, б. В этой схеме лампа заменена эквивалентным генератором с э. д. с., равной  $\mu e_c$ .

На схеме замещения отсутствует источник постоянного напряжения  $E_a$ , так как она составлена для переменной составляющей тока, для которой источник постоянного напряжения представляет весьма малое сопротивление. К этому надо добавить, что в практических схемах источник напряжения  $E_a$  шунтируется блокировочным конденсатором с достаточно большой емкостью.

Приведенная схема действительна для любой гармонической тока, создаваемой в ней эквивалентным генератором, пока эти гармонические не больше постоянной составляющей тока, замыкающегося в цепи с  $R_a$ .

Вычисляя по законам Кирхгофа действующее значение выходного напряжения в рассматриваемой схеме при частоте генератора  $\omega$ , находим [Л. V-1]:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\mu E_c}{1 + \frac{R_l}{R_a} + \frac{R_l}{R_c} + j \left( \omega C_0 R_l - \frac{1 + \frac{R_l}{R_a}}{\omega C_c R_c} \right)}; \quad (5-107)$$

здесь  $E_c$  — действующее значение напряжения генератора. Это напряжение записано как действительная величина, поскольку ее можно принять за исходную.

Динамический коэффициент усиления на основе (5-107)

$$\dot{K} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_l}{R_a} + \frac{R_l}{R_c} + j \left( \omega C_0 R_l - \frac{1 + \frac{R_l}{R_a}}{\omega C_c R_c} \right)} = \frac{A}{B + jC}. \quad (5-108)$$

Для конкретизации влияния отдельных параметров схемы на изменение динамического коэффициента усиления в функции от частоты на основе (5-108) на фиг. 5-31 построены усилительно-частотные характеристики для конкретных параметров лампы и контура, а именно: для лампы с  $\mu = 100$ ,  $R_l = 100$  ком при сеточном сопротивлении  $R_c = 500$  ком; выходной емкости  $C_0 = 200$  пф при двух значениях нагрузочного сопротивления: а)  $R_a = 50$  ком и б)  $R_a = 200$  ком, и двух значениях емкости разделительного конденсатора: а)  $C_c = 0,01$  мкф и б)  $C_c = 0,05$  мкф.

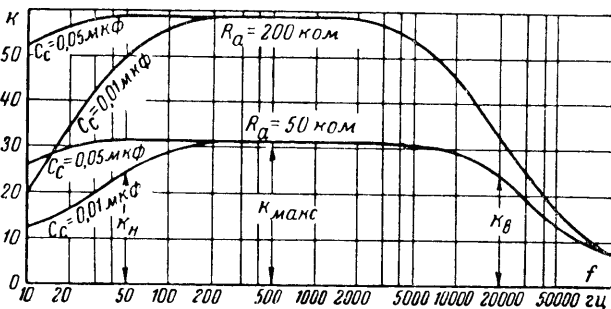
Диапазон частот, нанесенный на оси абсцисс фиг. 5,31, от десятков герц до 50 000 гц относится к так называемому звуковому диапазону с охватом так же ультразвуковых частот.

Высокочастотные колебания, которые применяются в современной усилительной технике, лежат в диапазоне до 3 000 мгц и более. Поэтому естественно, что звуковой диапазон частот относится к спектру колебаний относительно низких частот. Вводимые ниже термины для отдельных полос частот звукового диапазона сохраняют поэтому только относительное значение в пределах рассматриваемого диапазона.

Ход кривых на фиг. 5-31 показывает, что в области средних частот (звукового диапазона) коэффициент усиления максимален и мало изменяется по величине с изменением частоты. Лишь с выходом за границы среднего диапазона частот влево и вправо, т. е. в области как более низких, так и более высоких частот, коэффициент усиления заметно снижается.

Снижение коэффициента усиления в области низких частот обусловлено тем, что сопротивление  $\frac{1}{\omega C_c}$  конденсатора  $C_c$ , включенного в схему замещения последовательно, растет по мере понижения частоты, а вместе с его ростом повышается падение напряжения в нем, что приводит к снижению  $U_{вых}$ .

В области высоких частот сопротивление последовательно включенной емкости  $C_c$  мало, но зато возрастает влияние ветви  $C_0$ , увеличивающее общий ток, в связи с чем снижаются  $U_{вых}$  и  $K$ .



Фиг. 5-31. Усилительно-частотные характеристики реостатно-емкостного усилителя.

Особенно велико влияние  $C_0$  в диапазоне радиочастот, в связи с чем здесь особенно важно иметь  $C_0$  возможно меньшим. Это достигается использованием в усилителях напряжения в диапазоне радиочастот ламп с весьма малой проникаемостью экранирующих сеток (высокочастотные пентоды).

Падение напряжения на емкости  $C_c$ , обусловленное емкостной составляющей тока ветви с  $C_0$ , изменяется по величине и по фазе по мере повышения частоты  $\omega$ . При некоторой промежуточной (критической) частоте  $\omega_0$ , при которой скобка в знаменателе (5-108) превращается в нуль, падение напряжения на  $C_c$  отрицательно, т. е. фактически имеет место подъем напряжения. Если при такой частоте удалить одновременно из схемы оба конденсатора  $C_0$  и  $C_c$ , то  $U_{вых}$  не изменится, поскольку уменьшающееся падение напряжения на  $R_i$  (в силу уменьшения общего тока в цепи) скомпенсирует исключение из цепи подъема напряжения на  $C_c$ .

Для критической частоты, определяемой из равенства

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_i}{1 + \frac{R_i}{R_a}} R_c R_i C_c C_0}, \quad (5-109)$$

получаемого приравниванием нулю мнимой составляющей в знаменателе (5-108), схема замещения в силу сказанного может быть упрощена с оставлением в ней только одних активных сопротивлений, что соответствует фиг. 5-32.

При не очень больших отступлениях от частоты  $\omega_0$  реактивное сопротивление, связанное с мнимой составляющей в знаменателе (5-108), относительно мало изменяется. Поэтому и  $U_{вых}$  и определяемый им динамический коэффициент усиления  $K$  мало изменяются, что видно из хода среднего участка на усилительно-частотной характеристике на фиг. 5-31.

Ординаты сохраняют здесь почти постоянное значение. Этот участок определяет максимальное значение динамического коэффициента усиления.

Значение последнего может быть найдено при исключении мнимой составляющей из знаменателя (5-108).

Это дает:

$$K_{\max} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} = \frac{\mu}{B}. \quad (5-110)$$

Уравнение (5-110) легко преобразуется в уравнение

$$K_{\max} = \mu \frac{\frac{R_a R_c}{R_a + R_c}}{\frac{R_a R_c}{R_a + R_c} + R_i}, \quad (5-110a)$$

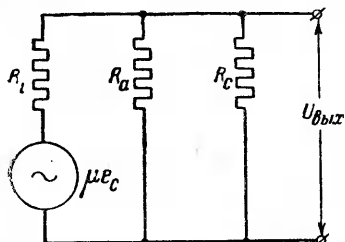
из которого видно, что в разветвленной схеме динамический коэффициент усиления определяется, как и в уравнении (5-11), отношением внешнего сопротивления (характеризуемого в схеме замещения фиг. 5-32 двумя параллельными ветвями) к сумме внешнего сопротивления и внутреннего сопротивления лампы.

В (5-110), как и в (5-108), через  $B$  обозначена действительная составляющая знаменателя:

$$B = 1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}. \quad (5-111)$$

Из (5-110) и (5-111) следует, что численное значение максимума коэффициента усиления зависит от выбора относительных значений  $\frac{R_i}{R_a}$  и  $\frac{R_i}{R_c}$ . Последнее отношение может быть также заменено через  $\frac{R_i}{R_a}$ , если учесть те факторы, которые регулируют отношение  $\frac{R_c}{R_a}$ .

Одним из таких факторов является необходимость известного ограничения тока в контуре связи по сравнению с анодным током с тем, чтобы предупредить заметное влияние на режим работы лампы (и в частности, на величину ее внутреннего сопротивления) изменений тока в контуре связи.



Фиг. 5-32. Схемы замещения реостатно-емкостного усилителя для основной частоты.

Такое ограничение можно считать приемлемым, если принять  $I_c \leq (0,1 \div 0,2) I_a$ .

Это приводит к соотношению сопротивлений, определяемому неравенством

$$R_c \geq (5 \div 10) R_a. \quad (5-112)$$

Для выбора сопротивления  $R_c$  существует и верхняя граница. Важно, чтобы ток утечки, проходящий через конденсатор  $C_c$ , не

вызывал заметного положительного падения напряжения на сопротивлении  $R_c$ , через которое такой ток проходит, поскольку такое падение напряжения ослабляет функции напряжения смещения. Это приводит к неравенству

$$R_c < 2 \div 3 \text{ мгом.} \quad (5-113)$$

Заменяя на основе (5-112) значение  $\frac{R_i}{R_c}$  через  $\frac{R_i}{R_a}$ , находим:

$$B = 1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{(5 \div 10) R_a}. \quad (5-113a)$$

Выбор численного значения для  $\frac{R_i}{R_a}$  или для обратного ему отношения  $\frac{R_a}{R_i}$  регулируется в усилителях напряжения следующими тремя факторами:

1. Стремлением получить возможно большим значение  $K_{\text{макс}}$ . С этой точки зрения желательно иметь  $\frac{R_i}{R_a}$  возможно

меньшим, т. е.  $\frac{R_a}{R_i}$  возможно большим. По уровню горизонтальных участков усилительно-частотных характеристик на фиг. 5-31 можно видеть, что этот участок расположен тем выше, чем  $R_a$  больше.

2. Стремлением сохранить на возможно более низком уровне коэффициент нелинейности. Это не позволяет иметь значение  $R_a$  при триодах большим, чем это диктуется равенством

$$R_a = (2 \div 4) R_i, \quad (5-114)$$

а для пентодов большим, чем это диктуется равенством

$$R_a = (0,1 \div 0,15) R_i. \quad (5-115)$$

Нижняя граница для коэффициента сопротивлений в (5-114) и (5-115) соответствовала, как мы видели в § 5-5, максимуму выходной мощности у усилителей мощности. В усилителях напряжения, где такой максимум не существен, коэффициент перед  $R_i$  может быть повышен и до верхней из указанных границ, что повышает коэффициент усиления напряжения.

При значениях  $R_a$ , превышающих верхнюю границу, динамическая линия нагрузки опускается настолько низко, что она может начать пересекать анодные характеристики на нелинейной их части (хвост характеристики). Это недопустимо, так как приводит к заметным нелинейным искажениям.

3. Стремлением ограничить величину коэффициента частотных искажений в первую очередь в области высоких частот. Из хода характеристики на фиг. 5-31 можно видеть, что при более высоких значениях  $R_a$  коэффициент частотных искажений, определяемый из равенства (5-19), получается тем больше, чем  $R_a$  больше. Следовательно, ограничение значения

$M_{fs}$  связано с ограничением отношения  $\frac{R_a}{R_i}$ .

Простую зависимость  $M_{fs}$  от  $\frac{R_a}{R_i}$  мы можем найти, если в (5-108) исключить второе слагаемое в скобках знаменателя, как величину весьма малую при больших частотах (даже в пределах звукового диапазона). Модуль коэффициента усиления в области высоких частот в этом случае равен:

$$K_{fs} = \frac{\mu}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c C_0 R_i}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}}\right)^2}} = \frac{\mu}{B \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c C_0 R_i}{B}\right)^2}}. \quad (5-116)$$

Беря отношение (5-110) и (5-116), мы находим коэффициент частотных искажений в области высоких частот

$$M_{fs} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c C_0 K_i}{B}\right)^2}. \quad (5-117)$$

Учитывая (5-113а) и пренебрегая величиной  $\frac{1}{R_i}$  в правой части (5-117), мы находим:

$$R_a \approx (0,85 \div 0,9) \frac{\sqrt{M_{fs}^2 - 1}}{\omega_c C_0}. \quad (5-118)$$

В зависимости от верхней границы по частоте  $\omega_g = 2\pi f_g$ , при которой мы хотим сохранить еще приемлемый коэффициент частотных искажений, значение  $R_{\omega}$  исчисляемое по (5-118), может оказаться и больше и меньше значения  $R_a$ , определяемого по (5-114), либо по (5-115).

Приемлемым поэтому с точки зрения коэффициента частотных и коэффициента нелинейных искажений надо считать то минимальное значение  $R_{\omega}$ , которое получается либо из (5-114) или (5-115), либо из (5-118). При подсчете по (5-114) либо (5-115) можно в начале ориентироваться на среднее значение коэффициента при  $R_i$  в правой части этих равенств.

Ограничение коэффициента частотных искажений в области низких частот решается, как это ниже будет показано, выбором величин  $C_c$  и  $R_c$ .

При допустимом по (5-114) либо (5-115) значении  $R_a$  максимальное значение динамического<sup>9</sup> коэффициента усиления определится при подстановке (5-114) или (5-115) в (5-110). Для триода это дает:

$$K_{\max} = (0,6 \div 0,7) \mu, \quad (5-119)$$

а для пентода

$$K_{\max} = (0,1 \div 0,15) \mu. \quad (5-120)$$

Этими значениями и пользуются при предварительном выборе лампы по каталогу.

При выборе между пентодами и триодами, обеспечивающими разные значения  $\mu$ , необходимо также учитывать получающуюся при тех и других лампах величину  $C_0$ .

Как правило,  $C_0$  у пентодов много ниже, чем у триодов, и поэтому они имеют неоспоримое преимущество перед триодами в области высоких частот (радиочастот). В области же звуковых частот в некоторых случаях  $C_0$  у триодов может оказаться меньше, чем у пентодов, в силу малого значения  $K_2$ , входящего в (5-106).

В таких случаях лучший результат по коэффициенту нелинейных искажений дает триод.

Выбрав лампу по каталогу по значению  $\mu$  с учетом  $C_0$  и нагрузочное сопротивление  $R_a$  по (5-114) либо по (5-118), мы получаем возможность так же, как мы это делали в § 5-6, провести аналитический либо графический расчет усилителя и с его помощью определить все величины, характеризующие режим работы усилителя напряжения.

Расчет параметров такого усилителя проводится исключительно, как говорилось, применительно к классу усиления А. Такой класс усиления обеспечивается: 1) выбором  $E_{c0}$  по



середине прямолинейного участка динамической анодно-сеточной характеристики; 2) выбором по  $E_{c0}$  такой величины  $E_{cm}$ , при которой остаточное напряжение на сетке  $|E_{c0}| - E_{cm} \geq (0,5 \div 1) \nu$ . Если  $E_{c0}$  в каталоге не дано и при расчете желательно избежать построения динамической анодно-сеточной характеристики, то  $E_{c0}$  может быть найдено непосредственно по семейству анодных характеристик путем выбора такой анодной характеристики, которая при пересечении с динамической линией нагрузки обеспечивает симметричное нарастание тока при положительном и отрицательном изменениях напряжения  $e_c$ .

Критериями к выбору сопротивления  $R_c$ , входящего в контур связи, служат, как указывалось, неравенства (5-112) и (5-113).

Емкость  $C_c$  может быть найдена из постоянной времени этого контура

$$\tau_n = C_c R_c. \quad (5-121)$$

Последняя выбирается из условия ограничения коэффициента частотных искажений в диапазоне низких частот.

Простое выражение для модуля коэффициента усиления в области низких частот можно получить, если пренебречь за его малостью первым членом в скобках знаменателя в (5-108) и добавить к числителю второго члена в этом уравнении величину  $\frac{R_i}{R_c}$ . Это дает:

$$K_n = \frac{\mu}{B \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega_n C_c R_c} \right)^2}}. \quad (5-122)$$

Беря отношение (5-110) к (5-122), мы находим коэффициент частотных искажений в диапазоне низких частот

$$M_{fn} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega_n C_c R_c} \right)^2}}, \quad (5-123)$$

откуда

$$C_c R_c = \tau_n = \frac{1}{\omega_n \sqrt{M_{fn}^2 - 1}}. \quad (5-124)$$

Определив из (5-124)  $\tau_n$ , мы затем из (5-121) находим  $C_c$ .

Определив параметры основных элементов схемы и ее динамический коэффициент усиления, можно далее на основании (5-22) и (5-108) найти углы сдвига фаз для любой

интересующей нас частоты, т. е. фазовую характеристику усилителя.

В области высоких частот

$$\operatorname{tg} \varphi_{\theta} = \frac{\omega_{\theta} C_0 R_i}{B}, \quad (5-125)$$

а в области низких частот

$$\operatorname{tg} \varphi_{\theta} = \frac{\left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right) \left(\frac{1}{\omega_{\theta} C_c R_c}\right)}{B}. \quad (5-126)$$

Проиллюстрируем описанный в настоящем параграфе метод и порядок расчета реостатно-емкостного усилителя напряжения на конкретном примере, рассматриваемом в следующем параграфе.

### 5-13. ПРИМЕР РАСЧЕТА РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНОГО УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Рассчитаем усилитель напряжения, на вход которого может быть подано напряжение не выше, чем  $E_{ст} = 0,5$  в, между тем как на выходе его, связанном с каскадом усиления мощности, требуется иметь напряжение  $U_{вых.т} = 30$  в. Коэффициент частотных искажений усилителя при работе в диапазоне частот от 50 до 7 000 гц не должен превышать значения 1,04. Лампы желательно иметь на нормальное напряжение накала 6,3 в.

Заданными на входе и выходе усилителя напряжениями определяется требующийся динамический коэффициент усиления

$$K = \frac{U_{вых.т}}{E_{ст}} = 60.$$

Если исходить из установленного равенством (5-119)  $K_{\max} = (0,6 \div 0,7) \mu$ , то содержащийся в группе триодов с большим  $\mu$  на фиг. 5-14 триод типа 6С4Б с  $\mu = 100$  может обеспечить требуемое усиление напряжения. Поэтому до расчетной проверки пригодности триода мы оставим вне поля внимания возможность применения пентодов.

Данные лампы 6С4Б по табл. 4-1  $E_a = 250$  в;  $E_{сб} = -2$  в,  $I_a = 0,9$  а,  $\mu = 100$ ;  $R_i = 66$  ком. Полагая, что и для следующего каскада используется тот же тип ламп, определяем результирующую входную емкость по (5-106) при значениях  $C_{ск} = 6$  мкмкф,  $C_{ас} = 2$  мкмкф.

Принимая  $K_{\max} = 0,7 \mu$ , находим по (5-106):

$$C_0 = C_{ск} + (1 + K) C_{ас} = 6 + (1 + 0,7 \cdot 100) 2 = 148 \text{ мкмкф.}$$

Учитывая, что емкость монтажа несколько повышает расчетное значение  $C_0$ , принимаем  $C_0 = 155$  мкмкф.

Если по найденному значению  $C_0$  и  $f = 7 000$  гц мы вычислим  $R'_a$  по (5-118), то получим:

$$R'_a = 0,85 \frac{\sqrt{M_{f\theta}^2 - 1}}{\omega_{\theta} C_0} = 0,85 \frac{\sqrt{1,04^2 - 1}}{2\pi \cdot 7 000 \cdot 155 \cdot 10^{-12}} = 1,1 \cdot 10^5 \text{ см.}$$

Вычисляя же  $R_a''$  по (5-114) при среднем значении численного коэффициента в правой части, находим:

$$R_a'' = 3R_l = 3 \cdot 66 \cdot 10^3 \approx 2 \cdot 10^5 \text{ ом.}$$

Поскольку  $R_a'' > R_a'$ , то принимаем  $R_a \approx R_a' \approx 100 \text{ ком.}$  В этом случае, считая  $R_c$  по нижней границе в (5-112), получаем:

$$R_c = 5R_a = 5 \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,5 \text{ мгом.}$$

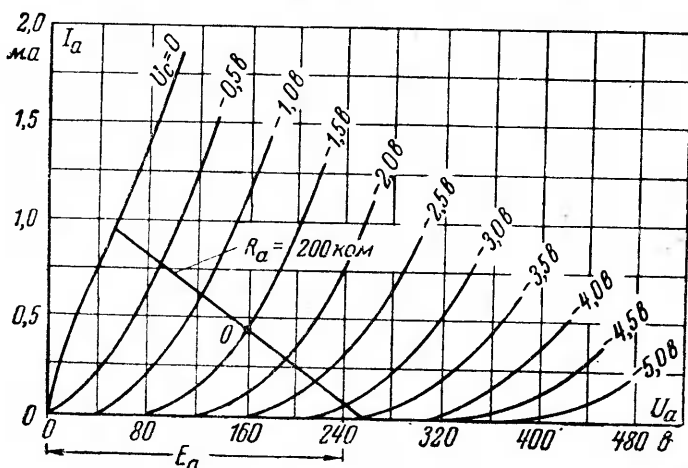
На основе (5-124) определяем минимально необходимую емкость  $C_c$  контура связи при  $f = 50 \text{ гц}$

$$C_c = \frac{1}{\omega_n R_c \sqrt{M_{fn}^2 - 1}} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,5 \cdot 10^6 \sqrt{1,04^2 - 1}} = 0,03 \text{ мкф.}$$

Для обеспечения класса усиления А выберем  $E_{c0}$  равным половине напряжения отсечки, которое, учитывая только прямолинейную часть характеристики, равно примерно 3 в. В этом случае

$$|E_{c0}| = \frac{U_{c0}}{2} = \frac{3}{2} = 1,5 \text{ в.}$$

При  $|E_{c0}| = 1,5 \text{ в}$  и  $E_{cm} = 0,5 \text{ в}$  мы гарантированы от появления сеточных токов, поскольку остаточное напряжение  $u_c = |E_{c0}| - E_{cm} > 0,5 \text{ в}$ . Для того чтобы проверить, насколько действительная величина  $R_l$  лампы соответствует каталожной величине, ее при найденном значении  $E_{c0}$ ,



Фиг. 5-33. Анодная диаграмма лампы 6С4Б.

проведем еще графическую проверку  $R_l$ , построив на фиг. 5-33, содержащей семейство анодных характеристик лампы 6С4Б, динамическую линию нагрузки под углом  $\beta = \arctg \frac{b}{a} R_a$ ; здесь  $a$  и  $b$  — масштабы напряжения и тока, принятые при построении семейства анодных характеристик.

По точке пересечения динамической линии нагрузки с анодной характеристикой при  $E_{c0} = 1,5$  в находим  $I_{a0} = 0,4$  ма и по тангенсу угла наклона анодной характеристики в этой точке находим фактическое сопротивление лампы в рабочей точке. Оно оказывается равным  $R_f = 100$  ком, т. е. оно в 1,5 раза превышает каталожное значение  $R_b$ , использованное нами при аналитическом расчете.

Если требуется иметь более точное значение коэффициента усиления, то исходя из найденного  $R_f$ , проводится расчет по второму приближению в том же порядке, как это было выполнено.

Коэффициент нелинейных искажений мы здесь не проверяем, так как в диапазоне колебательного напряжения  $E_{cm} = 0,5$  в анодные характеристики расположены совершенно симметрично по отношению к точке покоя (при перемещении вдоль динамической линии нагрузки).

При необходимости контрольной проверки коэффициента нелинейных искажений это выполняется в полном соответствии с тем, как это делалось при расчете однокаскадных усилителей мощности (§ 5-6в).

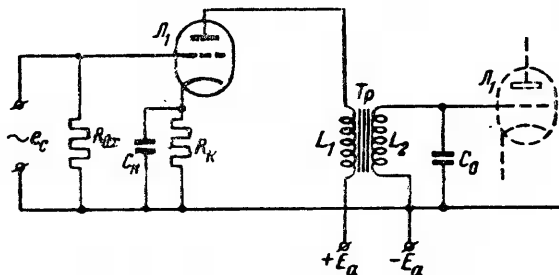
Фазовую характеристику мы также здесь не рассчитываем, так как в рассматриваемом диапазоне частот углы сдвига фаз очень малы.

При введении автоматического смещения величина сопротивления  $R_k$  должна быть равна:

$$R_k = \frac{E_{c0}}{I_{a0}} = \frac{1,5}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 3,75 \text{ ком.}$$

#### 5-14. УСИЛИТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ И С РЕАКТОРНОЙ СВЯЗЬЮ. КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Схема с трансформаторной связью, приведенная на фиг. 5-7,а, повторена для одного из каскадов на фиг. 5-34.



Фиг. 5-34. Усилительный каскад с трансформаторной связью.

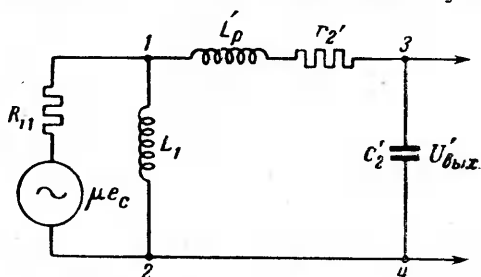
Здесь, как и в ранее рассмотренной схеме реостатно-емкостного усилителя, нагрузка каскада учитывается по результирующей емкости  $C_0$ , являющейся входной емкостью следующего каскада, показанного на фиг. 5-34 пунктиром.

К преимуществам трансформаторного каскада относятся:

1) возможность увеличения коэффициента усиления за счет коэффициента трансформации сеточного трансформатора;

2) возможность применения источника питания с заметно меньшим напряжением, чем при реостатно-емкостном усилителе, в связи с малым активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора, через которую проходит ток от источника питания;

3) возможность потенциально разъединить анодную цепь предыдущего каскада от сеточной цепи последующего каскада.



Фиг. 5-35. Схема замещения усилительного каскада с трансформаторной связью.

К недостаткам усилителя относятся:

1) большой вес, большие габариты и стоимость усилителя в связи с введением трансформатора;

2) менее протяженный пологий участок частотной характеристики.

Для анализа хода последней воспользуемся упрощенной схемой замещения трансформаторного каскада, представленной на фиг. 5-35 [Л. V-1].

Здесь

$$R_{11} = R_l + r_1 \quad (5-127)$$

— сумма сопротивлений лампы и первичной обмотки трансформатора;

$L_1$  — индуктивность, обусловленная главным потоком трансформатора;

$L_p'$  и  $r_2'$  — индуктивность рассеяния обеих обмоток и активное сопротивление вторичной обмотки, приведенные к первичной обмотке трансформатора;

$C_2'$  включает приведенную к первичной обмотке трансформатора входную емкость следующего каскада  $C_0$ , а при радиочастотах еще и распределенные емкости обмоток трансформатора на землю и между собой;

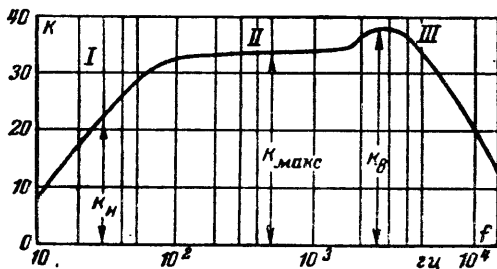
$U'_{\text{вых}}$  — выходное напряжение каскада, приведенное к первичной обмотке,

$$U'_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} n. \quad (5-128)$$

Решая совместно уравнения для напряжения и тока в отдельных контурах схемы замещения, мы находим величину выходного напряжения  $U'_{вых}$  и по его отношению к  $E_{ст}$  определяем динамический коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{U'_{вых}}{E_{ст}} = \frac{\mu n}{1 - \omega^2 L_p' C_2' + j \left[ \omega C_2' (R_{i1} + r_o') + \frac{R_{i1}}{\omega L_1} \right]} \quad (5-129)$$

Общий ход типичной усилительной частотной характеристики, построенной на основании найденного уравнения для звукового диапазона частот, иллюстрирует кривая на фиг. 5-36.



Фиг. 5-36. Частотная характеристика усилителя с трансформаторной связью.

В соответствии с ходом ее на ней выделены 3 участка:

1) участок начального подъема, соответствующий низкой частоте и сливающийся при частоте примерно 100 гц (граница частоты зависит от параметров схемы) с пологим участком характеристики;

2) пологий участок, занимающий среднюю полосу частот, примерно в границах от 100 до 2 000 гц;

3) участок повышенных частот (выше 2 000 гц). Здесь коэффициент усиления вначале несколько возрастает, а затем, пройдя максимум, вновь начинает резко снижаться.

Выделенные участки характеристики отражают связь между параметрами схемы усиления, изменяющимися по мере подъема частоты.

Вначале, пока частота усиливаемого сигнала  $\omega$  мала, влияние емкости  $C_2'$  на работу схемы почти не сказывается. Второй контур в схеме замещения, содержащий  $C_2'$ , можно поэтому считать открытым и весь ток — проходящим через контур с  $L_1$ .

В уравнении (5-129) всеми членами в знаменателе можно в этом случае пренебречь кроме первого и последнего. Тогда модуль коэффициента усиления

$$K = \frac{\mu n \omega L_1}{\sqrt{R_{i1}^2 + (\omega L_1)^2}}. \quad (5-130)$$

Из (5-130) видно, что коэффициент трансформации действительно увеличивает динамический коэффициент усиления в  $n$  раз и что с ростом  $\omega$  коэффициент усиления увеличивается. Это соответствует начальному участку подъема характеристики. Теоретическим пределом для такого роста при малых  $R_i$  и неучете влияния контура с  $C_2'$  является максимум коэффициента усиления

$$K_{1 \text{ макс}} \approx \mu n. \quad (5-131)$$

Влияние тока, начинающего протекать через ветвь с  $C_2$ , на выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , а следовательно, и на коэффициент усиления, начинается еще до полного подъема первого участка характеристики.

Верхний участок подъема, определяющий переход от первого участка ко второму, определяется взаимодействием токов в двух параллельных ветвях. В зависимости от соотношения индуктивности  $L_1$  в одной из ветвей и емкости  $C_2'$  в другой ветви здесь может иметь место выявленный в большей или меньшей степени (в зависимости от  $R_{i1}$ ) резонанс токов.

При относительно больших значениях  $R_{i1}$  этот максимум выражен слабо, как это имеет место в характеристике, приведенной на фиг. 5-36. При лампах с малым  $R_i$  этот максимум резко выражен.

С дальнейшим повышением частоты после резонанса в определении величины  $U_{\text{вых}}$  начинает играть все большую роль контур, содержащий  $L_p'$  и  $C_2'$ , и меньшую роль контур с  $L_1$ , поскольку из-за возрастающего сопротивления  $\omega L_1$  этого контура ток в нем быстро уменьшается.

Не допуская большой погрешности, можно влиянием такого тока пренебречь, и тогда в схеме замещения остается только контур, содержащий ветвь  $L_p'$  и  $C_2'$ . Применительно к нему уравнение (5-129) упрощается, получая вид:

$$K = \frac{U_{\text{вых.т}}}{E_{\text{ст}}} = \frac{\mu n}{\omega C_2' \sqrt{(R_{i1} + r_2')^2 + \left(\omega L_p' - \frac{1}{\omega C_2'}\right)^2}}. \quad (5-132)$$

Это уравнение соответствует пологому участку характеристики. Пологость на этом участке обусловлена тем, что возрастающий по величине емкостный ток из-за уменьшения сопротивления  $\frac{1}{\omega C_2'}$ , проходя через индуктивность рассеяния

$L_p'$ , повышает напряжение на ней, чем компенсируется возрастающее падение напряжения в лампе. В уравнении (5-132) этому соответствует компенсация изменения величин, стоящих в скобках второго члена в радикале знаменателя.

Пологий ход характеристики сохраняется до частот, при которых начинает сказываться действие резонанса напряжений в ветви, содержащей  $L_p'$  и  $C_2'$ . Появление такого резонанса определяет максимум на третьем участке характеристики, лежащем правее границы перехода из области средних частот в область повышенных частот.

При резонансе напряжения второе слагаемое под радикалом равно нулю, поскольку

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_p' C_2'}}. \quad (5-133)$$

Коэффициент усиления при такой частоте имеет свое максимальное значение и равен:

$$K_{\max} = \sqrt{\frac{L_p'}{C_2'}} \cdot \frac{\mu n}{R_{11} + r_2'}. \quad (5-134)$$

Из уравнения (5-134) следует, что максимум на третьем участке может быть ослаблен при малом значении отношения  $\frac{L_p'}{C_2'}$ . Это важно с точки зрения равномерной степени

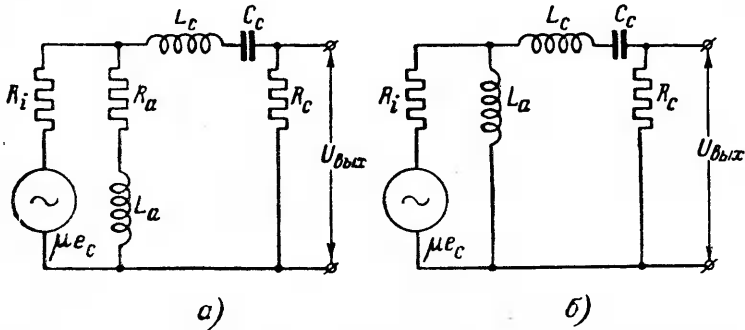
усиления в возможно более широкой полосе частот. Малая индуктивность рассеяния связана с ограничением коэффициента трансформации у трансформатора связи.

Увеличение протяженности пологого участка в сторону низких частот может быть достигнуто у трансформаторного каскада уменьшением внутреннего сопротивления лампы.

Подъемом частотной характеристики трансформаторного каскада в областях пониженных и повышенных частот нередко пользуются для компенсации спадающих частотных характеристик в реостатно-емкостных усилителях. В таком комбинированном многокаскадном усилителе удастся удержать частотную характеристику на неизменном уровне в более широкой полосе частот, чем в однотипных многокаскадных усилителях.



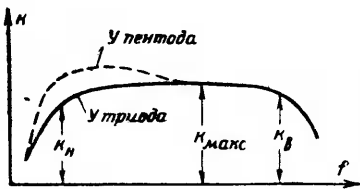
Широкая полоса частот, при которой динамический коэффициент усиления мало изменяется, является признаком широкополосного усиления, а операция по уширению такой полосы коэффициента усиления получила название коррекции характеристики. Коррекция характеристики может быть



Фиг. 5-37. Схемы замещения усилителей с коррекцией частотной характеристики.

достигнута и в пределах одного каскада усиления. Примером одного из возможных методов такой коррекции является включение последовательно с конденсатором связи  $C_c$  индуктивности  $L_c$ , как это показано на схемах замещения на фиг. 5-37.

В анодную цепь одной из таких схем (фиг. 5-37,а) включена индуктивность  $L_a$  последовательно с активным сопротивлением  $R_a$ , а в анодную цепь другой схемы (фиг. 5-37,б) — только одна индуктивность  $L_a$ . При отсутствии  $L_c$  последняя схема замещения соответствует усилителю с индуктивно-емкостной связью, схема которого приводилась на фиг. 5-7,б.



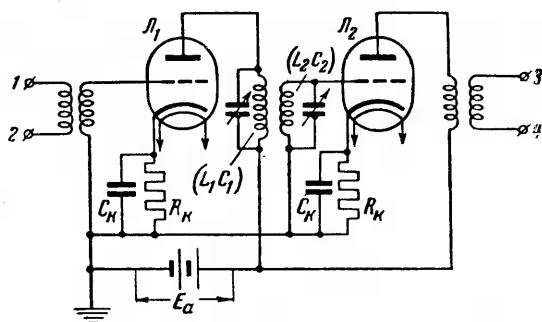
Фиг. 5-38. Частотная характеристика индуктивно-емкостного усилителя.

Требующийся подъем спадающего участка характеристики в области низких либо высоких частот достигается у таких усилителей подбором параметров реактора  $L_c$  и емкости  $C_c$ , при которых контур из  $L_c$  и  $C_c$  дает явно или неявно выраженный резонанс токов либо напряжений. Степень выраженности резонанса зависит от активных сопротивлений в контуре и в первую очередь от внутреннего сопротивления

лампы. При пентодах, у которых  $R_i$  относительно велико, шунтирующее действие контура лампы меньше сказывается на коэффициенте затухания резонансного контура. При триодах, внутреннее сопротивление которых меньше, первый участок частотной характеристики не имеет столь резко выраженного подъема. Это видно из сопоставления сплошного и пунктирного участков на частотной характеристике, приведенной на фиг. 5-38, где коррекция проведена в области низких частот.

### 5-15. РЕЗОНАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Резонансные усилители применяются, как указывалось в § 5-3, там, где требуется селективное усиление. В большинстве случаев такое усиление требуется в узлах приема высокой частоты (радиочастоты).

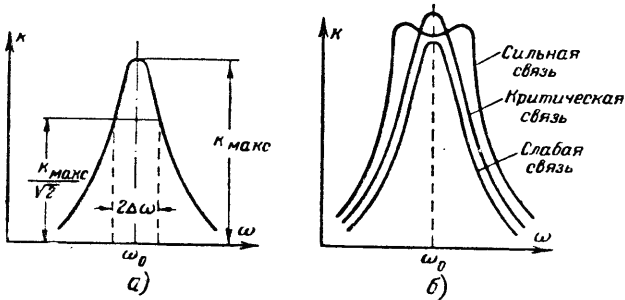


Фиг. 5-39. Двухкаскадный двухконтурный резонансный усилитель.

Схема одноконтурного резонансного усилителя приводилась на фиг. 5-8. Схема двухконтурного резонансного усилителя приведена на фиг. 5-39. Здесь каждая из двух связанных между собой взаимной индукцией обмоток образует с параллельно включенным с ней конденсатором колебательный контур. Отличие в режиме работы усилителя с одноконтурной связью от усилителя с двухконтурной связью сказывается главным образом на форме усилительно-частотной характеристики, приведенной для обоих видов усилителей на фиг. 5-40. Общим в форме обеих характеристик является то, что очертание их повторяет ход кривых тока или напряжения при последовательном либо параллельном резонансе. При резонансной частоте коэффициент усиления в рассматриваемом усилителе имеет максимум. В одноконтурном усилителе мы имеем один максимум (фиг. 5-40, а), а в двухконтурном усилителе могут

быть в зависимости от величины коэффициента связи два максимума (фиг. 5-40,б).

Абсолютное значение максимума легко подсчитать, если учесть, что эквивалентное сопротивление параллельного кон-



Фиг. 5-40. Усилительно-частотные характеристики.  
а—при одном контуре; б—при двух контурах.

тура при резонансе токов является чисто активным, определяемым из равенства

$$R_p = \frac{(\omega_0 L)^2}{r} = \frac{1}{(\omega_0 C)^2 r}; \quad (5-135)$$

здесь  $\omega_0 L$  — сопротивление индуктивной ветви при резонансе;  
 $\frac{1}{\omega_0 C}$  — сопротивление емкостной ветви;

$r$  — активное сопротивление, учитывающее все потери мощности в контуре.

Максимум коэффициента усиления в полном соответствии с предыдущим дает в этом случае равенство

$$K_{\text{макс}} = \mu \frac{R_p}{R_i + R_p}. \quad (5-136)$$

Отношение

$$\frac{\omega L}{r} = Q, \quad (5-137)$$

называемое добротностью контура, выбирается обычно для получения резко выраженной селективности достаточно большим. Поэтому  $R_p = \frac{(\omega_0 L)^2}{r}$  заметно превосходит внутрен-

нее сопротивление лампы  $R_i$  и численное значение максимума коэффициента усиления  $K_{\text{макс}}$  оказывается достаточно близким к статическому коэффициенту усиления лампы  $\mu$ .

Резонансная форма частотной характеристики вполне соответствует тем требованиям, которые предъявляются к усили-

телям подобного типа, а именно: получения максимального усиления в пределах определенной полосы частот и возможно меньшего усиления в пределах частот, лежащих вне интересующего нас диапазона.

Такая селективность дает, например, возможность, пользуясь резонансным усилителем в первом каскаде высоко-частотного усиления в радиоприемном устройстве, принять и усилить из большого диапазона электромагнитных волн, попадающих на вход усилителя, только ту полосу частот, которая связана с принимаемой радиостанцией. В середине полосы лежит несущая частота, а боковые частоты порождаются тем, что несущая частота модулирована на передатчике низкой звуковой частотой. Чем больше звуковой диапазон частот, тем шире должна быть боковая полоса модулированных колебаний (см. § 6-12). Высококачественная передача требует поэтому того, чтобы резонансный усилитель пропускал всю нужную полосу боковых частот. Такое же требование часто предъявляется к резонансному усилителю, применяемому в специальных устройствах промышленной электроники, в которых несущая частота модулирована сигналом какого-либо датчика. Это требование, по существу, сводится к тому, чтобы ширина частотной характеристики на участке резонансного усиления не была меньше заданной полосы частот пропускания.

В тех случаях, когда при одном настроенном контуре трудно получить требуемую ширину резонансной кривой усиления, пользуются двухконтурным усилением. Реакция одного контура на другой приводит в этом случае к тому, что резонансная кривая уширяется и получает вид одной из кривых, приведенных на фиг. 5-40, б.

Все три приведенные кривые отвечают настройке каждого из контуров (при отсутствии индуктивной связи между ними) на одну и ту же резонансную частоту  $\omega_0$ . В результате взаимодействия контуров полоса пропускания расширяется и при сильной связи в ней появляются дополнительные максимумы.

Степень расширения кривой и значения максимумов ее зависят от магнитной связи контуров  $k_{ce}$ , определяемой, как известно из равенства,

$$k_{ce} = \sqrt{\frac{M^2}{L_1 L_2}}; \quad (5-138)$$

здесь  $L_1$  и  $L_2$  — индуктивности в первом и втором контурах;  $M$  — их взаимная индуктивность.

Если

$$k_{ce} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}, \quad (5-139)$$

где  $Q_1$  и  $Q_2$  — коэффициенты добротности первого и второго контуров, то такую связь называют критической. Ей соответствует средняя кривая в семействе частотных характеристик. Она имеет один максимум, но ширину заметно большую, чем при одноконтурном усилении (фиг. 5-40,а).

При усилении с магнитной связью выше критической резонансная кривая, как видно из фиг. 5-40,б, уширяется, и в ней появляются два максимума. Эти максимумы отвечают частотам, вычисляемым из равенства [Л. V-8].

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm \sqrt{k_{св}^2 - \frac{1}{2} \left( \frac{1}{Q_1^2} + \frac{1}{Q_2^2} \right)}}}. \quad (5-140)$$

При уменьшении связи ниже критической максимум резонансной кривой, как видно из фиг. 5-40,б, уменьшается, и одновременно кривая сужается.

Изменяя коэффициент магнитной связи, мы можем, таким образом, не только изменить коэффициент усиления, но и изменить ширину полосы пропускаемых частот. Резонансный контур в схеме резонансного усилителя выполняет, таким образом, одновременно и роль «полосового фильтра».

Резонансные усилители работают почти исключительно в классе усиления А. Наиболее приемлемым типом ламп для таких усилителей в связи с высоким уровнем принимаемых частот являются высокочастотные пентоды (пентоды с экранирующей сеткой малой проницаемости, см. фиг. 5-14). Преимущество пентодов здесь не только в том, что они дают большой коэффициент усиления и максимально экранируют анодную цепь от сеточной, но и в том, что благодаря их большому внутреннему сопротивлению они шунтируют большим сопротивлением колебательный контур, что позволяет сохранить резкую селективность в приеме частот.

Для возможности регулирования коэффициента усиления пентоды в рассматриваемых усилителях довольно часто выбираются с удлиненной характеристикой, т. е. обозначенные в номенклатуре ламп буквой К.

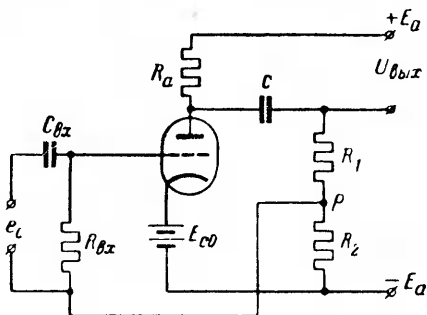
#### 5-16. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ. РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Для повышения устойчивости работы, а иногда и для улучшения формы выходных токов и напряжений нередко в схему усилителя вводится звено обратной связи, с помощью которого выход усилителя связывается с его входом таким образом, что на вход усилителя вводится кроме внешнего сигнала еще напряжение, пропорциональное выходному напряжению или выходному току.

В зависимости от того, какой электрической величине на выходе пропорционально напряжение на входе, вводимое звеном обратной связи, различают:

- 1) обратную связь по напряжению;
- 2) обратную связь по току.

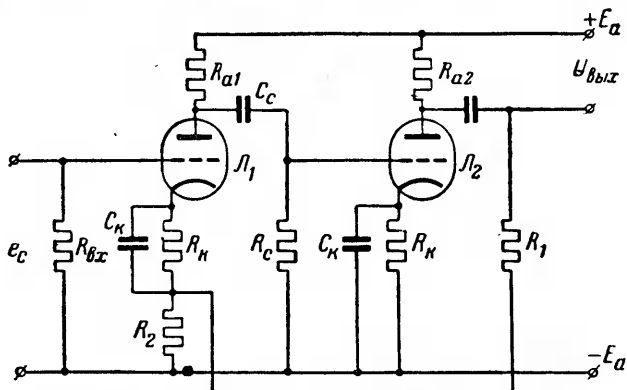
Пример обратной связи по напряжению дает схема реостатно-емкостного усилителя на фиг. 5-41. В сеточную цепь усилителя вводится здесь часть выходного напряжения, приходящаяся на плечо  $R_2$  потенциометра  $R_1-R_2$  благодаря присоединению нижнего полюса сеточной цепи не к источнику напряжения смещения, а к точке  $P$ .



Фиг. 5-41. Схема с обратной связью по напряжению.

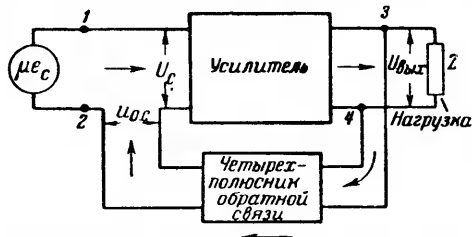
Пример обратной связи по току дает любой каскад с автоматическим смещением, где шунтирующая емкость отсутствует или не полностью снимает на себя переменную составляющую тока. Здесь в цепи сетки появляется напряжение, пропорциональное выходному току. Предельный случай такой связи дает каскад с катодной нагрузкой (фиг. 5-29,а).

В некоторых схемах обратная связь по напряжению комбинируется с обратной связью по току. Пример такой связи у двухкаскадного реостатно-емкостного усилителя дает схема на фиг. 5-42. На сопротивлении  $R_2$ , являющемся частью выходного потенциометра второго каскада и одновременно на-



Фиг. 5-42. Схема со смешанной обратной связью.

грузочным сопротивлением для первого каскада, выделяется напряжение, пропорциональное выходному току и зависящее, кроме того, от нагрузочного тока первого каскада.



Фиг. 5-43. Блок-схема усилителя с обратной связью.

При теоретическом анализе влияния обратной связи на режим работы усилителя удобнее элементы обратной связи рассматривать как обособленное звено - четырехполюсник, как показано на скелетной схеме фиг. 5-43. Эта схема соответствует обратной связи по

напряжению, представляющей наибольший практический интерес. Здесь вход звена обратной связи связан с выходом усилителя, а выход звена со входом усилителя.

Введение обратной связи изменяет величину напряжения между сеткой лампы и катодом на  $U_{o.c}$

$$\dot{U}_{o.c} = \dot{E}_c + \dot{U}_{o.c}; \quad (5-141)$$

здесь  $\dot{U}_{o.c}$  — напряжение на выходе звена обратной связи.

Уравнение (5-141) записано в комплексах (в предположении, что рассматриваемые напряжения изменяются синусоидально) и поскольку фаза напряжения  $\dot{U}_{o.c}$  в общем случае отличается от фазы напряжения  $\dot{E}_c$ . Изменение входного напряжения приводит к изменению напряжения  $\dot{U}_{вых}$ , а следовательно, и к изменению расчетного коэффициента усиления  $K_p$ , если последний определять, как и раньше, по отношению выходного напряжения  $\dot{U}_{вых}$  ко входному внешнему сигналу  $\dot{E}_c$ ,

$$K_p = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{E}_c}. \quad (5-142)$$

Если долю напряжения на выходе звена обратной связи к его входному напряжению обозначить через  $\beta$ , то

$$\dot{U}_{o.c} = \beta \dot{U}_{вых} = \beta \dot{K} \dot{U}_c; \quad (5-143)$$

здесь  $\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_c}$  — действительный коэффициент усиления, учитываемый по отношению выходного напряжения к результирующему напряжению на входе сетки.

Подставляя в (5-142) значение  $\dot{E}_c$  из (5-141) и учитывая (5-143), находим:

$$\dot{K}_p = \frac{K}{1 - \beta \dot{K}}. \quad (5-144)$$

Уравнение (5-144) показывает, как изменяется коэффициент усиления при введении звена обратной связи.

Множитель  $\beta \dot{K}$ , называемый коэффициентом обратной связи, в общем случае является комплексом, но здесь мы анализируем лишь те случаи, когда  $\beta \dot{K} = \beta K$  является величиной действительной положительной либо отрицательной, отсылая читателя к более подробным исследованиям влияния обратной связи, проведенным Г. С. Цыкиным [Л. V-4].

Когда  $\beta K$  отрицательно (отрицательная обратная связь), то

$$K_p = \frac{K}{1 - (-\beta K)} = \frac{K}{1 + \beta K}. \quad (5-145)$$

В этом случае  $K_p < K$ , т. е. коэффициент усиления при введении отрицательной обратной связи уменьшается.

Отрицательная обратная связь часто применяется в схемах усиления с целью повышения устойчивости работы. Сущность такого повышения заключается в том, что предупреждается переход усилителя из одного состояния равновесия в другое через колебательный процесс. При наличии инерционных элементов в схеме усилителя в виде индуктивностей и емкостей такой колебательный процесс возможен. Действие правильно введенной отрицательной обратной связи переводит режим установления процесса из колебательного в апериодический [Л. V-4].

При введении отрицательной обратной связи для улучшения формы кривой тока либо напряжения на выходе коэффициент обратной связи  $\beta K$  так рассчитывается, чтобы он имел наибольшее отрицательное значение при частотах, соответствующих гармоническим высшему порядку, амплитуды которых на выходе желательно снизить до предельного минимума. В этом случае влияние высших гармонических в составе кривой выходного напряжения почти не сказывается и тем самым выходное напряжение приближается к синусоидальному.

Неизбежно происходящее при этом ослабление и основной гармонической напряжения может быть скомпенсировано увеличением амплитуды входного сигнала либо введением дополнительного каскада в усилителе.

Когда коэффициент обратной связи положителен (положительная обратная связь), тогда

$$K_p = \frac{K}{1 - \beta K}. \quad (5-146)$$



В этом случае  $K_p > K$ , т. е. введение обратной связи увеличивает коэффициент усиления.

Когда при положительной обратной связи  $\beta K = 1$ , уравнение (5-146) приводит теоретически к бесконечно большому коэффициенту усиления. Это значит, что достаточно самого незначительного импульса напряжения на входе усилителя вплоть до флюктуационных колебаний, возникающих в металлических проводниках и лампах, чтобы схема возбудилась (схема с самовозбуждением), и на выходе появилось бесконечно большое напряжение. Практически в силу перехода работы лампы на участок с малым усилением результирующее усиление во всех случаях получается конечным. При положительной обратной связи с  $\beta K \geq 1$  работают электронные генераторы с самовозбуждением (рассматриваемые в следующей главе), а также нелинейные усилители постоянного тока — триггеры (рассматриваемые в § 5-20). В последних  $\beta K$  обычно больше единицы. В линейных усилителях положительная обратная связь применяется относительно редко, но она может появиться в результате произвольной или, как ее называют, паразитной связи между анодной и сеточной цепями.

Обычными источниками паразитных связей являются:

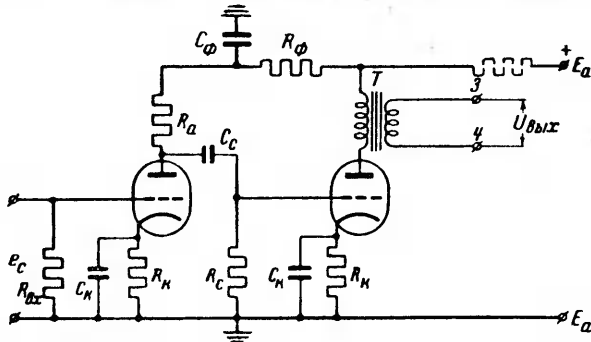
- 1) питание нескольких усилительных каскадов от общего источника (гальваническая связь);
- 2) связь анодной и сеточной цепей через междуэлектродные емкости и емкости между проводами — емкость монтажа (емкостная связь);
- 3) связь через магнитные поля от присутствующих в схеме индуктивностей (индуктивная связь).

На ослабление емкостных связей обращается внимание и в процессе конструирования лампы и ее монтажа, а также при монтаже соединительной проводки. При высокой частоте отдельные цепи в схеме экранируются.

Для ослабления гальванических связей между каскадами при питании их от общего источника постоянного тока нередко применяют так называемые „развязывающие“ фильтры. Такой фильтр состоит, как показано на схеме фиг. 5-44, из активного сопротивления  $R_\phi$ , включаемого в цепь питания последовательно перед включением защищаемого от действия обратной связи каскада, и параллельной емкости  $C_\phi$ , присоединяемой другим концом к отрицательному полюсу источника питания либо на землю, если отрицательный полюс источника заземлен. Переменная составляющая напряжения, обусловленная колебаниями тока в каскадах, присоединенных к источнику питания до защищаемого каскада, в цепь защищаемого фильтра каскада не попадает, так как она теряется в значительной своей части в сопротивлении  $R_\phi$ ,

поскольку через  $C_\phi$  проходит большая часть переменной составляющей тока.

Неизбежно появляющаяся разность в напряжениях питания, защищаемого каскада и каскадов, питаемых до включения



Фиг. 5-44. Применение развязывающего фильтра в схеме питания усилителя.

$R_\phi$ , за счет падения постоянного напряжения в  $R_\phi$ , учитывается при выборе напряжения питания для ламп, включаемых в отдельные каскады многозвенного усилителя.

### 5-17. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассмотренные в § 5-12 и 5-14 многокаскадные усилители позволяют усиливать только переменную составляющую напряжения либо тока. Между тем, в системах промышленной электроники возникает не менее часто необходимость в усилении полных значений входных величин, у которых изменяется как постоянная, так и переменная составляющие. Такой вид усиления обеспечивает усилитель с гальванической связью, у которого в качестве элементов связи используются, как это видно из фиг. 5-6, а, только активные сопротивления. Такие усилители, называемые усилителями постоянного тока, получили в настоящее время широкое развитие в связи с теми разнообразными требованиями, которые к ним предъявляются. Это развитие шло, во-первых, под знаком удовлетворения общих требований, предъявляемых к усилителям любого типа, а именно: 1) высокой чувствительности; 2) высоких значений динамического коэффициента усиления и к. п. д.; 3) минимума искажений в воспроизводимой на выходе усилителя форме кривой тока либо напряжения по отношению к входной величине; и, во-вторых, под знаком ограничения и устранения тех дополнительных трудностей, которые возникают в усилителях постоянного тока.

Дополнительные трудности обусловлены здесь тем, что на постоянную составляющую тока в выходной цепи усилителя влияют побочные факторы, как-то: а) нестабильность напряжения питания в анодной цепи; б) нестабильность тока накала лампы; в) изменения характеристик лампы, обусловленные изменением эмиссионных свойств катода, запирающих свойств сетки, перераспределения электронных потоков между электродами в силу оседания электронов на колбе или изоляционных деталях лампы и т. д. Такой процесс изменения постоянной составляющей получил в усилителях постоянного тока название нестабильности нуля (дрейфа).

Стремление уменьшить дрейф до предельного минимума привело к необходимости стабилизации цепей питания в простейших схемах усиления, рассматриваемых в настоящем параграфе, и к развитию ряда специальных типов усилителей постоянного тока, рассматриваемых в следующем параграфе.

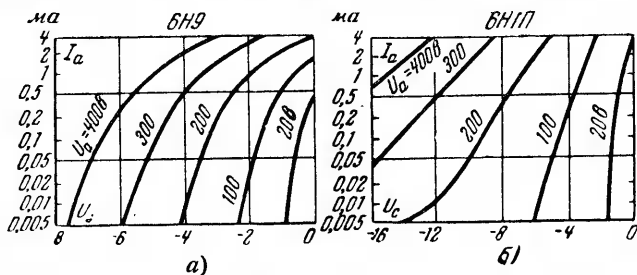
Наиболее полный анализ режима работы усилителей постоянного тока и разработку специальных типов таких усилителей выполнил А. А. Соколов [Л. V-6].

В зависимости от запросов потребителя в усилителях постоянного тока также различают виды усиления напряжения, тока и мощности. Однако здесь это различие определяется не столько внешними признаками сочетания элементов в электрической схеме усилителя, сколько параметрами усилительных ламп и нагрузочных сопротивлений, а также выбором класса усиления.

В связи с обычно очень малыми токами, даваемыми входными измерительными элементами—датчиками, в качестве входных ламп стремятся выбрать лампы, обладающие достаточно большой крутизной и мало при том меняющейся в границах возможных изменений анодного напряжения. Этому требованию в достаточной мере удовлетворяют триоды на малые токи, обладающие достаточно высоким значением статического коэффициента усиления  $\mu$ . При большом  $\mu$ , как это можно видеть из семейства анодно-сеточных характеристик, представленных на фиг. 5-45,а, у лампы типа 6Н9 (двойной триод с  $\mu=70$ ) крутизна анодно-сеточной характеристики достаточно велика и она мало изменяется при переходе к другим анодным напряжениям (характеристики на прямолинейных участках почти параллельны). У ламп с меньшим значением  $\mu$ , как это можно видеть из семейства анодно-сеточных характеристик лампы 6Н1П (двойной триод с  $\mu=38$ ) на фиг. 5-45,б, крутизна меньше и по абсолютной величине и находится в большей зависимости от анодного напряжения.

В качестве входных ламп широко используются также пентоды. Преимущества этого типа ламп реализуются не только

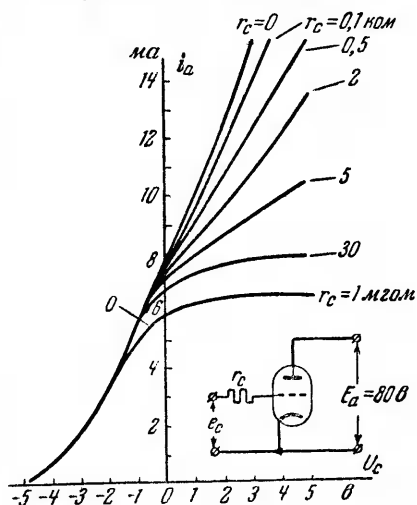
тогда, когда переменная составляющая сигнала содержит гармонические достаточно высокого порядка, но и в том случае, когда желательно использовать разный ход начального участка анодно-сеточной характеристики у пентодов различного



Фиг. 5-45. Семейства анодно-сеточных характеристик.  
а—лампы 6Н9; б—лампы 6Н17.

типа. Пентоды, например, типа 6Ж11Б, обладающие резко спадающей к нулю анодно-сеточной характеристикой, обеспечивают четкую работу в релейном режиме с высоким значением коэффициента возврата. Пентоды с удлиненной характеристикой (например типа 6К7) широко используются в разного рода системах автоматического регулирования.

В связи с широким диапазоном допускаемой нелинейности в усилителях устройств промышленной электроники, когда в измерительных цепях и в усилителях для счетно-решающих систем требуется ограничивать коэффициент нелинейности величиной, не превышающей нескольких сотых долей процента, в то время как в усилителях, управляющих серводвигателями, допускается нелинейность вплоть до 15—20%, находят себе применение все классы усиления, рассмотренные в § 5-4. Это естественно, так как



Фиг. 5-46. Диаграммы усиления в классе 0.

пониженные требования к коэффициенту нелинейности позволяют воспользоваться классом усиления, обеспечивающим более высокий к. п. д. В связи с этим здесь также применяется класс усиления С, к. п. д. которого может быть доведен до

80%, так как в отсутствие сигнала лампа полностью заперта и мощности не потребляет.

В тех случаях, когда независимо от значения входной величины желательно сохранить на выходе импульсы тока либо напряжения с неизменным максимумом, применяется еще один класс усиления, получивший название класса 0. Схема включения и характеристика режима работы класса 0 приведена на фиг. 5-46. Здесь в сеточную цепь усилителя включено большое сопротивление  $r_c$ . Оно должно заметно превосходить сопротивление внутрилампового промежутка сетка-катод. При наличии такого сопротивления сеточные напряжения, превышающие напряжение  $U_c$ , вызывают сеточный ток, и потому большая доля входного напряжения теряется в сопротивлении  $r_c$ , а меньшая его доля теряется между сеткой и катодом лампы.

В результате ток на выходе лампы также мало изменяется. Это иллюстрирует нижняя кривая в семействе анодно-сеточных характеристик на фиг. 5-46, когда  $r_c = 1 \text{ мгом}$ .

По мере уменьшения сеточного сопротивления  $r_c$  анодный ток в силу большего напряжения, приходящегося на участок сетка-катод растет, что и показывает семейство выше лежащих характеристик на фиг. 5-46.

Основная схема усилительного каскада, применяемого в усилителях постоянного тока, приведена на фиг. 5-47, а. Здесь в цепь анода включено нагрузочное сопротивление  $R_a$ , а в цепь катода сопротивление  $R_k$ , выполняющее роль звена автоматического смещения. Осуществление входа между сеткой и нижним концом катодного сопротивления является признаком к отнесению рассматриваемого каскада к типам СК (что означает сетка-катод).

При применении в каскаде рассматриваемого типа триодов, анодные характеристики которых без большой погрешности могут рассматриваться, как прямые линии, анодный ток в соответствии с (5-43) может быть записан с помощью уравнения

$$i_a = \frac{E_a - E_{a0} + \mu i_c}{R_i + R_a + R_k}. \quad (5-147)$$

Так как в данной схеме

$$\mu i_c = \mu (e_c - i_a R_k), \quad (5-148)$$

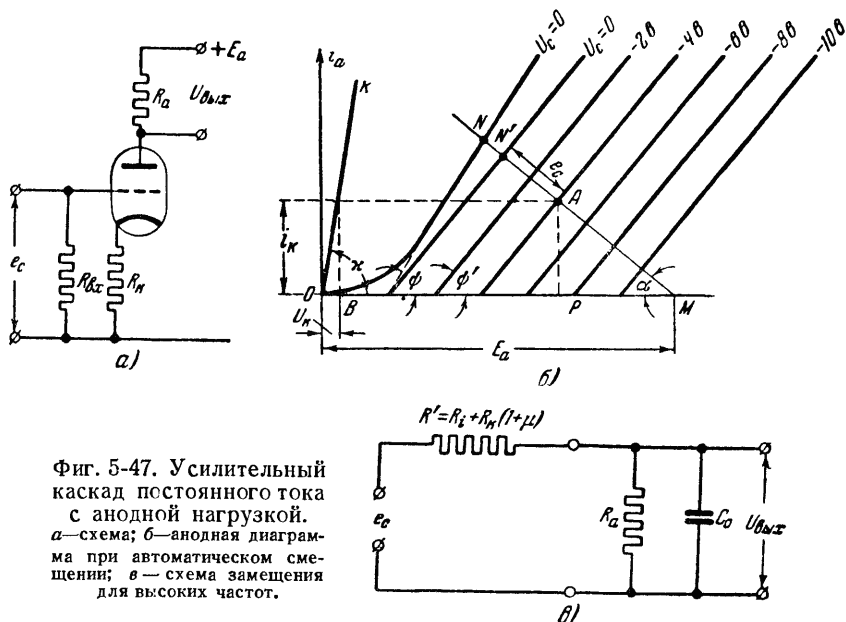
то с учетом (5-148) уравнение (5-147) может быть переписано в виде:

$$i_a = \frac{E_a - E_{a0} + \mu e_c}{R_a + R_i + (1 + \mu)R_k}. \quad (5-148a)$$

Динамический коэффициент усиления такого каскада

$$K = \frac{di_a R_a}{de_c} = \frac{\mu R_a}{R_a + R_i + (1 + \mu) R_k}. \quad (5-149)$$

Считая сумму сопротивлений  $R_i + (1 + \mu) R_k$  внутренним сопротивлением эквивалентной лампы, работающей в схеме с чисто анодной нагрузкой, можно в полном соответствии



Фиг. 5-47. Усилительный каскад постоянного тока с анодной нагрузкой. а—схема; б—анодная диаграмма при автоматическом смещении; б'—схема замещения для высоких частот.

с построенной на фиг. 5-15 анодной диаграммой построить такую же диаграмму, пользуясь приведенными анодными характеристиками. Такое построение выполнено на фиг. 5-47,б.

Приведенные характеристики эквивалентной лампы, обладающей внутренним сопротивлением  $R_i + (1 + \mu) R_k$ , проведены на фиг. 5-47,б из точек пересечения прямолинейных продолжений естественных анодных характеристик с осью абсцисс с наклоном, определяемым углом  $\psi'$  к оси абсцисс, причем величина  $\psi'$  определяется из равенства

$$\frac{a}{b} \operatorname{ctg} \psi' = R_i + (1 + \mu) R_k; \quad (5-150)$$

здесь  $a$  и  $b$ —масштабы напряжения и тока на осях координат.

Динамическая линия нагрузки проведена здесь, как и на фиг. 5-15, из точки, определяемой  $E_a$ , на оси абсцисс под углом наклона  $\alpha$ .

При этом угол  $\alpha$  определяется из равенства

$$\frac{a}{b} \operatorname{ctg} \alpha = R_a. \quad (5-151)$$

Динамическая линия нагрузки пересекает характеристику с  $U_c = 0$  в точке  $N'$ . От этой точки вниз откладываются вдоль динамической линии нагрузки сеточные входные напряжения  $e_c$  (в масштабе, соответствующем значениям  $U_c$ , надписанным на ближайших к  $U_c = 0$  характеристиках). Конец отрезка  $e_c$  определяет рабочую точку  $A$ , ордината которой дает ток  $i_a$ , а проекция на ось абсцисс определяет напряжение на нагрузке (отрезок  $MP$ ) и суммарное напряжение на лампе и катодном сопротивлении  $R_k$  (отрезок  $OP$ ). Напряжение на  $R_k$  может быть также найдено непосредственно из диаграммы по проекции на ось абсцисс (отрезок  $OB$ ) точки пересечения горизонтали, проведенной из  $A$ , с прямой  $OK$ , построенной под углом  $\chi$  к оси абсцисс.

Здесь угол  $\chi$  определяется из равенства:

$$\frac{a}{b} \operatorname{ctg} \chi = R_k.$$

Пользуясь построенной анодной диаграммой, можно найти ход кривой анодного тока и видеть, при каких напряжениях сигнала появляются искажения (для этого кроме приведенных характеристик на диаграмме должны быть сохранены начала естественных характеристик).

Если сигнал на входе содержит в составе переменной также гармонические более высокого порядка, то при вхождении рассматриваемого каскада в качестве одного из звеньев в многокаскадный усилитель здесь сказываются также частотные искажения, несмотря на чисто гальваническую связь между каскадами. Объясняется это тем, что и в этом случае в цепи связи между каскадами действует емкость  $C_0$ , суммирующаяся из входной емкости лампы последующего каскада и емкости монтажа

$$C_0 = C_{ck} + (1 + \mu)C_{ac} + C_{\text{монт}}. \quad (5-152)$$

Величина  $C_0$  сказывается на величине динамического коэффициента усиления. Последний может быть подсчитан по схеме замещения, приведенной на фиг. 5-47, в, отличающейся только в деталях от аналогичной схемы замещения для высоких частот реостатно-емкостного усилителя. В связи с дей-

ствием звена автоматического смещения внутреннее сопротивление эквивалентной лампы определяется не  $R_i$ , а суммой, определяемой из равенства (5-150).

Строя на основе схемы замещения усилительно-частотную характеристику усилителя постоянного тока, можно видеть, что и здесь, в области высоких частот, имеет место спад характеристики.

В тех случаях, когда требуется иметь значительное усиление входного тока при значительном входном и малом выходном сопротивлениях, в качестве усилительного каскада здесь может быть также использован каскад с катодной нагрузкой, описанный и проанализированный в § 5-11.

В тех случаях, когда требуется усилитель с относительно малым входным сопротивлением, применяется схема, приведенная на фиг. 5-48.

В подобном усилителе, носящем название катодно-входного (тип К), вход осуществлен в рассечку катодной цепи между нижним концом сопротивления автоматического смещения  $R_k$  и отрицательным полюсом источника питания. Малое входное сопротивление в рассматриваемом каскаде усиления мы получаем благодаря тому, что входной контур не ограничен здесь малыми токами сеточной цепи. Заземленная сетка выполняет в данном каскаде роль экрана между анодом и катодом лампы. Поскольку входное напряжение  $e_c$ , усиливаемое в анодном контуре, в  $\mu$  раз больше и оно вычитается из анодного напряжения, то анодный ток (Л. V-5)

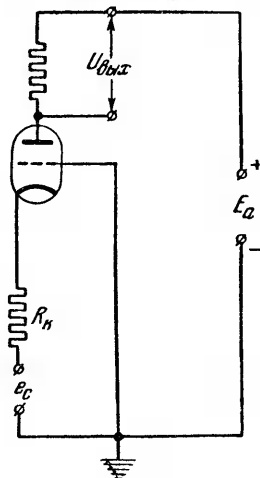
$$i_a = \frac{E_a - E_{a0} - e_c (1 + \mu)}{R_a + R_i + R_k (1 + \mu)}.$$

Динамический коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{(1 + \mu) R_a}{R_a + R_i + R_k (1 + \mu)}. \quad (5-153)$$

Динамическая крутизна

$$S_{\text{дик}} = \frac{1}{\frac{R_a + R_i}{1 + \mu} + R_k}. \quad (5-154)$$



Фиг. 5-48. Схема катодно-входного усилителя.



Входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = \frac{1}{S_{оин}} = \frac{R_a + R_i}{1 + \mu} + R_k. \quad (5-155)$$

Для пентодов, у которых  $\mu \gg 1$  и  $R_i > R_a$ ,

$$R_{вх} = \frac{1}{S_{cm}} + R_k. \quad (5-156)$$

Такой усилитель обеспечивает усиление без искажения в достаточно широкой полосе частот (широкополосное усиление).

При сочленении каскадов усилителя постоянного тока между собой мы также встречаемся с рядом особенностей. Во-первых, в связи с тем, что напряжение отсечки лампы  $U_{co}$  используется в усилителях постоянного тока главным образом для одностороннего изменения напряжения, целесообразно из соображений предупреждения перегрузки отдельных ламп иметь точку покоя в одних каскадах вблизи напряжения отсечки  $U_{co}$ , а в других вблизи нуля. Степень близости зависит от выбранного класса усиления.

По принципу увеличения тока в лампе первого каскада и уменьшения его в лампе следующего каскада работает двухкаскадный усилитель, схема которого приведена на фиг. 5-49. Здесь анодные цепи обоих каскадов, а также цепи смещения питаются от общего потенциометра, который во избежание влияния обратной связи через потенциометр выбирается со значительно большей пропускной способностью по току, чем это требуется для токов ламп. Цепь сетки второй лампы связана здесь непосредственно с анодной цепью первой лампы, что возможно только потому, что катоды ламп присоединены к разным точкам потенциометра.

Напряжение смещения для второй лампы складывается из положительного напряжения на участке потенциометра  $c-d$  и отрицательного напряжения на нагрузочном сопротивлении  $R_{a1}$ , создаваемого проходящим через него током лампы первого каскада. При положительном сигнале на сетке первой лампы ток в ней увеличивается, а во второй лампе ток уменьшается.

Коэффициент усиления первого каскада

$$K_1 = \frac{\mu_1 R_{a1}}{R_{i1} + R_{a1}}. \quad (5-157)$$

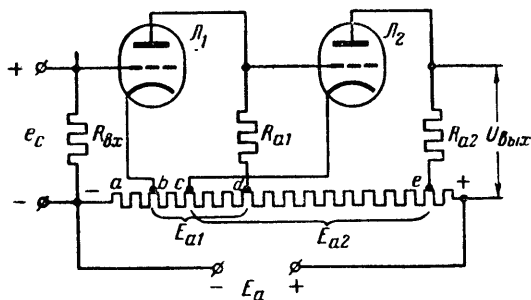
Коэффициент усиления второго каскада

$$K_2 = \frac{\mu_2 R_{a2}}{R_{i2} + R_{a2}}. \quad (5-158)$$

Общий коэффициент усиления

$$K = K_1 \cdot K_2. \quad (5-159)$$

Хотя приведенная схема имеет преимущества перед схемой фиг. 5-6,а в том, что здесь применен один источник питания, тем не менее, это преимущество еще недостаточно полное, так как напряжение источника здесь достаточно велико и, кроме того, велик ток потенциометра. Все это повышает мощность источника питания. Эта мощность заметно меньше у схемы, приведенной на фиг. 5-50,а, где анодные цепи ламп



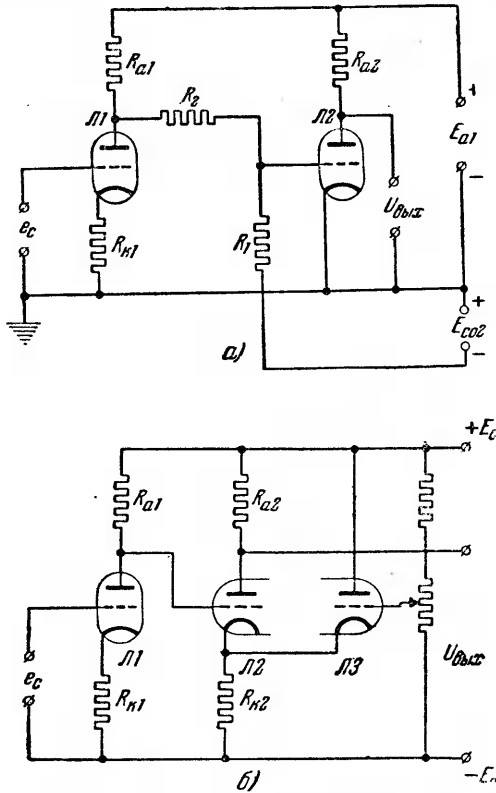
Фиг. 5-49. Двухкаскадный усилитель постоянного тока с питанием через потенциометр.

имеют также общий источник питания, но, кроме него, имеется второй маломощный источник напряжения  $E_{a2}$ . Нужда в дополнительном смещении появляется в связи с необходимостью понизить потенциал сетки в лампе второго каскада по отношению к катоду этой лампы для того, чтобы лампа могла работать на отрицательном участке своей анодно-сеточной характеристики. При непосредственном соединении анода предыдущего каскада с сеткой последующего нужного соотношения напряжений между сеткой и катодом второй лампы добиться нельзя, если катоды ламп имеют общий потенциал (введение автоматического смещения и во второй каскад приводит к нарушению линейности между входной и выходной величинами). Подбор нужной величины потенциала сетки в схеме фиг. 5-50,а решается с помощью потенциометра  $R_1 - R_2$ .

Другой вариант приведения в требуемое соответствие потенциалы сетки и катода второй лампы дает схема на фиг. 5-50,б. Здесь во второй каскад входят две лампы (практически одна лампа с двойной системой электродов обычно, двойной триод), присоединяемые к отрицательному полюсу источника питания через общее катодное сопротивление  $R_k$ . Третья лампа  $L_3$  выполняет здесь вспомогательные функции,

а именно, пропуская ток через  $R_K$ , она повышает потенциал катода лампы  $\mathcal{L}_2$  настолько, что сетка второй лампы начинает работать в режиме отрицательных напряжений.

Схемы, приведенные на фиг. 5-49 и 5-50, нуждаются в стабилизации напряжения источников питания, если стоит вопрос



Фиг. 5-50. Двухкаскадный усилитель с общим источником питания.

*а* — с дополнительным смещением; *б* — с катодным каскадом (катодным повторителем).

об ограничении нестабильности нуля в пределах десятых долей вольта.

Схемы, обеспечивающие минимум величины нестабильности без применения специальных стабилизаторов, рассматриваются в следующем параграфе.

### 5-18. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОГРАНИЧЕННОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТЬЮ

Двумя внешними причинами, заметно увеличивающими нестабильность нуля (дрейф), являются, как указывалось:

1) колебания напряжения анодного питания; 2) колебания напряжения цепи накала ламп.

Исключение первого влияния может быть в известной мере достигнуто (без применения специальных схем стабилизации) при конструировании электрической схемы аналогично приведенной на фиг. 5-51. Здесь напряжение вводится в анодную цепь и в цепь смещения через потенциометр с плечами  $r_a$  и  $r_c$ , так подобранными, что  $\frac{r_a}{r_c} = \mu$ . В этом случае колебание величины напряжения источника питания  $E_a$  (до определенных границ) на режиме работы лампы не сказывается, поскольку одновременно увеличиваются действующие навстречу друг другу и в нужной пропорции изменения напряжения в анодной и сеточной цепях. Усилитель с таким принципом стабилизации получил название  $\mu$ -каскада.

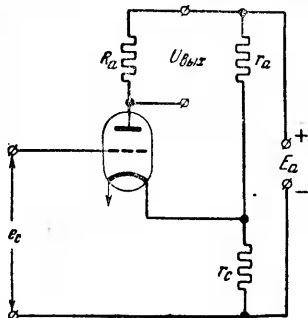
Поскольку анодный контур лампы замкнут в рассматриваемой схеме на сопротивление  $r_a$ , то анодный ток в лампе

$$i_a = \frac{-E_{a0} + \mu e_c}{R_a + R_i + r_a}. \quad (5-160)$$

Коэффициент усиления каскада

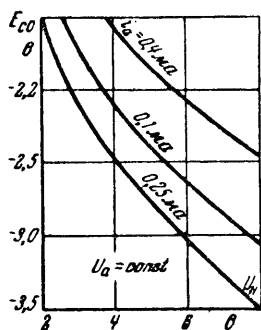
$$K = \frac{\mu}{R_a + R_i + r_a}. \quad (5-161)$$

Переходя к рассмотрению принципов компенсации нестабильности напряжения в цепи накала катода либо других причин, вызывающих изменение температуры катода, рассмотрим вначале влияние температурной нестабильности в схемах с автоматическим смещением и дадим количественную оценку нестабильности. При колебании в напряжении накала меняется ток в лампе [из-за изменения положения и глубины потенциального минимума (фиг. 3-13)]. Так, если напряжение накала лампы увеличить, то анодный ток в лампе возрастет. Поэтому, если желательно поддерживать ток в лампе на прежнем уровне, надо ввести в цепь сетки добавочное напряжение  $\Delta U_{ст}$ , увеличивающее (по абсолютной величине) напряжение смещения.



Фиг. 5-51. Усилитель с малой чувствительностью к колебаниям напряжения питания.

Если бы изменение падения напряжения в звене автоматического смещения точно соответствовало бы  $\Delta U_{cm}$ , то изменение температуры катода не повлияло бы на изменение анодного тока. Однако поскольку  $\Delta U_{cm}$  определяется физическими свойствами лампы, в то время как изменение падения напряжения в сопротивлении  $R_k$  пропорционально току, то в общем случае между  $\Delta U_{cm}$  и  $\Delta I_a R_k$  появляется разница, приводящая в конечном итоге к изменению тока.



Фиг. 5-52. Зависимость сеточного напряжения для поддержания постоянства тока при изменении напряжения накала.

О том, каким должно быть по величине  $\Delta U_{cm}$ , чтобы поддержать постоянство тока в лампе, показывает для одной из ламп с оксидным катодом серия кривых, приведенная на фиг. 5-52. Здесь на оси абсцисс отложено напряжение накала, а на оси ординат — значение отрицательных напряжений на сетке. По разнице соответствующих значений на оси абсцисс и оси ординат можно установить процентную величину изменений  $\Delta U_{cm}$  в функции от  $\Delta U_k$ . У ламп с оксидным катодом при  $\Delta U_k = \pm 10\%$  при малых анодных токах обычно  $\Delta U_{cm} = \pm 100$  мв, а при больших анодных токах  $\pm 200$  мв.

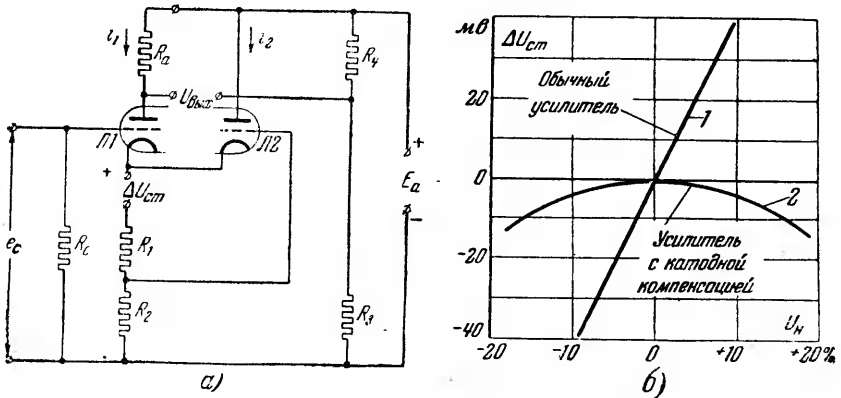
Схема компенсации влияния температурных изменений в усилителе постоянного тока приведена на фиг. 5-53,а. Схема работает по аналогичному принципу, что и схема фиг. 5-50,б. Здесь, однако, сопротивление в цепи катода ламп разбито на две ступени  $R_1$  и  $R_2$ , и сетка лампы  $L_2$  присоединена к общей точке между этими сопротивлениями.

Сопротивление  $R_1$  вводит напряжение смещения в сеточную цепь лампы  $L_2$ , а суммарное сопротивление  $R_1 + R_2$  вводит напряжение смещения в цепь лампы  $L_1$ . При изменении напряжения накала ламп, скажем, в сторону недокала уменьшается ток в лампах, а следовательно, уменьшается падение напряжения в общесеточном сопротивлении. Такое изменение компенсируется частично ростом тока в лампе  $L_2$  в таком объеме, что доля нескомпенсированной величины  $\Delta U_{cm}$  остается небольшой. Относительную величину такой доли в процентах дает кривая 2 на фиг. 5-53,б, в то время как прямая 1 на этой фигуре показывает процентную величину  $\Delta U_{cm}$  при отсутствии температурной компенсации. Из сопоставления прямой 1 с кривой 2 видно, что температурная компенсация уменьшает в десятки раз величину  $\Delta U_{cm}$ .

Выход в приведенной схеме осуществлен одним полюсом от анода лампы, а другим от потенциометра  $R_3$  и  $R_4$ , что также повышает стабильность работы схемы.

К схемам, обеспечивающим одновременно анодную и температурную компенсации, а также компенсацию изменяющихся во времени характеристик ламп (старение), относятся так называемые балансные схемы:

а) параллельная и б) последовательная.



Фиг. 5-53. Температурная компенсация в усилителях постоянного тока. а—схема; б—характеристика.

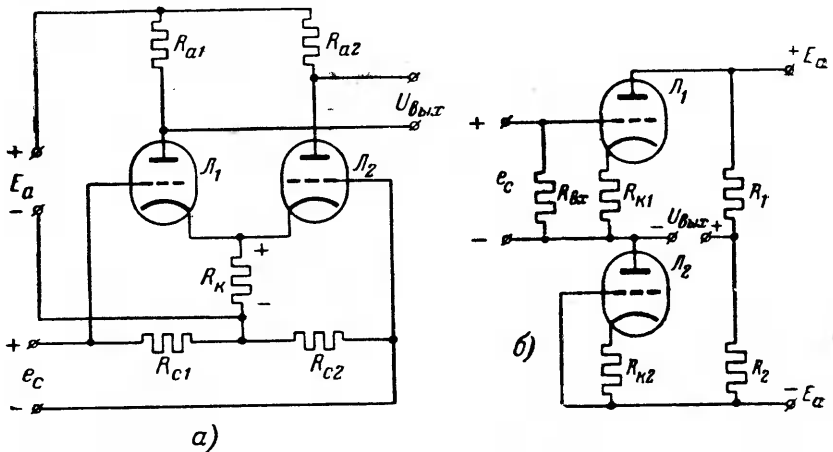
Параллельная схема приведена на фиг. 5-54,а. Выходное напряжение  $U_{вых}$  получается здесь, как разность анодных напряжений параллельно включенных ламп  $Л_1$  и  $Л_2$ .

Усиливаемый сигнал  $e_c$  подается здесь на последовательно соединенные входные сопротивления  $R_{c1}$  и  $R_{c2}$ . При этом сигнальное напряжение в цепи сетки одной лампы ослабляет напряжение автоматического смещения на катодном сопротивлении  $R_k$ , а в цепи сетки другой лампы его усиливает. Анодный ток в одной лампе при этом возрастает, а в другой уменьшается на такую же величину.

Выходное напряжение  $U_{вых}$  получается в этом случае в два раза большим, чем оно было бы при одной лампе. Однако в связи с тем, что и входной сигнал распределяется здесь между двумя сеточными цепями, коэффициент усиления получается в результате тем же, каким он был бы в простом однокаскадном усилителе, а именно:

$$K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \quad (5-162)$$

Напряжение смещения не влияет в этой схеме на коэффициент усиления, поскольку ток в катодном сопротивлении и напряжение на нем остаются неизменными. Значительно меньший дрейф в таком усилителе достигается тем, что здесь



Фиг. 5-54. Балансные схемы усилителей постоянного тока.  
а—параллельная; б—последовательная.

компенсируются как изменения анодных напряжений, так и колебания в цепи накала. Двойной триод позволяет выполнить схему только на одной лампе.

В последовательном балансном каскаде, схема которого приведена на фиг. 5-54, б, вход и выход имеют общую точку соединения. Сигнальное напряжение в этой схеме подается на сетку одной из ламп, а сетка второй лампы получает напряжение только через катодное сопротивление  $R_{к2}$ .

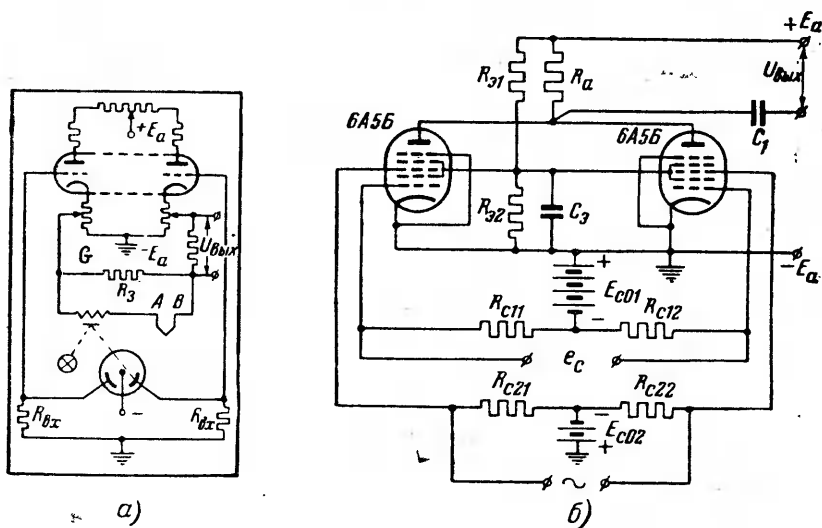
Выходное напряжение снимается здесь с диагонали моста, составленного из двух ламп и двух активных сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

При увеличении потенциала на сетке верхней лампы  $L_1$  ток должен возрастать в обеих лампах, но поскольку сетка нижней лампы делается при этом более отрицательной, то прохождение через нее того же тока, что и в верхней лампе, вызывает перераспределение напряжений. Напряжение на верхней лампе уменьшается, а на нижней возрастает. Это ведет к изменению выходного напряжения.

При одинаковых лампах и  $R_{к1} = R_{к2}$  коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{\mu}{2}. \quad (5-163)$$

Независимость коэффициента усиления от внутреннего сопротивления ламп в данном усилителе обеспечивает достаточно высокую стабильность работы его. Недостаток усилителя — относительно малый коэффициент усиления.



Фиг. 5-55. Усилители постоянного тока с промежуточным преобразованием.

*a* — при помощи фотоэлемента и зеркального гальванометра; *б* — постоянного тока в переменный.

Иные принципы сведения к минимуму дрейфа заложены в схемах усилителей постоянного тока, приведенных на фиг. 5-55, *a* и *б*. В схеме на фиг. 5-55, *a* это достигается тем, что электронное звено усиления вводится не в первой ступени усилителя, где из-за малых входных напряжений или токов звено весьма чувствительно к дрейфу, а после предварительного усиления тока с помощью гальванометрического звена. Гальванометр в схеме фиг. 5-55, *a* введен последовательно с термопарой, напряжение которой в данной схеме усиливается. Луч от зеркала гальванометра направляется в фотоэлемент, обладающий двумя отдельными катодами.

В цепи каждого катода включены нагрузочные сопротивления, введенные в сеточные цепи двух усилительных триодов, включенных в балансную схему. При нулевом токе в гальванометре луч освещает одинаковые площадки у обоих катодов фотоэлемента и поэтому ток на выходе равен нулю.

При появлении термо-э. д. с. и тока в гальванометре луч перемещается по катодам, охватывая в большей мере пло-



щадь одного катода, в силу чего баланс в схеме нарушается и на выходе усилителя, куда присоединен регистрирующий прибор, появляется дополнительно усиленное электронным звеном схемы напряжение.

Благодаря действию гальванометрического звена в сочетании с фотоэлементом ничтожно малые напряжения на входе (микровольты и даже доли микровольта), появляющиеся в цепи термопары и гальванометра, преобразуются в вольты на входных сопротивлениях  $R_{вх}$  (имеющих порядок величины в несколько мегом) в цепи сеток лампы. При таких относительно больших значениях сеточных напряжений влияние дрейфа в схеме резко уменьшается.

Для стабилизации работы усилителя гальванометр и термопары замкнуты на сопротивление, выполняющие роль отрицательной обратной связи по отношению к электронному узлу усиления.

Иной метод исключения дрейфа дает схема, приведенная на фиг. 5-55,б. Здесь в усилитель в качестве промежуточного звена введен электронный преобразователь постоянного тока в переменный. Для электронного преобразования используются в схеме преобразовательные лампы-гептоды.

Усиливаемое постоянное напряжение подается здесь на нижние управляющие сетки преобразовательных ламп. Верхние управляющие сетки питаются от вспомогательного источника переменного напряжения неизменной амплитуды. При отсутствии входного сигнала напряжения на нижних сетках одинаковы и равны напряжению смещения  $E_{с01}$ . Усиливаемые лампами переменные токи одинаковы при этом по величине и противоположны по фазе. В силу этого результирующий переменный ток в нагрузочном сопротивлении  $R_n$  равен нулю.

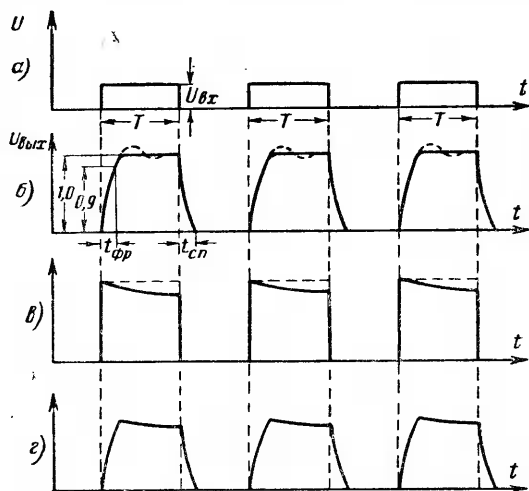
С появлением сигнала потенциалы нижних сеток изменяются так, что переменный ток в одной из ламп уменьшается, в то время как в другой лампе он возрастает на такую же величину. Возникающая при этом разность переменных токов в нагрузке пропорциональна величине принятого сигнала постоянного напряжения.

Выход в усилителе осуществлен через разделительный конденсатор  $C_1$ . Смещение на верхние и нижние сетки ламп подается от отдельных источников питания, а напряжение на экранные сетки подается через потенциометр  $R_{с1}$  и  $R_{с2}$ , зашунтированный в нижнем плече емкостью  $C_2$ .

Одновременно с преобразованием имеет место в первом каскаде и усиление тока. В последующих каскадах усиление доводится до требуемого уровня.

## 5-19. ИМПУЛЬСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В ряде устройств промышленной электроники нередко приходится усиливать импульсы прямоугольной формы, подобные приведенным на фиг. 5-56, а. В тех случаях, когда важно иметь на выходе пропорциональное усиление не только переменной, но и постоянной составляющей импульса, нужны усилители постоянного тока. Такие же усилители требуются



Фиг. 5-56. Диаграммы искажения прямоугольных импульсов при усилении.

а—входной импульс; б—искажения выходного импульса при высоких частотах; в—искажения при низких частотах; г—результатирующие искажения.

и в том случае, когда допустима передача только переменной составляющей импульса (с введением на выходе независимой от процесса усиления постоянной составляющей), но частота повторяемости импульса относительно мала (когда она меньше промышленной частоты переменного тока). Реостатно-емкостные усилители при такой частоте, как это ниже будет показано, дают заметные искажения импульса.

На высоких частотах в силу влияния емкости  $C_0$ , определяемой уравнением (5-152), появляются искажения и в усилителях постоянного тока, обязанные своим происхождением переходным процессам. Такие искажения называют поэтому переходными.

Переходные искажения изменяют фронт волны у выходного импульса (фиг. 5-56, б) по отношению к входному (фиг. 5-56, а).

Если индуктивностью потребителя энергии, питаемого через усилитель, можно за ее малостью пренебречь, то изменение выходного напряжения, как известно из теории нестационарных режимов, подчиняется уравнению

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_s}} \right), \quad (5-164)$$

здесь  $\tau_s = C_0 R_s$  — постоянная времени;

$R_s$  — результирующее активное сопротивление в анодном контуре усилителя.

Следуя уравнению (5-164), выходное напряжение нарастает до своего максимального значения по закону экспоненты.

При наличии заметной индуктивности у потребителя в кривой выходного напряжения усилителя появляется еще всплеск (показанный на фиг. 5-56,б пунктиром), обусловленный наличием затухающего колебательного процесса в схеме. В зависимости от рода потребителя, питаемого через усилитель, допускается та либо иная величина всплеска. Так, в усилителях измерительного типа величина всплеска ограничивается обычно значением в 1—2%, а в усилителях, питающих серводвигатели, допускается величина всплеска до 80%. Величина всплеска регулируется подбором параметров усилителя и нагрузки.

Крутизна нарастания импульса определяется временем фронта  $t_{\text{фр}}$ , определяющим время, потребное для нарастания выходного импульса с нулевого значения до 90% от его конечной величины.

Подставляя в левую часть (5-164) значение  $0,9U_{\text{вых}}$  и величину  $t_{\text{фр}}$  вместо  $t$  и разделив полученное равенство на исходное, мы находим, что

$$t_{\text{фр}} = 2,2\tau_s. \quad (5-165)$$

Параметры элементов, определяющих постоянную времени при больших частотах  $\tau_s$  подбираются в импульсном усилителе из тех соображений, чтобы время фронта не превышало 3—5% от общей продолжительности импульса  $T$ . С повышением частоты подачи импульса и сокращением его продолжительности  $T$  требуется соответственно сокращать и время фронта.

В тех случаях, когда при большой частоте повторяемости импульса можно ограничиться усилением только переменной составляющей импульса, наряду с усилителем постоянного тока может быть применен и более дешевый по

стоимости реостатно-емкостный усилитель. Однако при переходе к более низким частотам повторения импульса такой усилитель из-за влияния емкости  $C_c$  в звене связи (фиг. 5-30,а) вносит дополнительные искажения в форму кривой выходного напряжения.

Действительно в момент подачи импульса напряжение на конденсаторе равно нулю, если он успел разрядиться за промежуток времени между импульсами. Поэтому полное выходное напряжение в начальный момент принимает на себя сопротивление  $R_c$ , затем по мере заряда конденсатора  $C_c$  напряжение на  $R_c$  постепенно уменьшается. Это ведет к снижению напряжения в верхней части импульса (фиг. 5-56,в), который должен был бы быть плоским. Напряжение на  $R_c$  меняется в соответствии с уравнением

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K e^{-\frac{t}{\tau_n}}; \quad (5-166)$$

здесь  $\tau_n$  — постоянная времени низкой частоты. Она определяется из равенства

$$\tau_n = C_c R_c.$$

Из (5-166) следует, что чем больше низкочастотная постоянная времени  $\tau_n$ , тем меньше снижается напряжение к концу импульса.

Если считать приемлемым спадание кривой выходного напряжения за время существования импульса  $T$  до 0,9 от его начального значения, то, подставляя 0,9  $U_{\text{вых}}$  в (5-166), мы находим, что это возможно тогда, когда

$$\tau_n \geq 10 T. \quad (5-167)$$

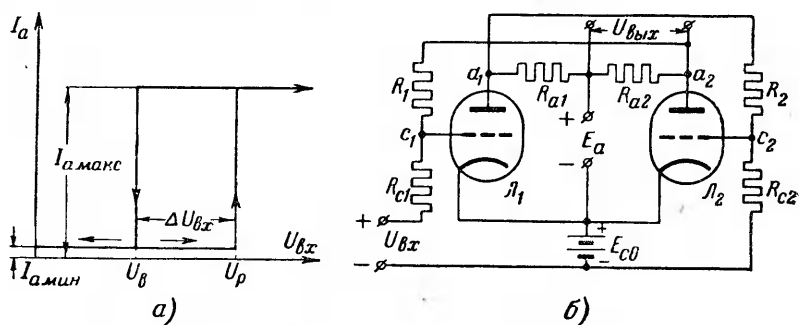
При практически применяемых в реостатно-емкостных усилителях значениях величин  $C_c$  и  $R_c$  неравенство (5-167) может быть удовлетворено, если только число импульсов в секунду не меньше 20—25.

Результирующую форму импульса в таких усилителях показывают кривые на фиг. 5-56, з. Ось времени как на фиг. 5-56, з, так и на фиг. 5-56, в проходит при реостатно-емкостном усилителе посередине, деля площадь импульса на две равные части.

Дополнительные искажения, получаемые при низкочастотных импульсах, и являются причиной того, что даже при возможности ограничиться усилением переменной составляющей напряжения все же применяются усилители постоянного тока.

### 5-20. НЕЛИНЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ (ТРИГГЕРЫ)

В тех случаях, когда электронное устройство несет функции реле, не требуется иметь линейного возрастания выходного тока по отношению к входному напряжению, а это возрастание должно происходить скачком, от минимального значения  $I_{a \text{ мин}}$  до полного значения  $I_{a \text{ макс}}$ , как показано на диаграмме фиг. 5-57, а.



Фиг. 5-57. Релейный усилитель с обратной связью по напряжению.  
а—диаграмма работы; б—схема.

Такие функции электронного реле успешно выполняют усилители постоянного тока с положительной обратной связью, получившие название триггеров. Различают триггеры:

- 1) с обратной связью по напряжению;
- 2) с обратной связью по току.

Типовая схема триггера с обратной связью по напряжению приведена на фиг. 5-57, б. Здесь два симметричных усилительных каскада постоянного тока. Обратная связь осуществлена здесь таким образом, что сетка одной лампы (кроме ее связи через сеточное сопротивление  $R_{c1}$  либо  $R_{c2}$  с катодом той же лампы) соединена через активное сопротивление  $R_1$  либо  $R_2$  с анодом второй лампы.

Такая связь ведет к тому, что когда ток в одной лампе увеличивается, потенциал сетки другой лампы уменьшается в силу падения напряжения на аноде первой лампы. Поэтому усиление тока в одной из ламп вызывает ослабление тока в другой.

При отсутствии внешнего сигнала на входе первой лампы  $U_{bx}$  ток пропускает только одна из ламп, а именно та, которая раньше получила первый случайный импульс, повышающий ее сеточное напряжение. Случайные импульсы могут

быть вызваны флюктуационными помехами, изменением температуры и т. д.

Ток продолжает протекать через эту лампу до тех пор, пока на входе триггера не появится входной сигнал  $U_{вх} = U_p$ , носящий название напряжения срабатывания. Если к моменту подачи входного импульса пропускает ток лампа  $L_2$ , то входной сигнал должен быть положительным, т. е. он должен сообщить сетке  $C_1$  положительный потенциал по отношению к катоду. Если такой сигнал подан, то под действием его ток в лампе  $L_1$  начинает увеличиваться, а ток в лампе  $L_2$  уменьшаться в силу того, что снижается потенциал сетки лампы  $L_2$ .

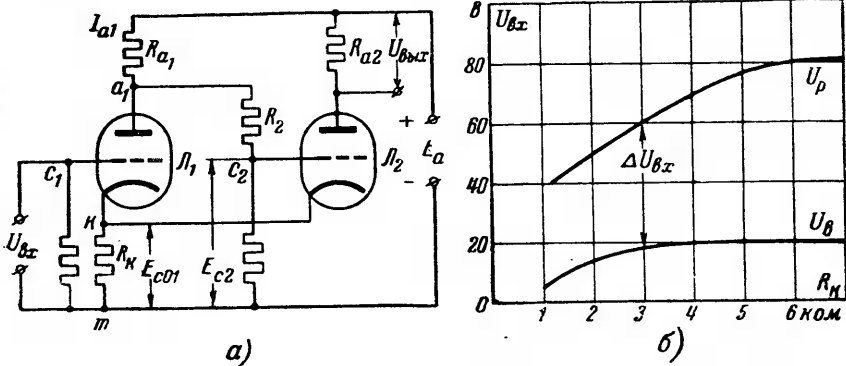
Уменьшение тока в лампе  $L_2$  вызывает увеличение потенциала точки  $a_2$ , а следовательно, и потенциала сетки первой лампы. Ток в первой лампе в силу этого продолжает нарастать, а ток во второй лампе уменьшаться. Такой процесс продолжается до тех пор, пока ток в первой лампе не достигает максимума, а ток во второй лампе — минимума. Ток переходит от одной лампы к другой в течение нескольких микросекунд и носит поэтому характер скачка. Если к моменту подачи входного сигнала пропускает ток лампа  $L_1$ , то входной импульс должен быть отрицательным. Для возврата триггера в исходное положение требуется, чтобы входное напряжение в цепи сетки первой лампы при предварительной подаче на нее положительного импульса стало меньше  $U_p$  по крайней мере на величину  $\Delta U_{вх}$ , обозначенную на диаграмме на фиг. 5-57, а. Напряжение  $U_v$  называют напряжением возврата.

Переход от режима срабатывания к режиму возврата может быть достигнут не только изменением полярности входного импульса либо уменьшением величины его до  $U_v$ , но и изменением сопротивлений в сеточных цепях  $R_1$  либо  $R_2$ , что реализуется в фотоэлектронных триггерных схемах.

Если источник входного сигнала обладает большим внутренним сопротивлением (как, например, у фотоэлемента), то в рассмотренной схеме триггер срабатывает не всегда четко. Нечеткость выражается в том, что вместо мгновенного скачка тока имеет место возрастание его небольшими ступенями. В таких схемах более четко работает триггер с обратной связью по току.

Типовая схема его приведена на фиг. 5-58, а. Здесь ток второй лампы, проходя через сопротивление  $R_k$ , создает на нем падение напряжения, выполняющее роль напряжения смещения  $E_{c01}$  для первой лампы.

В начальном состоянии схемы максимальный ток проходит через лампу  $L_2$ , а лампа  $L_1$  заперта смещением  $E_{c01}$ .



Фиг. 5-58. Релейный усилитель с обратной связью по току.  
а—схема; б—характеристики.

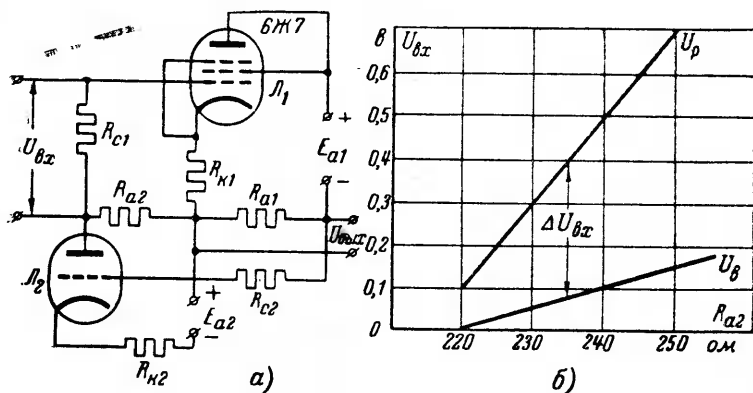
При появлении положительного сигнала на входе  $U_{вх} > U_p$  лампа  $L_1$  начинает пропускать ток. Это приводит к уменьшению потенциала точек  $a_1$  и  $c_2$ . В результате ток во второй лампе  $L_2$  начинает уменьшаться. Вместе с током уменьшается и  $E_{c01}$  и ток лампы  $L_1$  продолжает возрастать. Так ток в лампе  $L_1$  возрастает до максимума, а ток в лампе  $L_2$  падает до минимума. Такой процесс изменения тока требует так же ничтожно малого промежутка времени (порядка нескольких микросекунд). При снижении положительного сигнала до  $U_{вх} \leq U_b$  ток вновь переходит от лампы  $L_1$  к лампе  $L_2$ . Напряжения  $U_p$  и  $U_b$  зависят от параметров лампы и сопротивлений и в первую очередь от сопротивления  $R_k$ .

Типичные кривые зависимости напряжений срабатывания и возврата для триггера, работающего по схеме фиг. 5-58, а, в зависимости от сопротивления  $R_k$  приведены на фиг. 5-58, б. Числовые значения величин, приведенных на осях координат, зависят от примененных типов ламп и сопротивлений в схеме.

Кроме значений величин напряжений срабатывания  $U_p$  и возврата  $U_b$  качество работы триггера определяет еще его чувствительность. Под последней понимается отношение скачка тока к величине  $\Delta U_{вх}$ , отделяющей напряжение срабатывания от напряжения возврата.

В рассматриваемой схеме чувствительность триггера, определяемая отношением скачка тока к изменению входного напряжения  $\Delta U_{вх}$ , лежит при триоде в границах от 0,5 до 2 ма/в.

Заметное увеличение чувствительности дает усовершенствованная А. А. Соколовым схема триггера, приведенная на фиг. 5-59, а [Л. V-7]. Здесь  $L_1$  одна из ламп, в сеточную цепь



Фиг. 5-59. Релейный усилитель с пентодом.  
а—схема; б—характеристика.

которой вводится сигнал, является пентодом. Каждый из каскадов в предложенной схеме питается от независимого источника напряжения.

В начальном состоянии схемы ток пропускает триод, а пентод заперт, так как падение напряжения на сопротивлении создает большое отрицательное смещение в цепи управляющей сетки пентода.

Чувствительность схемы характеризуется ходом кривых на фиг. 5-59, б.

## 5-21. УСИЛИТЕЛИ С ПЕРЕМЕННЫМ АНОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ (ФАЗОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ)

В рассмотренных типах усилителей лампа питалась от постоянного напряжения.

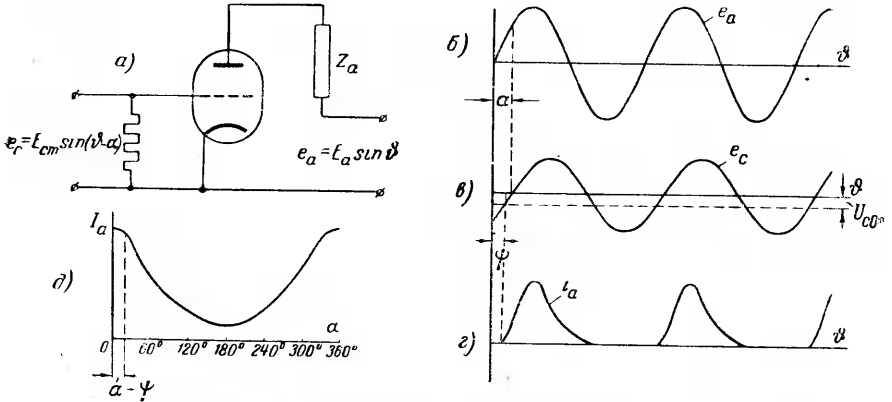
В промышленной электронике применяются также усилители, анодные и сеточные цепи которых питаются переменным напряжением. Такие усилители переменного тока встречаются в релейных схемах, автопотенциометрах переменного тока, индикаторах баланса фаз и т. д.

В связи с зависимостью анодного тока от сдвига фазы между сеточным и анодным напряжением в таких усилителях они названы фазовыми (их называют также и фазовыми детекторами).

Простейшая схема однокаскадного фазового усилителя приведена на фиг. 5-60, а, а диаграммы, иллюстрирующие его работу, даны на фиг. 5-60, б, в, г и д. Особенность работы таких усилителей заключается в том, что для прохождения тока через лампу требуется не только, чтобы сеточное напряжение было больше напряжения отсечки  $U_{co}$ , но и чтобы анодное напряжение было бы в это время положительным.

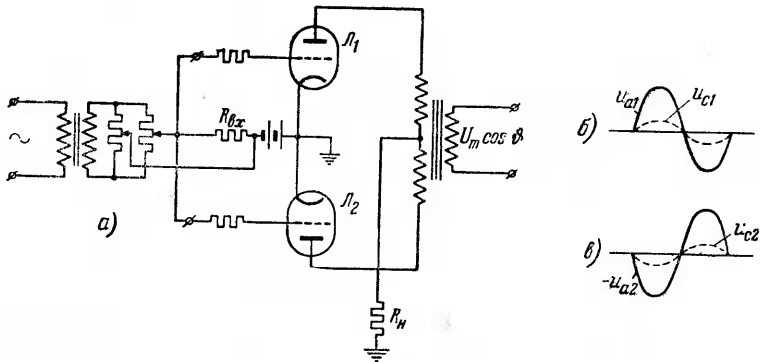


При чисто активной нагрузке величина анодного напряжения и знак этого напряжения зависят только от источника питания, между тем как при смешанной нагрузке, в частно-



Фиг. 5-60. Фазовый усилитель.

а—схема; б—анодное напряжение; в—сеточное напряжение; г—анодный ток;  
 д—кривая зависимости среднего значения тока от угла сдвига.



Фиг. 5-61. Двухтактный фазовый усилитель.

а—схема; б—диаграмма напряжения одной лампы; в—диаграмма напряжения другой лампы.

сти, при активно-индуктивном сопротивлении  $Z_a$  в результирующее анодное напряжение входит также э. д. с. самоиндукции нагрузки.

Диаграмма анодного тока на фиг. 5-60, г соответствует наличию некоторого сдвига фаз  $\alpha$  между напряжением питания  $e_a = E_{am} \sin \delta$  (фиг. 5-60, б) и сеточным напряжением  $e_c = E_{cm} \sin(\delta - \alpha)$  (фиг. 5-60, в). Диаграмма на фиг. 5-60, д дает зависимость среднего значения тока от угла сдвига фаз.

В более мощных релейных усилителях и сервоусилителях (усилителях, применяемых для питания серво-двигателей) применяется и двухтактная схема с переменным напряжением на анодах (фиг. 5-61). Эта схема аналогична двухтактной схеме, рассмотренной в 5-8.

Когда сеточное напряжение одной из ламп совпадает по фазе с анодным напряжением ( $\alpha=0$  и положительно, фиг. 5-61, б), то ток проходит в одной лампе, в то время как в другой лампе он равен нулю. В следующий полупериод ток проходит только во второй лампе.

В первичной и также в выходной обмотке трансформатора ток определяется разностью анодных токов ламп. Таким образом, изменяя амплитуду сеточного напряжения, можно изменять величину тока на выходе усилителя, а, изменяя фазу входного напряжения, можно изменять ее и в выходной цепи каскада. Это очень важно для регулирования скорости и изменения направления движения серводвигателей.

#### 5-22. ДРУГИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП, СВЯЗАННЫЕ С УСИЛЕНИЕМ ТОКА

В предыдущих параграфах мы рассмотрели функции усилителей, выполняющих свою прямую роль в устройствах повышения мощности колебаний на выходе при сохранении формы входных колебаний. Электронные лампы обладают, однако, кроме усилительных и рядом других свойств, к которым могут быть отнесены:

- 1) исключительная скорость действия (безинерционность) их;
- 2) чувствительность к изменению режимов питания (в частности, к режиму питания катодной цепи);
- 3) вентильные свойства ламп и т. д.

Эти свойства в сочетании с усилительными и способностью ламп легко приспособляться к любым сложным функциям в электрических системах (как, например, в решающих устройствах) и являются причиной чрезвычайно широкого и разнообразного применения электронных ламп в самых различных областях электротехники. Рассмотрим в качестве примера наиболее характерные из этих областей:

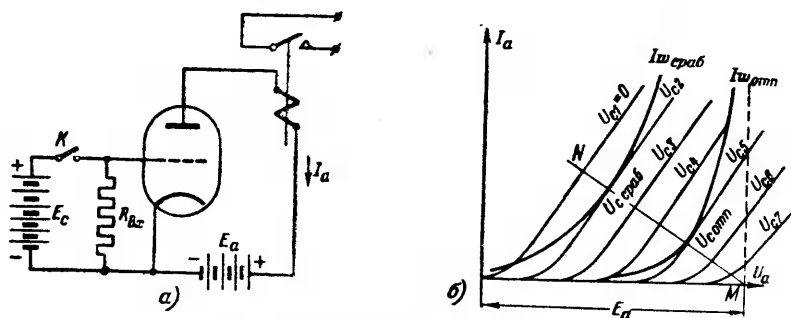
##### а) Электронные реле напряжения и тока

В электронных реле используются прежде всего их свойства высокой чувствительности, быстрого действия и максимального значения коэффициента возврата (последний характеризуется отношением тока отпускания реле к току его срабатывания).

Бесконтактный тип электронных реле — триггеры — был рассмотрен нами в 5-20. Здесь мы ограничимся поэтому рассмотрением контактных типов реле, включающих в качестве исполнительного элемента реле электро-магнитного типа, чувствительность которого недостаточна, чтобы непосредственно реагировать на изменения режима в системе.

Простейшая схема электронного реле напряжения представлена на фиг. 5-62, а.

Напряжение контролируемого объекта показано на схеме условно в виде источника постоянного напряжения, цепь ко-



Фиг. 5-62. Электронное реле.  
а—схема; б—совмещенные характеристики.

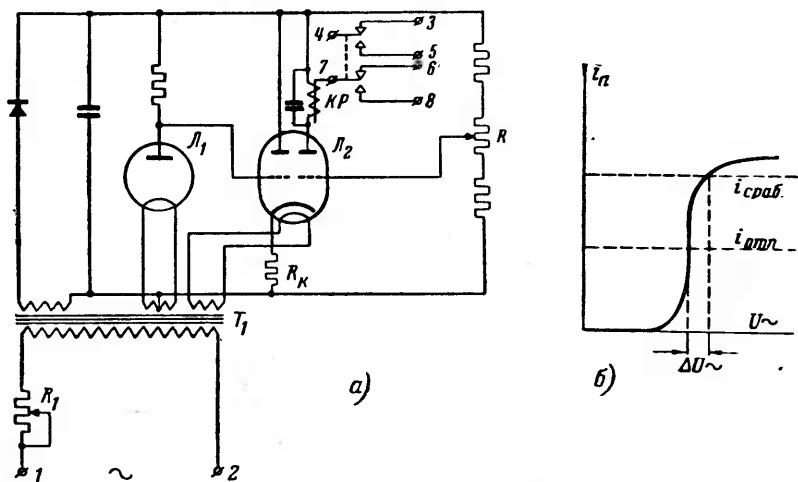
торого замыкается контактом. В сеточной цепи нет напряжения смещения, поскольку проходящий при нуле напряжения через лампу ток недостаточен, чтобы сработало электромагнитное реле, включенное в анодную цепь лампы.

Напряжение срабатывания и отпускания может быть найдено, если на семействе анодных характеристик лампы построить дополнительно, как это выполнено на фиг. 5-62, б, вольтамперные характеристики самого реле. Такие характеристики определяются теми м. д. с. магнитной системы реле, которые нужны для срабатывания и отпускания ( $I_{w_{ср.аб}}$  и  $I_{w_{омн}}$ ) реле. Такие две характеристики и нанесены на фиг. 5-62, б. Эти характеристики строятся по отношению к вертикальной линии, проходящей через точку  $M$  на оси абсцисс. Надписи сеточных напряжений на тех анодных характеристиках, которые касаются характеристик реле, определяют напряжения срабатывания ( $U_{с.ср.аб}$ ) и напряжения отпускания ( $U_{с.омн}$ ).

Угол наклона динамической линии нагрузки, проходящей через точку  $E_a$  на оси абсцисс и точки касания характеристик, определяет одновременно то сопротивление, которое

должна иметь катушка электромагнитного реле при оптимальном выборе ее параметров.

Более совершенная схема двухпозиционного реле напряжения, разработанная в ВЭИ Г. Р. Герценбергом, приведена на фиг. 5-63,а. Особенность такого реле его высокий коэффициент возврата  $0,98 \div 0,99$ , в то время как электромагнитные реле не дают коэффициента возврата больше чем  $0,85$ . Он достигается в описываемой схеме включением в цепь сетки левого триода  $L_2$  диода с вольфрамовым катодом, обладаю-



Фиг. 5-63. Двухпозиционное электронное реле напряжения с диодом.

щего резко выраженным участком насыщения (диод типа 4Ц1М). При изменении напряжения накала по отношению к нормальному ток в диоде резко возрастает, как это показывает характеристика на фиг. 5-63,б. Ток изменяется примерно в 7-й степени по отношению к изменению напряжения в цепи накала. Поэтому достаточно во входной цепи измениться напряжению на  $0,1-0,2\%$ , чтобы ток в лампе настолько изменился, насколько это необходимо для срабатывания реле. Левый триод выполняет в схеме лишь функции катодного повторителя (каскад с катодной нагрузкой, рассмотренный нами в §. 5-11), в то время как непосредственно функции усиления несет правый триод. Такое довольно часто встречающееся в схемах промышленной электроники сочетание в одной лампе с двойной системой электродов катодного повторителя и усилителя с анодной нагрузкой дает возможность получить результирующий коэффициент усиления лампы заметно больше того, что в состоянии дать один каскад усиления.

Раздельное использование систем двойной лампы для двух последовательно действующих каскадов (даже в том случае, когда это позволяет конструкция лампы, обладающей двумя независимыми катодами) себя не оправдывает. Выигрыш в коэффициенте усиления (по сравнению со схемой с катодным повторителем) получается при этом относительно небольшим, между тем как двухкаскадная схема (как мы видели в § 5-17) получается заметно сложнее.

Роль катодного повторителя сводится, по существу, к тому, что он передает колебания напряжения из своей сеточной цепи почти целиком катодному сопротивлению  $R_k$ , являющемуся входным звеном в следующем каскаде. В последнем анодное сопротивление заметно больше катодного. Потенциометр  $R$  позволяет изменять коэффициент возврата реле  $KP$ . Питание ламп в данной схеме производится через однополупериодный выпрямитель с емкостным фильтром.

### б) Электронное реле времени

Простейшая схема электронного реле времени приведена на фиг. 5-64,а. Здесь питание анодной цепи и цепи накала производится от одного и того же источника постоянного напряжения.

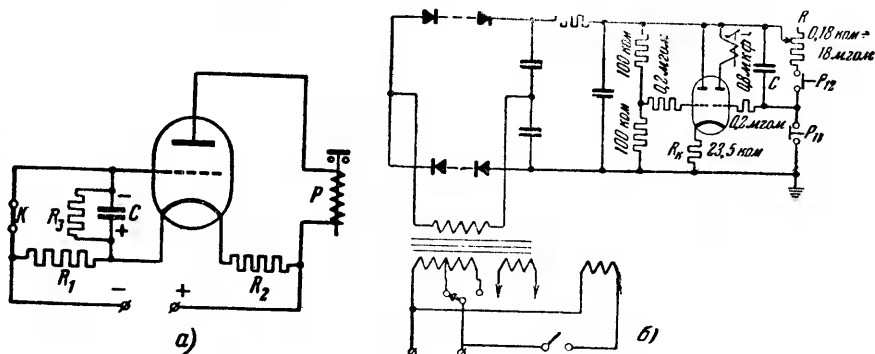
Положительное анодное напряжение создается здесь за счет падения напряжений в сопротивлении  $R_2$ . Отрицательное напряжение смещения создается падением напряжения в сопротивлении  $R_1$ . Благодаря отрицательному смещению лампа тока почти не пропускает. Конденсатор при этом заряжен с полярностью, показанной на схеме. При размыкании контакта  $K$  пускового реле конденсатор начинает разряжаться на сопротивление  $R_3$ . Включение исполнительного реле  $P$  происходит в тот момент, когда повышающийся при уменьшении отрицательного потенциала на сетке анодный ток усилителя достигает известной величины, задаваемой параметрами реле  $P$ . Регулировка времени достигается изменением величин  $C$  и  $R_3$ , изменяющих постоянную времени разряда конденсатора.

Недостаточно четкая фиксация тех интервалов времени, которые связаны с последним пологим участком кривой разряда, устранена в электронном реле времени, разработанном в ВЭИ А. И. Бояровым, схема которого представлена на фиг. 5-64,б.

Левая часть схемы относится к узлу питания реле, а правая часть схемы, содержащая двойной триод (типа 6Н7) осуществляет функции реле. Левая лампа в двойном триоде работает в режиме катодного повторителя, поддерживая

определенное падение напряжения в сопротивлении  $R_k$  (равное  $\frac{E_a}{2}$ ), которое и определяет потенциал катода ламп.

В исходном положении конденсатор  $C$  заряжен на полное напряжение  $E_a$ , поскольку контакт  $P_{11}$  замкнут, а контакт  $P_{12}$  разомкнут. При срабатывании пускового реле контакты переключаются, и конденсатор начинает разряжаться на сопротив-



Фиг. 5-64. Электронное реле времени.  
а—упрощенная схема; б—реле с точной настройкой.

ление  $R$ , повышая потенциал сетки. В момент приближения потенциала сетки к потенциалу катода лампы правый триод открывается и вводит в действие исполнительное реле, включенное в его анодную цепь.

Строгая фиксация момента срабатывания реле достигается здесь тем, что кривая разрядного напряжения конденсатора пересекает горизонтальную прямую потенциала катода под углом, близким к  $90^\circ$ .

Для конкретизации параметров схемы на фиг. 5-64 указаны величины сопротивлений в отдельных узлах реле.

### в) Измерительный элемент в регуляторе напряжения

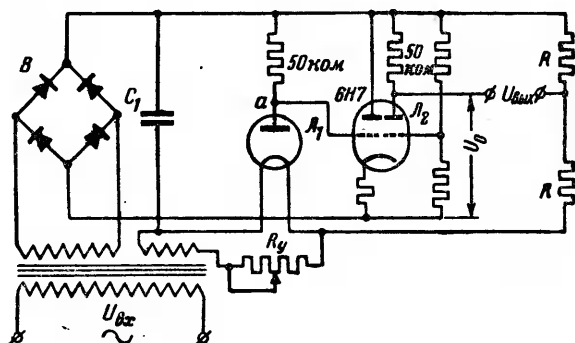
В регуляторах различают два основных узла его:

1) измерительный узел, реагирующий на изменение напряжения в регулируемой системе и усиливающий разницу между заданной и изменяющейся в режиме работы величиной напряжения;

2) исполнительный узел, воздействующий на механизм регулирования.

Выполнение измерительного узла целиком на электронных лампах иллюстрирует приведенная на фиг. 5-65 схема, относящаяся к электронно-ионному регулятору системы ВЭИ разработки Г. Р. Герценберга.

Для усиления здесь также используется двойная лампа типа 6Н7 с катодным повторителем. В сеточную цепь повторителя включен диод с вольфрамовым катодом (типа 4Ц1М). Накальная цепь диода питается через трансформатор, присоединенный к сети, величина напряжения которой контролируется. При отступлении напряжения от заданного ток в диоде резко изменяется, в силу чего изменяется напряжение на аноде у правого триода лампы  $L_2$ . Этот триод включен в качестве переменного сопротивления в одно из плеч моста. Три



Фиг. 5-65. Измерительный элемент регулятора напряжения.

других плеча содержат неизменные сопротивления. Напряжение для исполнительного элемента снимается с выходных зажимов диагонали моста. Использование моста дает дополнительное усиление и позволяет изменять знак у выходной величины. Лампы в рассматриваемой схеме питаются через выпрямитель, собранный по мостовой схеме и снабженный емкостным фильтром.

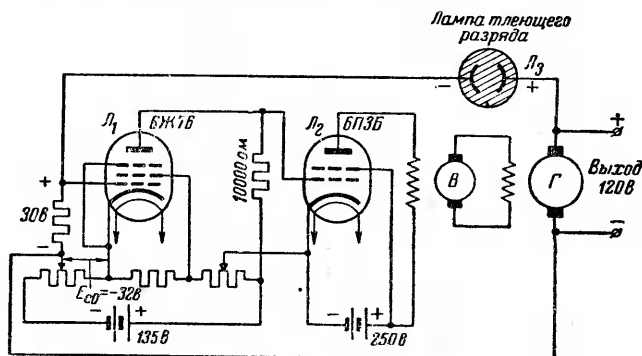
Сопротивление  $R_v$  служит для первоначальной настройки моста на требуемый уровень регулирования напряжения.

Схема регулятора напряжения, в котором и в измерительном и исполнительном узлах использованы электронные лампы, приведена на фиг. 5-66. Назначение регулятора — поддержать постоянство напряжения на зажимах генератора  $G$ , система возбуждения которого питается от отдельного возбудителя  $B$ .

Здесь усилитель двухкаскадный. Первый каскад выполняет функции усилителя напряжения, а второй каскад — функции усилителя тока. Входное напряжение в измерительном звене является разностью напряжений эталонного и контролируемого. Эталонное напряжение введено в цепь смещения первой лампы (как часть напряжения потенциометра), и оно сравнивается с входным напряжением на сетке, составляющим опре-

деленную долю контролируемого напряжения генератора. Остальная часть этого напряжения снимается стабилизатором тлеющего разряда.

Такой стабилизатор (характеристики которого как ионного прибора более подробно рассматриваются во второй части книги) обладает тем свойством, что при изменении тока в нем напряжение на его зажимах почти не изменяется.



Фиг. 5-66. Регулятор напряжения генератора постоянного тока.

При снижении напряжения на выходе потенциал сетки лампы  $L_1$  становится более отрицательным, а потенциал сетки лампы  $L_2$  более положительным, в связи с чем ток на выходе повышается и возбудитель восстанавливает исходное значение напряжения на генераторе. При отсутствии возбудителя нужный ток регулирования может быть достигнут путем включения на выходе усилителя нескольких ламп параллельно.

Для конкретизации параметров подобной схемы на фиг. 5-66 указаны типы ламп, величины сопротивлений, а также величины напряжений в сеточных и анодных цепях. В ступени усиления напряжения использована лампа 6Ж7Б, а в каскаде усиления тока использована лучевая лампа типа 6ПЗБ.

### г) Электронный стабилизатор напряжения

Схема стабилизатора приведена на фиг. 5-67. Назначение данного стабилизатора — поддерживать на определенном уровне величину выпрямляемого кенотроном напряжения, при изменении нагрузочного тока от нуля до полной величины и колебаниях напряжения в сети переменного тока.

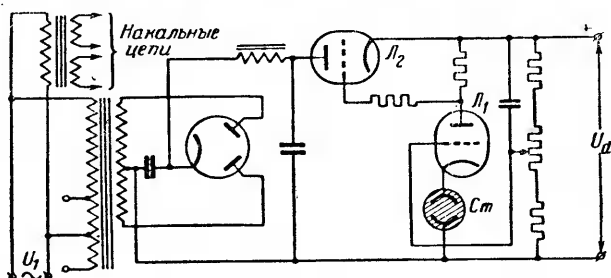
В рассматриваемой схеме стабилизатора в цепь выпрямленного тока последовательно включен триод, выполняющий роль переменного сопротивления, регулирующего напряжение



на выходе выпрямителя. Сетка этого триода связана с усиительным звеном, включенным параллельно нагрузке.

Сеточная цепь параллельного триода питается от потенциометра, установка которого выбирается по условию обеспечения при стабилизированном с помощью лампы тлеющего разряда напряжении смещения требуемого напряжения на выходе выпрямителя.

При отклонении выходного напряжения  $U_d$  от заданного установленное равновесие в цепи сетки  $L_1$  параллельного



Фиг. 5-67. Электронный стабилизатор напряжения.

триода нарушается и здесь появляется корректирующее напряжение. Триод усиливает это напряжение, и через обратную связь усиленное напряжение передается сетке регулирующего триода  $L_2$ , восстанавливающего (с известной погрешностью) заданный уровень выходного напряжения.

Степень стабилизации определяется процентной величиной отклонения выходного напряжения от заданного при изменении нагрузки и колебаний напряжения в цепи питания в установленных границах.

При одном каскаде усиления (не считая последовательно включенного регулирующего триода) степень стабилизации может быть доведена до 1%, а при двух каскадах усиления до 0,1%.

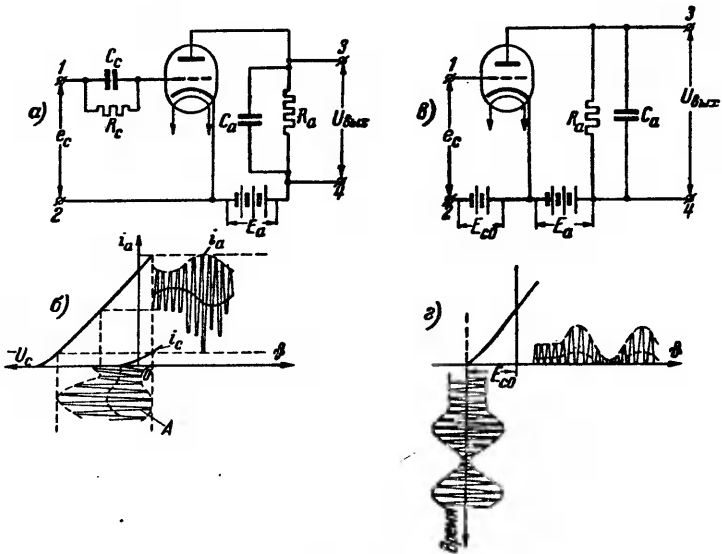
#### д) Анодное и сеточное детектирование

Отделение модулирующих колебаний от модулированных с помощью диода (диодное детектирование) было рассмотрено нами в § 3-17.

В тех случаях, когда желательно при помощи одной лампы не только отделить колебания низкой частоты (модулирующие колебания) от колебаний высокой (несущей частоты), но и усилить первые колебания, пользуются триодом. При этом модулированные колебания высокой частоты вводятся в цепь сетки триода, а выделяемые из них колебания низкой частоты получаются на выходе анодной цепи лампы.

В зависимости от того, в какой цепи вначале выделяются колебания низкой частоты вместе с их постоянной составляющей в сеточной или в анодной различают сеточное и анодное детектирования.

Принципиальная схема сеточного детектирования представлена на фиг. 5-68,а, а диаграмма, иллюстрирующая ее работу, на фиг. 5-68,б.

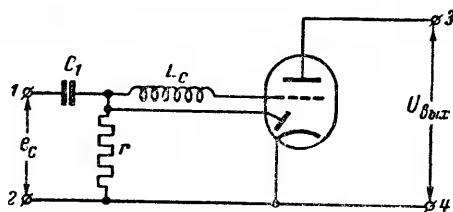


Фиг. 5-68. Детектирование.  
а-б—сеточное; в и г—анодное.

На вход сетки (зажимы 1-2) вводится модулированное напряжение высокой частоты (кривая А на фиг. 5-68,б). Электродная пара сетка—катод выполняет в этой схеме ту же роль, что и анод—катод при диодном детектировании (фиг. 3-30,а). В силу вентильных свойств сеточные токи проходят от сетки к катоду в одном направлении (электроны фактически идут во встречном направлении).

Конденсатор  $C_c$  заряжается в положительные полупериоды, а затем разряжается в отрицательные полупериоды на параллельно соединенное с ним сопротивление. В связи с большой постоянной времени контура  $R_c - C_c$  можно считать, что в разрядный период конденсатор разряжается настолько мало, что практически на нем сохраняется амплитуда напряжения колебаний высокой частоты. Так как амплитуда сама изменяется по закону модулирующих колебаний, то и напряжение на параллельном звене из  $R_c$  и  $C_c$  (называе-

мом звеном автоматического смещения) изменяется с частотой модулирующих колебаний с учетом постоянной составляющей. Это напряжение суммируется с напряжением высокой частоты. Получаемое сеткой суммарное напряжение усиливается затем в цепи анода, где обе составляющие напряжения разделяются по отдельным контурам. Колебания тока высокой частоты проходят через емкость, включенную в анодную цепь, а колебания низкой частоты вместе с постоянной составляющей проходят к измерительному или индикаторному элементу, присоединяемому к выходным зажимам детектора 3-4.



Фиг. 5-69. Детектирование и усиление диод-триодом.

Схема анодного детектирования приведена на фиг. 5-68, в, а диаграмма, иллюстрирующая работу этой схемы, на фиг. 5-68, г. Здесь благодаря соответствующему выбору напряжения смещения ток в анодной цепи проходит преимущест-

венно при положительных полупериодах сеточного напряжения. Выделение низкой частоты в данной схеме из результирующей кривой анодного тока происходит впервые в анодной цепи, в то время как в предыдущей схеме низкая частота определяет режим смещения в сеточной цепи. Отделение низкой частоты в анодном контуре схемы фиг. 5-68, в, производится так же, как и в предыдущей схеме, с помощью шунтирующего конденсатора.

Схема с сеточным детектированием отличается большой чувствительностью, но наличие шунтирующего сопротивления в цепи сетки нагружает ток датчик, и, кроме того, в этой схеме труднее избежать искажений из-за большой вероятности перехода детектирования на нелинейный участок характеристики. В схеме анодного детектирования этот недостаток более слабо выражен, но зато схема анодного детектирования требует больших сеточных напряжений (она менее чувствительна). В тех случаях, когда желательно сохранить большую чувствительность схемы и одновременно добиться линейной характеристики детектирования в более широком диапазоне его работы в качестве детектора применяют сочетание диода с триодом. Схема, где диод и триод входят в виде двух самостоятельных систем в одну лампу, показана на фиг. 5-69. Здесь диод детектирует, а триод усиливает детектированные колебания, вводимые в его сеточную цепь.

Индуктивность  $L_c$  служит здесь для того, чтобы не пропустить колебаний высокой частоты в цепь сетки триода.

### 5-23. ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ПРИБОРЫ

Рассмотрение электронных измерительных схем и приборов выделено нами в отдельный параграф в связи с большим разнообразием таких приборов и особыми требованиями, которые к ним предъявляются, а именно:

а) высокая чувствительность при малом потреблении мощности;

б) линейность шкалы приборов;

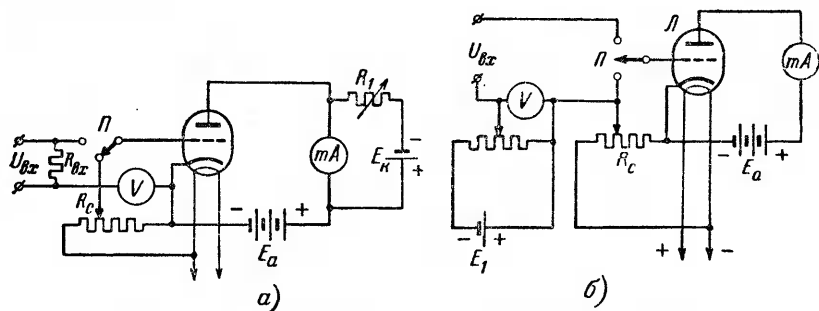
в) стабильность показаний;

г) приемлемость для измерения в широком диапазоне и т. д.

Из большого числа разработанных схем и электронных устройств мы коснемся тех из них, которые нашли практическое применение в измерительной практике.

#### а) Вольтметры постоянного тока

Простейшая схема вольтметра постоянного тока приведена на фиг. 5-70, а. Здесь в анодную цепь лампы включен миллиамперметр.



Фиг. 5-70. Схема электронного вольтметра постоянного тока.

Входное сопротивление в сеточной цепи лампы  $R_{ex}$  достаточно велико (порядка  $10^7$ — $10^8$  ом).

При таком сопротивлении мощность, потребляемая прибором, крайне мала. Исключение из режима измерений начального (нелинейного) участка анодно-сеточной характеристики достигается соответствующим выбором величины смещения. При этом неизбежно прохождение через прибор тока покоя  $I_{a0}$ , который должен быть скомпенсирован, чтобы при отсутствии измеряемой величины стрелка стояла на нулевой отметке шкалы прибора.

Для компенсации тока покоя параллельно к прибору включен компенсирующий источник напряжения  $E_K$  с регулируемым сопротивлением. Поскольку в силу дрейфа ток покоя не

остается неизменным, то до начала измерения проверяется установка на нуль путем перевода переключателя  $\Pi$  в нижнее положение.

Чувствительность прибора зависит от величины входного сопротивления, коэффициента усиления лампы и чувствительности измерительного прибора. Недостатком схемы является нарушение градуировки шкалы прибора из-за изменений в ходе времени крутизны характеристики лампы (старение). Это влияние исключается при переходе на компенсационный метод измерений по схеме, приведенной на фиг. 5-70,б.

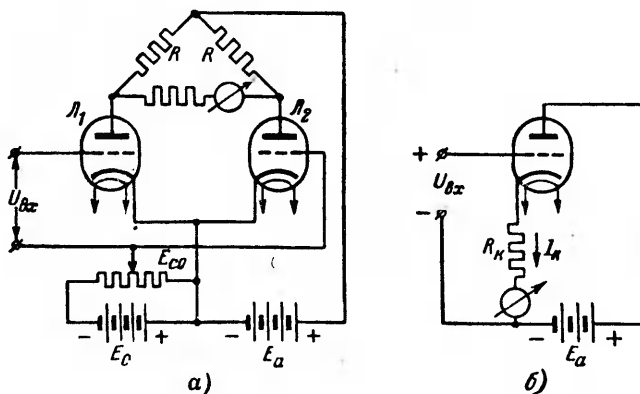
Эта схема отличается от предыдущей тем, что в рассечку сеточной цепи включен дополнительный источник напряжения с регулируемым делителем напряжения, позволяющим получать нужное для компенсации напряжение, а также отсутствием компенсирующей схемы в анодной цепи. До начала измерения переключатель  $\Pi$  переводится в нижнее положение и с помощью делителя  $R_c$  в анодной цепи лампы устанавливается определенный ток. Затем переводом переключателя  $\Pi$  в верхнее положение в цепь сетки вводится измеряемое напряжение. При этом прибор, естественно, изменяет свои показания, так как к напряжению смещения добавляется еще входное, измеряемое вольтметром  $V$ . Восстановив с помощью  $R_1$  прежнее показание прибора, мы по разнице напряжений вольтметра, измеряющего компенсирующее напряжение, определяем величину измеряемого напряжения. Эта схема свободна от влияния изменяющихся характеристик ламп, напряжения, питания и т. д. но измерение требует ряда операций.

От этого свободна мостовая схема (называемая также дифференциальной), приведенная на фиг. 5-71,а. Вход осуществлен в цепь сетки одной из ламп, а вторая лампа, обладающая теми же характеристиками и величиной смещения, что и первая, поддерживает баланс в схеме при отсутствии входного напряжения. С появлением на входе измеряемой величины мост выходит из баланса, и прибор, включенный в диагональ моста, измеряет величину, пропорциональную входной.

Градуировочная шкала получается здесь более линейной и, кроме того, схема позволяет без переключения измерять входное напряжение обеих полярностей.

По такой принципиальной схеме изготавливаются выпускаемые нашей промышленностью вольтметры типа ВК-2. Измерение сопротивлений с помощью такого прибора в принципе не отличается от измерения малых напряжений и токов. Разница заключается лишь в том, что здесь вместе с измеряемым сопротивлением в цепь сетки лампы вводится неизменное по величине стабильное напряжение. Измеряя падение напряжения на сопротивлении, мы получаем возможность судить о величине измеряемого сопротивления.

В рассматриваемой мостовой схеме вольтметра входное напряжение ограничено как со стороны положительных его значений (значение  $U'_c$ ), при котором начинаются сеточные токи), так и со стороны отрицательных значений (положим участком анодно-сеточной характеристики). Поэтому в тех



Фиг. 5-71. Стабилизированная схема электронного вольтметра постоянного тока.

случаях, когда потенциометрическое включение в сеточную цепь разных входных сопротивлений (для удержания в допустимых границах  $U'_c$ ) по режиму измерений неудобно, пользуются вольтметром, работающим по схеме с катодной нагрузкой, приведенной на фиг. 5-71,б.

Усиление тока такой схемы, как мы видели, достигает  $10^3$ — $10^4$  и независимо от напряжения питания и характеристик ламп. Большие входные напряжения в такой схеме возможны благодаря тому, что фактическое напряжение между сеткой и катодом лампы является разностью входного напряжения и близкого к нему падения напряжения в катодном сопротивлении.

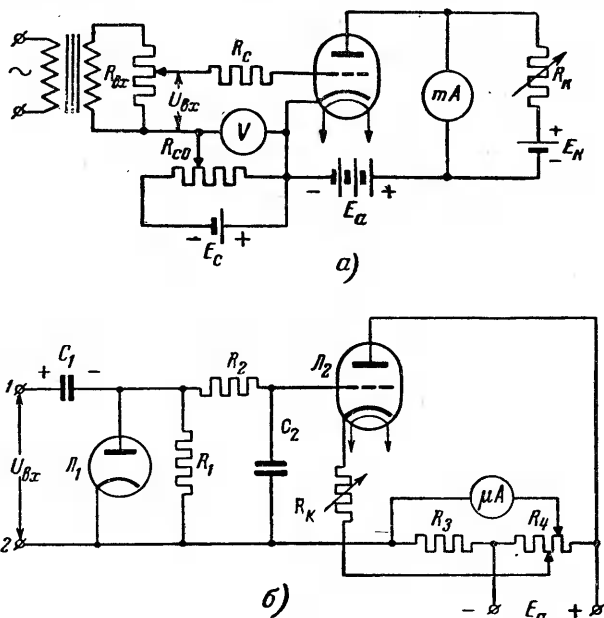
### б) Вольтметр переменного тока

В большинстве электронных вольтметров переменного тока входное напряжение вначале выпрямляется (детектируется), а затем постоянное напряжение измеряется с помощью того или иного типа вольтметра постоянного тока.

Сочленение обеих функций мы имеем в простейшей схеме электронного вольтметра с анодным детектированием, приведенной на фиг. 5-72,а (термин детектирование—обнаружение—

был вначале введен как процесс отделения модулирующих колебаний от модулированных, а затем он получил расширенное толкование как процесс получения на выходе медленно изменяющихся и, в частности, постоянных величин, пропорциональных переменным значениям входных величин).

В рассматриваемой схеме вольтметра с анодным детектированием напряжение смещения в сеточной цепи выбирается таким, чтобы колебания в цепи сетки в положительный полу-



Фиг. 5-72. Электронные вольтметры переменного тока.

период приводили бы к большому возрастанию среднего значения тока (за полупериод) по отношению к току покоя, чем уменьшение среднего (за полупериод) значения тока в отрицательные полупериоды. Разница в средних значениях и воспринимается миллиамперметром постоянного тока в выходной цепи триода. Для увеличения выходного тока при том же входном напряжении выгодно выбирать с помощью большого напряжения смещения меньший ток покоя. Здесь также, несмотря на меньшие значения тока покоя, необходима для его компенсации цепь, включенная параллельно миллиамперметру. Преимуществом схемы является ее простота, недостатком — нелинейность шкалы прибора. Значительно более равномерную шкалу имеет вольтметр переменного тока, принципиальная схема которого приведена на фиг. 5-72,б. По ней

выполнен выпускаемый нашей промышленностью тип вольтметра ВКС-76.

Здесь диодное детектирование отделено от усиления, выполняемого с помощью триода. К диодному детекторному узлу относится конденсатор  $C_1$ , диод  $L_1$  и сопротивление  $R_1$ .

В положительную часть периода, когда диод пропускает ток, конденсатор  $C_1$  заряжается с полярностью, отмеченной на схеме. В отрицательную часть периода конденсатор медленно разряжается через входную цепь и сопротивление  $R_1$  в силу большой постоянной времени  $\tau_1 = R_1 C_1$ . Поэтому напряжение на  $R_1$  оказывается близким к амплитуде измеряемого на входе (зажимы 1 и 2) напряжения.

Пульсации напряжения на выходном сопротивлении  $R_1$  снимаются до входа в сеточную цепь усилителя Г-образным фильтром из  $R_2$  и  $C_2$ . Работающий в режиме значительных усилений по току усилитель с катодной нагрузкой позволяет измерять напряжения на входе от 0,1 до 150 в. Ток покоя компенсируется в схеме падениями напряжения противоположного знака в  $R_3$  и  $R_4$ , которые питаются от независимого источника постоянного напряжения. Для того чтобы сетка триода работала при положительных напряжениях, как это и свойственно катодному каскаду, в цепь смещения кроме входящих отрицательных напряжений автоматического смещения введено еще через левую часть потенциометра  $R_4$  положительное напряжение.

Ступенчатая регулировка сопротивлений  $R_k$  и  $R_4$  позволяет иметь шкалы для более точного измерения в различных диапазонах входной величины. Шкалы в приборе очень близки к линейным. Описанный вольтметр измеряет, по существу, амплитуды входного напряжения (пик-вольтметр), но градуируется он в действующих вольтах в предположении, что кривая напряжения на входе синусоидальна (т. е., что коэффициент амплитуды 1,41). При других формах кривых напряжений необходимо вносить поправку на изменение коэффициента амплитуды.

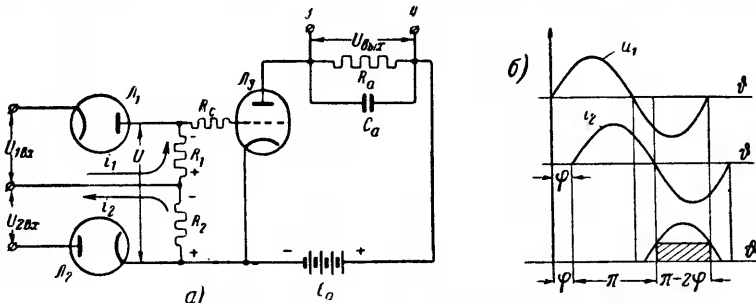
### в) Электронный фазометр

Принципиальная схема электронного фазометра, предложенного Л. И. Гутенмахером, изображена на фиг. 5-73,а.

Здесь напряжения  $U_{1вх}$  и  $U_{2вх}$ , сдвиг фаз между которыми нужно измерить, подводятся к двум диодам  $L_1$  и  $L_2$ , нагрузочные сопротивления которых  $R_1$  и  $R_2$  включены последовательно в сеточную цепь триода. Когда измеряемые напряжения совпадают по фазе, ток через нагрузочные сопротивления проходит одновременно в течение положительной полуволны напряжения и не проходит в течение отрицательной



полуволны напряжения. В этом случае ток через триод проходит только в отрицательную часть периода, когда напряжение в сеточной цепи его равно нулю, если пренебречь теми малыми промежутками времени, когда суммарное падение напряжения в  $R_1$  и  $R_2$  меньше напряжения отсечки триода. При достаточно больших входных напряжениях такие промежутки времени, особенно, когда напряжение отсечки мало, крайне невелики. В этом случае при сдвиге входных напряжений на угол  $\varphi$  ток через триод проходит только в ту часть периода,



Фиг. 5-73. Электронный фазометр.

когда одновременно входные напряжения отрицательны. Это, как видно из диаграммы на фиг. 5-73,б, соответствует углу  $\pi - 2\varphi$ .

Приняв ток в анодной цепи в период его протекания неизменным (выравниванию тока в проводящую часть периода способствует емкость  $C$ , включенная параллельно выходному нагрузочному сопротивлению), т. е. приняв вместо синусоидальной кривой тока изменение его по прямоугольнику, легко видеть, что среднее значение напряжения на выходе уменьшается пропорционально углу сдвига фаз. Для того чтобы это предположение близко соответствовало действительному входным напряжениям, как указывалось, должны иметь достаточную амплитуду, и параметры схемы должны быть соответственно рассчитаны.

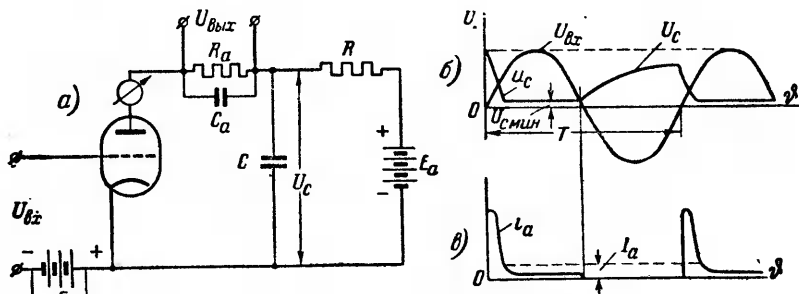
### г) Электронный частотомер

Принципиальная схема электронного частотомера представлена на фиг. 5-74,а. Основная идея этой схемы заключается в том, чтобы в каждый положительный полупериод измеряемой частоты пропускать с помощью электронной лампы импульсы тока через выходное сопротивление  $R_a$  от конденсатора  $C$ , который в отрицательные полупериоды заряжается через сопротивление  $R$  от вспомогательного источника

$E_a$ . Режим работы схемы иллюстрируют диаграммы входного напряжения  $u_{вх}$  и напряжения на конденсаторе  $u_c$  на фиг. 5-74,б, а также диаграмма анодного тока на фиг. 5-74,в.

При открытии лампы в начале положительного полупериода входного напряжения конденсатор быстро разряжается через лампу, так как  $R_a$  и  $R_l$  лампы относительно малы и через лампу проходит импульс тока  $i_a$ .

Напряжение на конденсаторе (кривая  $u_c$ ) быстро падает до значения  $U_{с мин}$ .



Фиг. 5-74. Электронный частотомер.

Такое значение  $u_c$  сохраняется до конца положительной части полупериода входного напряжения, пока через лампу течет небольшой ток  $i_a$ , вызывающий, однако, значительное падение напряжения в большом зарядном сопротивлении  $R$ .

С закрытием лампы напряжение на конденсаторе повышается до наступления очередного периода разряда. Емкость  $C_a$ , включенная параллельно нагрузочному сопротивлению  $R_a$ , усредняет импульс тока за период. Напряжение на выходе пропорционально среднему значению тока за один импульс и числу импульсов в секунду, т. е. частоте входного напряжения.

Параметры емкости и сопротивлений рассчитываются соответственно диапазону измеряемых частот.

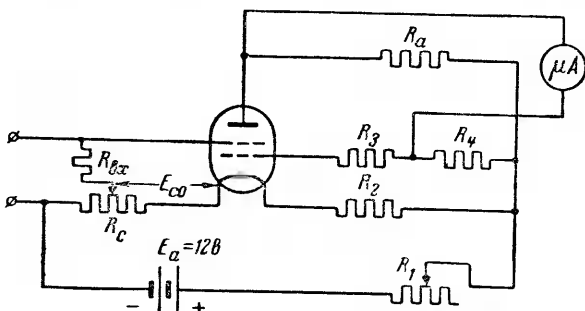
#### д) Измерение весьма малых токов

Если воспользоваться электрометрической лампой (описанной нами в § 4-10), то можно измерять токи на входе этой лампы вплоть до  $10^{-14}$ — $10^{-15}$  а.

Балансная схема измерения с помощью такой лампы, позволяющая при однокаскадном усилении регистрировать токи с помощью стрелочного гальванометра, приведена на фиг. 5-75.

Характерным ее отличием является питание всех цепей от источника постоянного тока  $E_a = 12$  в. Подбором сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  достигается необходимая величина тока в цепи накала лампы. При этом одновременно  $R_c$  должно обеспечивать нужное для лампы напряжение смещения, а сопротивление  $R_1$  напряжения, требующееся для питания анода и нижней (ускоряющей электроны) сетки.

В цепи нижней сетки включено два сопротивления  $R_3$  и  $R_4$ . Величина  $R_4$  выбирается из условия компенсации тока покоя в лампе, так как падение напряжения от сеточного тока



Фиг. 5-75. Электрометрическая схема.

в этом сопротивлении подбирается равным падению напряжения, вызванному током покоя в анодном сопротивлении.

При этом стрелки гальванометра указывают нуль. Второе сопротивление  $R_3$  в цепи нижней сетки дает возможность установить требуемое напряжение на этой сетке.

На входе усилителя между управляющей сеткой и катодом вводится предельно большое сопротивление (вплоть до  $R_{с1} = 10^{11}$  ом).

При таком сопротивлении мы получаем напряжения на входе лампы, достаточные для усиления тока до регистрации их гальванометром.

При правильно выбранных сопротивлениях и токе накала влияние дрейфа в схеме может быть ограничено. Точность измерений повышается при компенсационном методе измерений, который требует дополнения схемы таким же узлом, который использован в схеме на фиг. 5-70,б.

Дальнейшее усиление тока и ослабление дрейфа может быть достигнуто применением одного из специальных типов усиления тока из описанных в § 5-18.

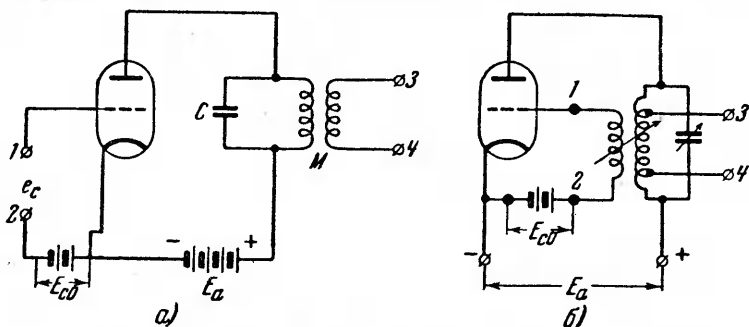
## ГЛАВА ШЕСТАЯ

## ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

6-1. ПРИНЦИПАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ ТИПА  $LC$ 

Функции электронного генератора, как об этом говорилось в 4-1, сводятся с точки зрения энергетического режима к преобразованию постоянного тока в переменный.

В принципиальной схеме генератора, приведенной на фиг. 6-1, *а*, в анодную цепь генераторной лампы кроме источника питания включен параллельный резонансный контур  $LC$ , через который энергия от источника постоянного тока пере-



Фиг. 6-1. Схема электронных генераторов типа  $LC$ .

*а* — с независимым возбуждением; *б* — с самовозбуждением.

дается потребителю мощности, присоединяемому к зажимам 3-4. Наличие такого контура определяет принадлежность генератора к типу  $LC$ .

— В промышленных высокочастотных устройствах, применяемых для разного рода термообработок, генератор  $LC$  является основным источником колебаний высокой частоты в диапазоне от 100 кГц до 10 000 мГц.

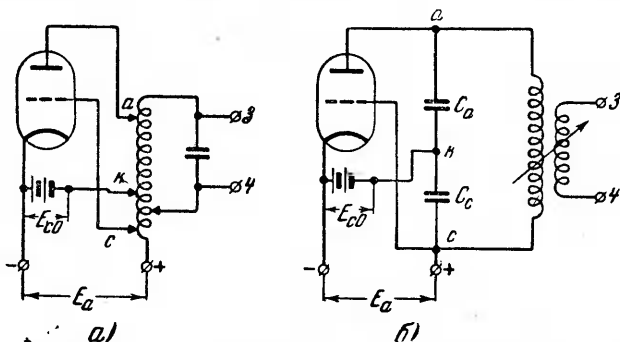
Генераторы  $LC$  отличаются между собой электрической схемой и, в частности, видом связи колебательного контура с сеткой лампы и с потребителем энергии.

На схеме фиг. 6-1 связь колебательного контура с потребителем энергии магнитная. Управление потоком энергии, поступающим от источника постоянного тока в колебательный контур, производится с помощью генераторной лампы, проводимость которой меняется с помощью сетки. Когда питание цепи сетки производится, как на фиг. 6-1, *а*, от независимого источника напряжения, генератор называют с независимым возбуждением.

Частота изменения напряжения на сетке (напряжения возбуждения) определяет вынужденную частоту колебаний пото-

ка мощности в колебательном контуре. Собственная частота колебаний в контуре зависит от его параметров и вида связи контура с нагрузкой.

При нормальной работе вынужденная частота колебаний, создаваемая генераторной лампой, соответствует частоте собственных колебаний контура, т. е. контур работает при резонансе колебаний. Резонансный режим устанавливается автоматически, если сеточная цепь лампы электрически или индуктивно, как на фиг. 6-1,б, связана с колебательным контуром генератора. Наличие такой связи является признаком генератора с самовозбуждением.



Фиг. 6-2. Самовозбуждаемые генераторы последовательного питания.

а—с автотрансформаторной связью; б—с емкостной связью.

Колебания в генераторе с самовозбуждением начинают развиваться после первого толчка тока, возникающего в момент включения генератора. Первые колебания в контуре усиливаются благодаря положительной обратной связи контура с сеткой колебания в цепи сетки. Последние в свою очередь развивают колебания в анодном контуре. И так, после некоторого периода взаимно усиливающих друг друга колебаний устанавливается нормальный режим работы генератора (генератор самовозбуждается).

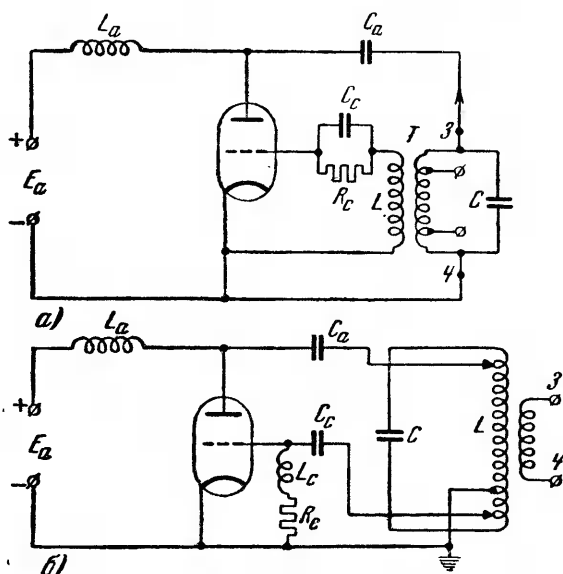
В схеме на фиг. 6-1,б связь колебательного контура с сеточной цепью осуществлена через трансформатор. На фиг. 6-2,а трансформаторная связь заменена автотрансформаторной. Такая схема называется трехточечной (по признаку сочленения колебательного контура с лампой в трех точках).

Присоединение катода к промежуточному потенциалу между анодом и сеткой диктуется необходимостью иметь в противофазе анодное и сеточное напряжения лампы.

Другой применяемый в электронных генераторах трехточечный вариант связи сетки с колебательным контуром через

емкость показан на схеме фиг. 6-2,б. Для возможности регулирования в процессе эксплуатации степени связи сетки с контуром емкость в последней схеме разбивается на ряд секций, и изменение сеточного напряжения достигается переносом точки связи от одной секции к другой.

Наиболее распространенная на практике принципиальная схема электронного генератора приведена на фиг. 6-3. Она



Фиг. 6-3. Схемы генераторов параллельного питания с автоматическим смещением.

*a* —  $R_c$  и  $C_c$  в звене смещения включены параллельно;  
*б* —  $R_c$ ,  $L_c$  и  $C_c$  включены последовательно

отличается от схем на фиг. 6-1 и 6-2 двумя особенностями. Во-первых, здесь источник питания включен параллельно лампе и колебательному контуру (схема параллельного питания), в то время как в схемах на фиг. 6-1 и 6-2 он включен последовательно с лампой и с колебательным контуром (схема последовательного питания), и, во-вторых, в схеме на фиг. 6-3,а независимый источник смещения заменен звеном автоматического смещения (автосмещение), состоящим из параллельно включенных емкости  $C_c$  и активного сопротивления  $R_c$ .

Рассмотрим те изменения, которые вносятся в работу генератора отмеченными отличиями в структуре электрической схемы.

В схеме последовательного питания постоянная составляющая тока проходит через индуктивность колебательного контура. Кроме того, в этой схеме необходимо шунтировать значительной емкостью источник питания, для освобождения его от токов высокой частоты (на схеме эта емкость не показана). Известные неудобства возникают в эксплуатации при такой схеме также в связи тем, что колебательный контур находится в ней под высоким потенциалом источника питания.

Схема параллельного питания свободна от указанных недостатков, однако нормальное ее функционирование возможно только при наличии в ней разделительного конденсатора  $C_a$ , запирающего путь постоянной составляющей тока в цепь колебательного контура и запирающего реактора  $L_a$ , представляющего собой большое сопротивление (запирающее путь для высокочастотной составляющей тока от лампы к источнику питания).

По режиму работы обе схемы эквивалентны, поскольку в схеме параллельного питания разделительный конденсатор  $C_a$ , включенный последовательно с лампой и контуром, получает от источника питания также постоянное напряжение. Последнее, как и в схеме последовательного питания, тратится на поддержание колебаний в контуре и на падение напряжения в лампе. Расходуемое конденсатором напряжение непрерывно восстанавливается за счет тока, приходящего от источника питания через запирающий реактор. Таким образом, разделительный конденсатор в схеме параллельного питания выполняет роль источника питания, занимая такое же место по отношению к колебательному контуру и лампе, какое действительный источник питания занимает в последовательной схеме питания.

Тождественность энергетического процесса в схемах параллельного и последовательного питания генераторов дает основание к анализу работы обеих схем с помощью одной и той же схемы замещения и тех же расчетных формул, позволяющих определить токи и напряжения в отдельных звеньях генераторной схемы.

Режим работы звена автосмещения, состоящего из параллельно включенных  $R_c$  и  $C_c$ , ничем, по существу, не отличается от рассмотренного нами в § 1-10 режима однополупериодного выпрямления тока, когда в качестве нагрузки включены параллельно активное сопротивление и емкость. В роли вентиля выступает здесь вакуумный промежуток с электродами сетка—катод. Ток через этот промежуток может проходить тогда, когда напряжение на сетке положительно (если пренебречь ничтожно малыми токами при отрицательной сетке). В течение некоторой доли положительного полупериода конденсатор в автосмещении заряжается, а в остальную

часть периода он разряжается на сопротивление  $R_c$ . В периодическом процессе заряд — разряд постоянная составляющая напряжения на конденсаторе выполняет роль напряжения смещения, а его переменная составляющая управляет периодическим режимом работы лампы. Чем больше  $C_c$  и  $R_c$  в цепи сетки, тем меньше пульсации переменной составляющей сеточного напряжения по сравнению с его постоянной составляющей.

Автосмещение облегчает режим самовозбуждения генератора, поскольку вначале, пока колебания в анодной цепи малы, мало и напряжение смещения. Это облегчает рост анодного тока. В процессе эксплуатации генератора требуется регулировать величину смещения, а потому для безопасности обслуживания звено автосмещения иногда конструируют так, как это показано на схеме фиг. 6-3,б. Здесь параллельно участку сетка—катод включено активное сопротивление вместе с небольшой индуктивностью. Безопасность обслуживания сводится к возможности включения в цепь  $R_c—L_c$  измерительного прибора, получающего потенциал, близкий к потенциалу земли.

При таком осуществлении автосмещения конденсатор заряжается в каждый положительный полупериод высокой частоты. Разряжается он на активное сопротивление с другой частотой благодаря включенной последовательно с активным сопротивлением  $R_c$  индуктивности  $L_c$ .

Постоянную составляющую напряжения смещения с малыми пульсациями поддерживает здесь на своих зажимах последовательное звено из  $R_c$  и  $L_c$ , а переменная составляющая напряжения высокой частоты проходит здесь только через емкость  $C_c$ . Индуктивность, включенная здесь последовательно с омическим сопротивлением, служит для ограничения проникновения переменной (высокочастотной) составляющей тока в эту цепь.

## 6-2. ГЕНЕРАТОРНЫЕ ЛАМПЫ

Из двух основных звеньев схемы электронного генератора: 1) генераторной лампы и 2) колебательного контура, мы ознакомимся здесь кратко с основными типами и параметрами генераторных ламп, а анализ режима колебательного контура в генераторах  $LC$  мы проведем в следующем параграфе.

Размеры генераторных ламп и их конструктивное оформление зависят: 1) от диапазона генерируемой частоты; 2) от мощности лампы; 3) от электрических параметров, из которых наиболее важным для конструкции является напряжение питания лампы.



По диапазону генерируемых частот лампы делятся на группы:

- 1) средневолновый диапазон с длиной волны выше 50 м (пределенная частота 6,0 мгц).
- 2) коротковолновый диапазон с длиной волны от 10 до 50 м (частотой от 6,0 до 30 мгц);
- 3) ультракоротковолновый диапазон с длиной волны от 1 до 10 м (частота от 30 до 300 мгц);
- 4) дециметровый и сантиметровый диапазон с длиной волны от 1 см до 1 м.

**Примечание.** Средневолновый диапазон по классификации генераторных ламп охватывает, по существу, три диапазона длин волн, различаемых в радиотехнике, а именно: длинные волны (с длиной выше 3 000 м), средние волны (с длиной от 200 до 3 000 м) и промежуточный с длиной волны от 50 до 200 м.

Здесь мы ограничиваемся рассмотрением только двух первых типов ламп, в принципе не отличающихся от описанных нами в гл. 4 электронных ламп (триодов, тетродов и пентодов) нормального исполнения, а последние две группы, имеющие свои принципиальные особенности, мы кратко рассмотрим в § 6-11.

При ознакомлении с номенклатурой генераторных ламп и их параметрами мы отметим и те особенности в конструкции, которые составляют отличие генераторных ламп от усилительных в связи со значительно более высоким уровнем мощности и несколько иным режимом работы. Параметры основных типов генераторных ламп средневолнового и коротковолнового диапазонов из выпускаемых нашей промышленностью приведены в табл. 6-1.

Лампы средневолнового диапазона, как видно из таблицы, выполняются почти исключительно трехэлектродными (триоды). Лампы коротковолнового диапазона строятся с одной сеткой (триоды), с двумя сетками (лучевые тетроды) и с тремя сетками (пентоды).

В условном обозначении типов ламп буква Г определяет генераторную лампу средневолнового и коротковолнового диапазонов. Вторая буква является условным обозначением (как и в приемно-усилительных лампах) числа электродов в лампе: буква С — относится к триодам, буква Э — к тетродам, буква Ж — к пентодам.

Число, стоящее после первых двух букв, определяет порядковый номер лампы в данной группе. Каждому номеру отвечают определенные значения параметров лампы.

Последняя буква указывает систему охлаждения лампы. Д относится к лампам с принудительным воздушным охлаж-

Таблица 6-1

**Параметры некоторых типов генераторных ламп средневолнового и коротковолнового диапазонов**

Условное обозначение		Типовая мощность, <i>квт</i>	Максимальная мощность рассеиваемая анодом, <i>квт</i>	Данные накала		Максимальное анодное напряжение, <i>в</i>	Ток эмиссии с катода, <i>а</i>	Анодный ток при $U_c = 0$ , <i>а</i>	Крутизна прямолинейного участка характеристики, <i>мкс/в</i>	Коэффициент усиления
новое	прежние			напряжение, <i>в</i>	ток, <i>а</i>					
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11

**А. Средневолновые**

1. Триоды

ГС	Г-891	6,5	3,5	11	60	8 000	—	1,0	—	8
ГС4Д	Г-431Р	15,0	10,0	22	105	15 000	18	1,05	12	50
ГСЗВ	ГДО-30	30,0	20,0	22,5	71	10 000	14,0	1,15	10	45
ГС4В	Г-431	30,0	20,0	22,0	102	15 000	12,0	1,0	12	50
ГС5В	Г-433	110,0	60,0	33,0	210	15 000	50,0	3,0	32	45

**Б. Коротковолновые**

а) Триоды

ГС7	ГК-3 000	3,0	1,0	17	18	10 000	1,6	0,1	5,2	200
ГС18	ГКО-450	10,0	10,0	16	51	8 000	6,5	0,5	7,0	44

б) Лучевые тетроды

ГЭ-4	ГКЭ-500	0,5	0,6	15	17	6 000	0,6	0,2	3	300
ГЭ-5	ГКЭ-1 000	1,0	0,75	17	18	4 000	1,3	0,35	3	150

в) Пентоды

ГЖ-5	Г-425	1,0	0,75	20	22	4 000	1,5	—	4,0	9,0
------	-------	-----	------	----	----	-------	-----	---	-----	-----

дением, а В — к лампам с водяным охлаждением. Отсутствие последней буквы означает, что лампа рассчитана на естественное воздушное охлаждение.

Типовая мощность, приведенная в таблице, близко соответствует той максимальной полезной мощности, которую лампа в состоянии передать через колебательный контур нагрузке при оптимальном режиме работы лампы. Данные четвертого столбца указывают предельные значения потерь мощности, допускаемые внутри лампы, и лимитируемые допустимым нагревом анода лампы. Отношение полезной нагрузки к мощности, теряемой внутри лампы, зависит от режима работы лампы и параметров колебательного контура.

Значения напряжения и тока накала, указанные в таблице, свидетельствуют о той значительной мощности, которая тратится в цепи накала в связи с применением в лампах до последнего времени столь мало экономичных катодов, как вольфрамовые. Это обусловлено необходимостью обеспечить высо-

кую стабильность эмиссии катода. Высокие температуры нагрева вольфрамовых катодов ( $2\ 100$ — $2\ 400^\circ\text{C}$ ) приводят к тому, что сопротивление этих катодов при переходе от холодного состояния ( $20^\circ\text{C}$ ) к рабочему очень резко изменяется (примерно в десять раз). В связи с этим возникает необходимость предупреждать чрезмерные толчки тока при включении цепи накала, могущие вызвать недопустимо большие электродинамические силы взаимодействия между элементами конструкции катода. Поэтому подвод тока к цепи накала производится через токорегулирующее устройство.

В последнее время в менее мощных генераторных лампах начали применять карбидированные, а также оксидные катоды прямого и косвенного накала, экономичность которых много выше.

Для предупреждения преждевременного выхода лампы из строя важно поддерживать в процессе эксплуатации напряжение накала неизменным. Эксплуатационные данные показывают, что увеличение напряжения накала на 1% сокращает срок службы катода примерно на 10%.

Максимальное значение анодного напряжения, приведенное в столбце 7, ограничено возможностью развития самостоятельного разряда в лампе (пробой вакуумного промежутка) и возможностью развития поверхностных разрядов вдоль изоляционных деталей лампы. В связи с понижением пробивной прочности и увеличением потерь допускаемое напряжение на лампу с повышением частоты приходится снижать, что ведет к уменьшению типовой мощности лампы.

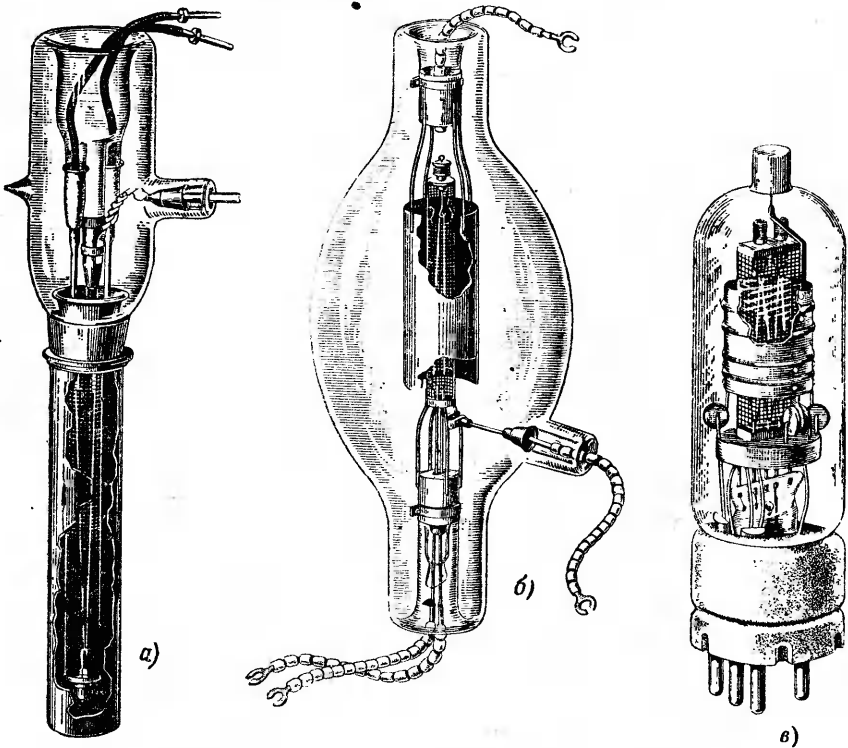
Ток эмиссии, приведенный в столбце 8 таблицы, определяет предельное значение тока, который может отдать катод. Ток насыщения анода меньше предельного тока эмиссии на суммарную величину сеточных токов.

Значения анодного тока, приведенные в столбце 9 таблицы, относятся к номинальному напряжению на аноде и нулю напряжения на сетке. Малые значения тока при нуле сеточного напряжения являются признаком правых характеристик лампы. Применение генераторных ламп с такими характеристиками дает то существенное преимущество, что при нарушениях в режиме работы лампы в процессе пуска и эксплуатации (срыв колебаний) ток в лампе не переходит за границу, опасную для нагрева анода, когда исчезает напряжение смещения.

Признаком правых характеристик лампы является и малая проницаемость сетки  $D$ , о которой можно судить по относительно большому (для триода) значению коэффициента усиления  $\mu$ , значение которого дано в столбце 11 таблицы. Величины  $D$  и  $\mu$  в триоде являются, как известно [формула (4-27)], величинами, взаимно обратными.

Крутизна  $S$ , как видно из 10-го столбца в таблице, у генераторных ламп значительно выше, чем у усилительных. Это обеспечивается большими размерами катода у генераторных ламп.

В связи с значительным излучением тепла от накаливаемого катода к сеткам и достаточно большими собственными поте-

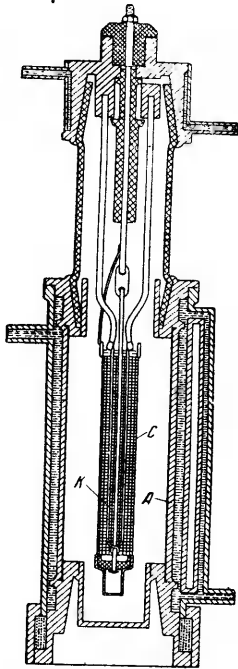


Фиг. 6-4. Генераторные лампы. *a* — тип ГС18 (ГКО-450) триод; *б* — тип ГС7 (ГК-3000) триод; *в* — тип ГЭИ (ГКЭ-100) тетрод.

рями в них мощности из-за заметных по величине сеточных токов сетки генераторной лампы работают в довольно напряженном тепловом режиме. Поэтому много внимания конструкторы уделяют вопросу снижения рабочей температуры сеток. В маломощных типах ламп аноды и сетки делаются из никеля, а в более мощных типах — из вольфрама. Для повышения лучеиспускательной способности сеток и понижения тем самым их температуры поверхности сеток чернят.

В еще более напряженном тепловом режиме работают аноды генераторных ламп. В них выделяется вся мощность, которую электроны приобретают в электрическом поле на

пути их движения к аноду. Предельно допустимый нагрев анода и лимитирует главным образом типovou мощность лампы. При отводе тепла лучеиспусканием или конвекцией аноды выполняются из термостойких материалов: молибдена, тантала, а иногда и графита. При водяном охлаждении аноды для повышения теплопроводности выполняются из красной меди.



Фиг. 6-5. Разборная генераторная лампа.

Анод из красной меди является одновременно и конструктивной частью корпуса, как это можно видеть на фиг. 6-4,а. К тонкому краю медного анода приваривается другая стеклянная часть конструкции лампы, содержащая катод и сетки с отдельными к ним вводами, впаянными в стекло. При лампах малой мощности (до 10—15 кВт) они делаются в большинстве случаев цельностеклянными, как это видно из фиг. 6-4,б. Внешний вид генераторной лампы с двумя сетками (тетрод) дает фиг. 6-4,в.

Все лампы, приведенные в табл. 6-1, запаянные. В них вакуум создается в процессе производства и поддерживается благодаря полной герметичности колбы и мест спаев.

При переходе к лампам с мощностью в несколько сот киловатт более целесообразным оказывается выполнение ламп с разъемными швами, позволяющими произвести замену катода при выбитии его из строя. Вакуум в таких лампах поддерживается благодаря непрерывному действию насоса. Срок службы таких ламп принципиально не ограничен. Первые типы таких ламп разработаны и введены в производство Н. И. Огановым, С. А. Зусмановским, А. В. Манцем и др. Конструктивная схема лампы разборного типа приведена на фиг. 6-5. Здесь анод лампы охлаждается водой.

### 6-3. ВЛИЯНИЕ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА НА РАБОТУ ГЕНЕРАТОРА LC

Поток электрической мощности в генераторе типа LC проходит от источника питания к нагрузке через две энергетические ступени.

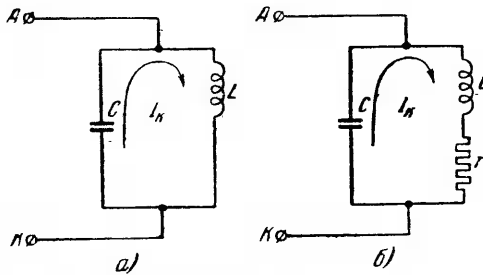
В первой электрическая энергия постоянного тока с помощью лампы и колебательного контура преобразуется

в энергию переменного тока высокой частоты, которая пульсирует в электромагнитном поле колебательного контура.

Во второй ступени электромагнитная энергия из колебательного контура передается в цепь нагрузки.

Колебательный контур, связывающий обе энергетические ступени, выполняет, таким образом, роль связующего звена между лампой и потребителем мощности.

Анализ режима работы генератора мы начнем с колебательного контура.



Фиг. 6-6. Колебательные контуры.  
а—без потерь; б—с потерями.

При идеализированном колебательном контуре (контуре без потерь, фиг. 6-6, а) раз введенная в него (через индуктивность или емкость) порция энергии (равная  $\frac{LI_{km}^2}{2}$  или  $\frac{CU_{km}^2}{2}$ ) является, как известно, источником незатухающих синусоидальных колебаний (называемых собственными). Круговая частота этих колебаний

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad (6-1)$$

здесь  $L$  и  $C$  — индуктивность и емкость ветвей колебательного контура.

Совершающийся при этих колебаниях периодический переход энергии электрического поля (накопляемой в конденсаторе) в энергию магнитного поля (накопляемую в индуктивности) сопровождается протеканием внутри контура реактивного тока

$$i_k = I_{km} \sin \vartheta. \quad (6-2)$$

Этот ток изменяет напряжение на входных зажимах контура по закону

$$u_k = U_{km} \cos \vartheta. \quad (6-3)$$

Амплитуда напряжения на контуре  $U_{кт}$  связана с амплитудой тока равенством

$$U_{кт} = I_{кт} \omega_0 L = \frac{I_{кт}}{\omega_0 C}; \quad (6-4)$$

здесь  $\omega_0 L$  — сопротивление индуктивной ветви при резонансе;  $\frac{1}{\omega_0 C}$  — сопротивление емкостной ветви при резонансе.

Эти сопротивления, обозначаемые обычно через  $\rho$ , равны между собой:

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}. \quad (6-5)$$

По отношению к внешней цепи сопротивление идеализированного резонансного контура бесконечно велико, и поэтому входной ток в контур из внешней цепи равен нулю.

Реактивная мощность, колеблющаяся внутри контура,

$$P_{\kappa} = \frac{U_{кт} I_{кт}}{2} = \frac{I_{кт}^2 \omega_0 L}{2} = \frac{I_{кт}^2 \rho}{2}. \quad (6-6)$$

или

$$P_{\kappa} = \frac{U_{кт} I_{кт}}{2} = \frac{U_{кт}^2 \omega_0 C}{2} = \frac{U_{кт}^2}{2\rho}. \quad (6-6a)$$

В реальном контуре (фиг. 6-6,б), которому всегда присущи те или иные потери активной мощности (потери в активном сопротивлении катушки, потери в стали, если катушка взята со стальным сердечником, потери в цепях утечки через изоляцию, потери, обусловленные переменной поляризацией диэлектрика) колебания затухают, если контур не пополняется мощностью извне. При передаче контуром мощности потребителю пополняемая мощность должна быть больше мощности потерь на величину полезной мощности.

Если мощность, передаваемую (с помощью магнитного либо электрического поля) контуром потребителю, учитывать вместе с мощностью потерь в контуре через результирующее сопротивление  $r$ , которое можно мыслить себе включенным в одну из ветвей контура, как это показано на фиг. 6-6,б, то потребляемая контуром мощность равна:

$$P_R = \frac{I_{кт}^2 r}{2}; \quad (6-7)$$

здесь  $I_{кт}$  — амплитуда тока, циркулирующего внутри контура.

Реактивная мощность, которая накапливается в период неустановившегося режима и колеблется внутри контура, рас-

считывается по (6-6) либо (6-6а) и обычно заметно больше потребляемой контуром активной мощности.

Отношение активной мощности (в ваттах) к реактивной (в вольтамперах) определяет собой коэффициент затухания контура

$$\delta = \frac{\frac{1}{2} I_{km}^2 r}{\frac{1}{2} I_{km}^2 \rho}. \quad (6-8)$$

Свое название коэффициент  $\delta$  получил в связи с тем, что он характеризует скорость затухания колебаний мощности в контуре после того, как прекращено пополнение его энергией от источника питания. При оценке качеств колебательного контура чаще пользуются не коэффициентом затухания  $\delta$ , а обратной ему величиной

$$Q = \frac{1}{\delta}, \quad (6-9)$$

которая носит название добротности контура. Добротность является основным параметром контура. Генератор работает тем устойчивее и с меньшими искажениями выходного тока против синусоиды, чем больше добротность контура, т. е. чем больше циркулирующая в нем реактивная мощность по сравнению с активной мощностью. Поскольку с возрастанием добротности контура возрастает и его стоимость, то в зависимости от степени важности сохранения на выходе колебаний синусоидальной формы выбирается контур той или иной добротности, причем у промышленных типов генераторов значение  $Q$  колеблется от 10 до 100.

При выбранном  $Q$  или  $\delta$  реактивная мощность контура  $P_{\kappa}$ , определяющая его размеры, может быть найдена по передаваемой контуром мощности (в которую кроме полезной мощности входят еще потери мощности в контуре) на основании равенства

$$P_{\kappa} = \frac{P_R}{\delta} = Q P_R. \quad (6-10)$$

Коэффициент затухания, как видно из (6-8), определяет также отношение приведенного активного сопротивления в контуре к его реактивному сопротивлению при резонансе

$$\delta = \frac{r}{\rho}. \quad (6-11)$$

Реактивное сопротивление может быть найдено по (6-6), если известна реактивная мощность  $P_{\kappa}$  и ток  $I_{\kappa}$  внутри контура, или по (6-6а), если известно напряжение на контуре  $U_{\kappa}$ .



Влияние контура на ток во внешней цепи учитывается по кажущемуся его сопротивлению  $Z_k$  (входное сопротивление контура).

В состоянии резонанса это сопротивление является чисто активным и определяется из равенства

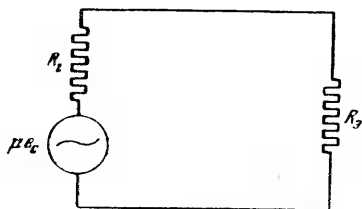
$$R_s = \frac{\rho^2}{r}. \quad (6-12)$$

Это сопротивление, называемое эквивалентным, и введено в схему замещения, представленную на фиг. 6-7.

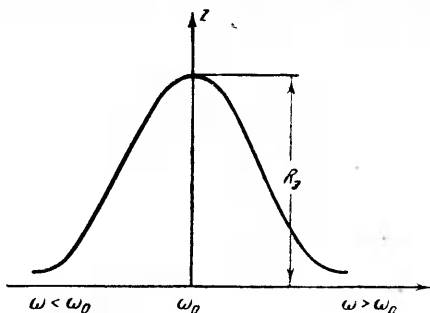
Из (6-11) и (6-12) следует, что

$$\delta = \sqrt{\frac{r}{R_s}}. \quad (6-13)$$

Оперирование эквивалентным сопротивлением облегчает нахождение токов и напряжений в цепи, в которую включен колебательный контур, поскольку в схему замещения цепи



Фиг. 6-7. Схема замещения генератора.



Фиг. 6-8. Резонансная кривая сопротивления.

входят только активные сопротивления, но при этом важно помнить, что сопротивление  $R_s$  заменяет контур только в состоянии резонанса, т. е. только при частоте собственных колебаний  $\omega_0$ .

При любой другой частоте, отличной от  $\omega_0$ , кажущееся сопротивление контура, как показывает ход кривой  $z$  на фиг. 6-8, отлично от  $R_s$ . Оно резко уменьшается по величине по мере отхода вынужденной частоты (задаваемой режимом работы сетки) от собственной. Поскольку нормальная работа генератора обусловлена наличием резонанса, приведенная на фиг. 6-7 схема замещения является общей при расчете нормального режима работы генератора. Она одинаково действительна как для схемы последовательного, так и для схемы параллельного анодного питания, поскольку в последней, как

уже отмечалось в § 6-1, разделительный конденсатор выполняет в высокочастотном контуре роль последовательно включенного элемента питания. На основе схемы замещения и выводов из предыдущей главы [§ 5-6 формула (5-48)] амплитуда тока в анодной цепи (в предположении, что через контур проходит чисто синусоидальный ток)

$$I_{a1m} = \frac{\mu E_{cm}}{R_i + R_a} = \frac{1}{D} \frac{E_{cm}}{R_i + R_a}; \quad (6-14)$$

здесь  $E_{cm}$  — амплитуда колебательного (синусоидальной составляющей) напряжения в цепи сетки, а  $\mu E_{cm}$  либо  $\frac{1}{D} E_{cm}$  — амплитуда э. д. с. эквивалентного генератора, учитываемая либо по коэффициенту усиления, либо по коэффициенту пропускания лампы  $D$ ;  $R_i$  — внутреннее сопротивление лампы, подсчитываемое по прямолинейной части анодной характеристики.

С введением  $R_a$  активная мощность, получаемая контуром, может быть записана и через анодный ток

$$P_R = \frac{I_{a1m}^2 R_a}{2}. \quad (6-15)$$

Из (6-8), (6-11) (6-12) и (6-15) следует, что отношение анодного тока  $I_{a1}$  (проходящего по неразветвленной части контура) к току  $I_k$  (циркулирующему внутри его) определяется также величиной

$$\delta = \frac{I_{a1m}}{I_{km}}. \quad (6-16)$$

При отступлении от резонанса ток  $I_{a1}$  возрастает против его значения, получаемого из (6-14). Кроме активной составляющей в неразветвленном участке контура появляется также реактивная составляющая тока. Это приводит к перераспределению напряжения между лампой и колебательным контуром, при котором полезная мощность, отдаваемая контуру, уменьшается, а потери в лампе возрастают.

Потери мощности в лампе определяются из равенства

$$P_a = P_E - P_R; \quad (6-17)$$

здесь  $P_E$  — мощность, получаемая генератором от источника питания.

Коэффициент полезного действия генератора, как и в усилительной схеме [формула (5-34)]

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{a1m} U_{к1m}}{I_a E_a} = \frac{1}{2} \gamma \xi. \quad (6-18)$$

Здесь, как и в усилителях,

$$\gamma = \frac{I_{a1m}}{I_a} \quad (6-19)$$

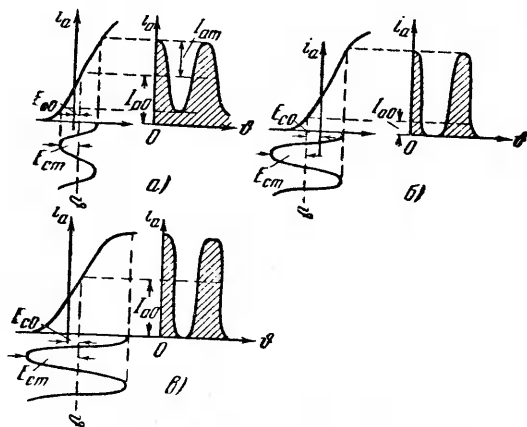
— коэффициент использования лампы по току, а

$$\xi = \frac{U_{к1m}}{E_a} \quad (6-20)$$

— коэффициент использования напряжения питания.

#### 6-4. АНАЛИЗ РЕЖИМА РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА

По режиму работы электронные генераторы во многом сходны с электронными усилителями. Поэтому здесь применимы в основном те же методы анализа, которые применялись в предыдущей главе.



Фиг. 6-9. Режимы работы генератора.  
а—колебания первого рода; б и в—колебания второго рода.

Классам усиления соответствуют в генераторах колебания первого и второго рода, иллюстрируемые диаграммами на фиг. 6-9, а, б и в.

Диаграмма на фиг. 6-9, а характеризует колебания первого рода. Здесь так же, как и усилителях класса А, анодный ток непрерывен, что обеспечивается выбором соответствующего

напряжения смещения  $E_{co}$  и амплитуды колебательного напряжения  $E_{cm}$ .

Диаграммы на фиг. 6-9,б и в отвечают колебаниям второго рода. Здесь кривая анодного тока, как и усилителях класса АВ, В и С, прерывиста. Анодные токи имеют здесь форму прерывистых импульсов. Прерывистость тока в анодном контуре лампы не означает прерывистости его внутри колебательного контура. Колебания тока внутри контура  $LC$  не зависят от того, будет ли контур прерывисто снабжаться энергией, как при колебаниях второго рода, либо обмен энергией между контуром и источником тока будет непрерывен, как при колебаниях первого рода.

Формы кривой анодного тока зависят от характеристик генераторных ламп и режима их работы.

Две возможные формы кривой анодного тока показаны на фиг. 6-9,б и в.

Импульс анодного тока на фиг. 6-9,б очерчен сверху кривой, близкой к синусоиде. Такой импульс носит название **остроконечного**.

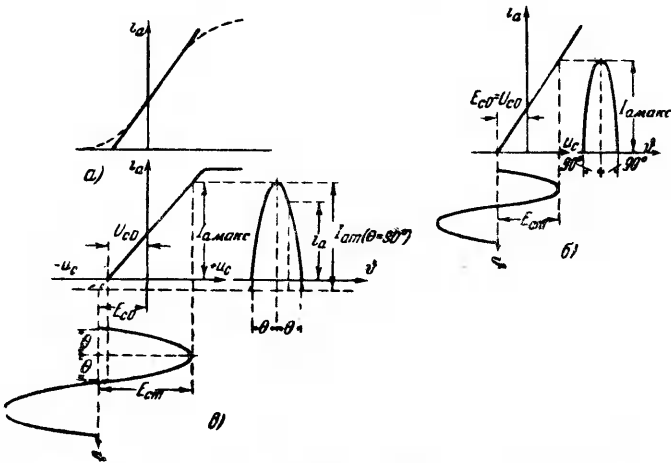
Импульс анодного тока на фиг. 6-9,в сверху в верхней части мало меняется во времени из-за того, что при максимальных сеточных напряжениях анодные токи определяются участком насыщения. Такой импульс носит название **плоского**. В связи с наличием изгибов в верхней и нижней частях статических анодно-сеточных характеристик форма кривой импульса получает более сложные очертания.

Для упрощения аналитической записи, необходимой для расчетов, действительные анодно-сеточные характеристики заменяют, как показано для одной из характеристик на фиг. 6-10,а, идеализированными в виде отрезков прямых. Такая идеализация характеристик не вносит заметных погрешностей в расчет, поскольку участки кривизны (выделенные на фиг. 6-10,а пунктирными линиями) невелики и обычно мало влияют на ход динамической анодно-сеточной характеристики, которая в рабочем режиме лампы и определяет форму кривой анодного тока.

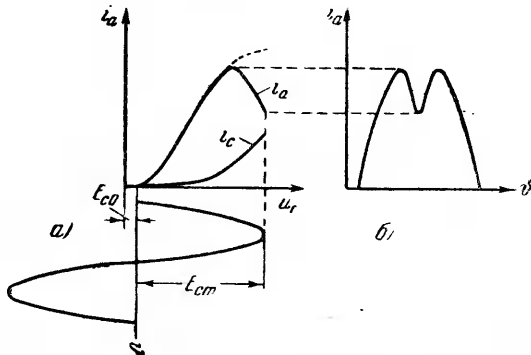
При идеализированных характеристиках формы кривых импульсов тока ограничиваются участками синусоид и прямыми.

Продолжительность **остроконечного** импульса определяется углом  $2\theta$ . Угол  $\theta$  носит название **нижнего угла отсечки**. При **плоском** импульсе доля периода, когда анодный ток равен току насыщения, определяется дополнительно углом  $2\theta'$ . Угол  $\theta'$  носит название **верхнего угла отсечки**.

На фиг. 6-11,б построена еще одна форма импульса анодного тока — с седловиной в верхней части.



Фиг. 6-10. Построение кривых анодного тока по спрямленной характеристике.  
 а—спрямление характеристики; б—режим, когда  $E_{c0} = U_{c0}$ , что дает  $\theta = 90^\circ$   
 в—режим при  $\theta < 90^\circ$ .



Фиг. 6-11. Кривая анодного тока с седловиной (перенапряженный режим).

Седловина возникает благодаря уменьшению анодного тока (кривая  $i_a$  на фиг. 6-11,а) из-за значительного возрастания сеточного тока (кривая  $i_c$  на той же фигуре) при больших положительных значениях сеточного напряжения и малых значениях напряжения на аноде лампы.

Одним из основных вопросов подбора параметров и режима работы генератора является получение при данной лампе максимума выходной мощности, при достаточно высоком к. п. д. Так как колебания первого рода, как и класс усиле-

ния А, обеспечивают малый к. п. д., то в мощных генераторах колебания первого рода почти не применяются.

Присутствующие при колебаниях второго рода высшие гармонические в импульсе анодного тока мало сказываются на токах и напряжениях в колебательном контуре в связи с тем, что сопротивления контура для этих гармонических относительно малы.

Численные значения сопротивлений для высших гармонических тока определяются из формулы [Л. VI-1].

$$z_{n\omega} = \frac{k}{k^2 - 1} \delta R_p; \quad (6-21)$$

здесь  $k$  — кратность частоты высшей гармонической по отношению к резонансной.

Критерием к выбору той или иной длительности импульса анодного тока, определяемого двойным углом отсечки  $2\theta$ , также является стремление получить максимум к. п. д. при требуемой от генератора мощности.

Длительность импульса влияет на к. п. д. через соотношение амплитуды первой гармонической к среднему значению тока, что определяется коэффициентом  $\gamma$  в (6-19), входящим в качестве одного из сомножителей в выражение (6-18) для к. п. д.

Установим общую связь названных составляющих с максимумом импульса анодного тока  $I_{a \text{ макс}}$ , воспользовавшись в качестве параметра углом отсечки  $\theta$ .

Интегрирование площади кривой импульса анодного тока и определение средней высоты равновеликого прямоугольника приводит к коэффициенту среднего значения тока

$$\alpha_0 = \frac{I_a}{I_{a \text{ макс}}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (6-22)$$

Определяя с помощью интеграла коэффициент при члене, характеризующем основную гармоническую в тригонометрическом ряде, и записывая его в виде относительной величины, получаем:

$$\alpha_1 = \frac{I_{a1m}}{I_{a \text{ макс}}} = \frac{\theta - \cos \theta \sin \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}. \quad (6-23)$$

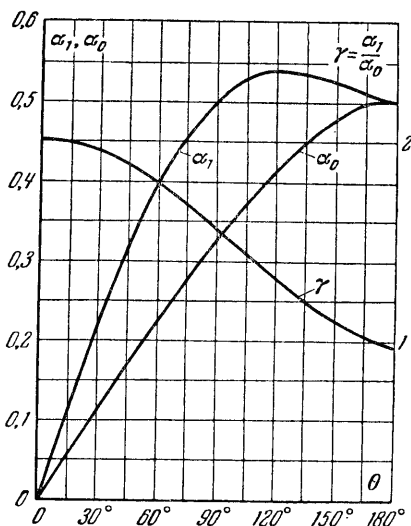
Кроме коэффициентов  $\alpha_0$  и  $\alpha_1$  в расчетах приходится еще пользоваться коэффициентом амплитуды тока  $\alpha_m$ , определяющим отношение амплитуды тока  $I_{a m (\theta=90^\circ)}$  к максимуму тока  $I_{a \text{ макс}}$

$$\alpha_m = \frac{I_{a m (\theta=90^\circ)}}{I_{a \text{ макс}}} = \frac{1}{1 - \cos \theta}. \quad (6-24)$$

Подсчитывая по (6-22) и (6-23) численные значения коэффициентов  $\alpha_1$  и  $\alpha_0$  в функции от  $\theta$ , приходим к кривым, представленным на фиг. 6-12. На этой же фигуре нанесена и кривая  $\gamma$  лампы, вычисленная по отношению

$$\gamma = \frac{I_{a1m}}{I_a} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}. \quad (6-25)$$

Из хода кривых видно, что значение  $\alpha_1$ , от которого зависит полезная мощность генератора, растет вплоть до углов  $\theta = 120^\circ$ , а затем  $\alpha_1$  снижается, между тем как коэффициент



Фиг. 6-12. Зависимость составляющих анодного тока от  $\theta$ .

использования лампы по току  $\gamma$  с ростом угла  $\theta$  непрерывно уменьшается. Выбирая поэтому между оптимумом по отдаваемой мощности и оптимумом по к. п. д., генератор рассчитывается на работу при углах отсечки, лежащих в диапазоне от  $70^\circ$  до  $120^\circ$ .

Для того чтобы установить, какие значения  $E_{cm}$  и  $E_{c0}$  должны соответствовать выбору определенного угла  $\theta$ , остановимся вначале на построении динамической анодно-сеточной характеристики по статическим характеристикам и установим общую связь через них между токами и напряжениями.

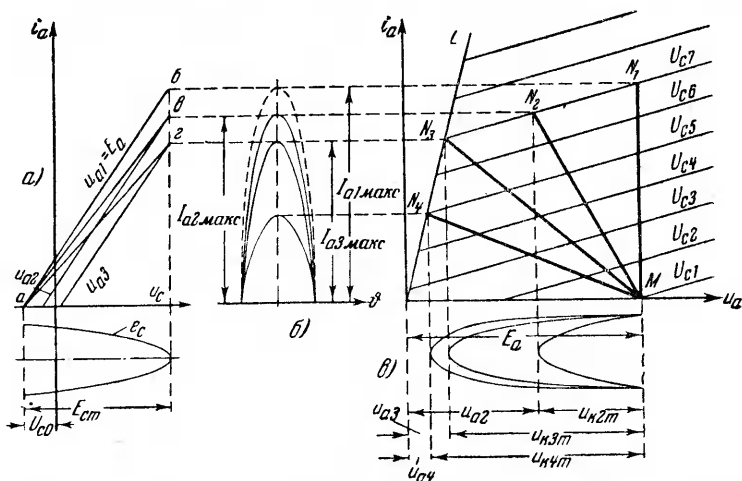
Построение характеристик и кривых тока и напряжения выполнено на фиг. 6-13. На фиг. 6-13,в приведено семейство анодных характеристик лампы с несколькими динамическими линиями нагрузки, соответствующими разным сопротивлениям колебательного контура  $R_s$ .

Анодные характеристики, как и ранее введенные в расчет анодно-сеточные характеристики, идеализированы в виде двух отрезков прямых, представляющих собой два характерных участка в лампах (триодах) с положительными характеристиками. Участки крутого подъема в таких характеристиках сведены к одной прямой, которая носит название линии пограничного режима.

По точкам пересечения динамических линий нагрузки с анодными характеристиками в соответствии с тем, как это делалось в предыдущей главе, построены на фиг. 6-13,б кри-

вые анодного тока и далее на фиг. 6-13,а динамические анодно-сеточные характеристики дополнительно к нанесенным на этой фигуре статическим характеристикам. Кроме того, внизу, фиг. 6-13,в, построены кривые напряжения на колебательном контуре  $U_{к1}$ , а внизу кривой фиг. 6-13,а, построена кривая сеточного напряжения.

Построение соответствует углу отсечки  $\theta = 90^\circ$ . Это определяется выбором в качестве напряжения смещения ве-



Фиг. 6-13. Построение кривых анодного тока (б), анодно-сеточных характеристик (а), анодной диаграммы и кривых напряжения на колебательном контуре (в).

личины  $E_{c0} = U_{c0}$ , равной напряжению  $U_{c1}$  той анодной характеристики, которая берет свое начало в точке, соответствующей на диаграмме анодных характеристик напряжению питания  $E_a$ , а на диаграмме анодно-сеточных характеристик точке  $a$ , где берет свое начало анодно-сеточная характеристика, снятая при  $U_{a1} = E_a$ .

Расстояние точки  $a$  от начала координат определяет напряжение отсечки и обозначено через  $U_{c0}$ . Кроме статической характеристики при  $U_a = E_a$  на фиг. 6-13,а нанесены еще две анодно-сеточные характеристики, снятые при  $U_{a2}$  и  $U_{a3}$ , причем  $U_{a3} < U_{a2} < U_{a1}$ .

Наклон динамических линий нагрузок при разных вариантах их расположения на фиг. 6-13,в соответствует, как указывалось, разным сопротивлениям  $R_s$  в колебательном контуре. При нулевом сопротивлении в контуре динамиче-



ская линия нагрузки  $MN_1$  проходит вертикально, ток изменяется по пунктирной полусинусоиде (с амплитудой  $I_{a1m}$ ).

Динамическая анодно-сеточная характеристика совпадает в этом случае со статической анодно-сеточной характеристикой  $ab$ .

При увеличении сопротивления колебательного контура наклон динамической линии нагрузки уменьшается, и по вариантам ее расположения  $MN_2$ ,  $MN_3$  и  $MN_4$ , верхние точки которых лежат на характеристике  $U_{c7}$  (благодаря выбору амплитуды  $E_{cm} = U_{c7} - E_{c0}$ ), построены кривые анодного тока с амплитудами  $I_{a2m}$ ,  $I_{a3m}$  и  $I_{a4m}$  и для двух динамических линий нагрузки  $MN_2$  и  $MN_3$  построены динамические анодно-сеточные характеристики  $av$  и  $az$ .

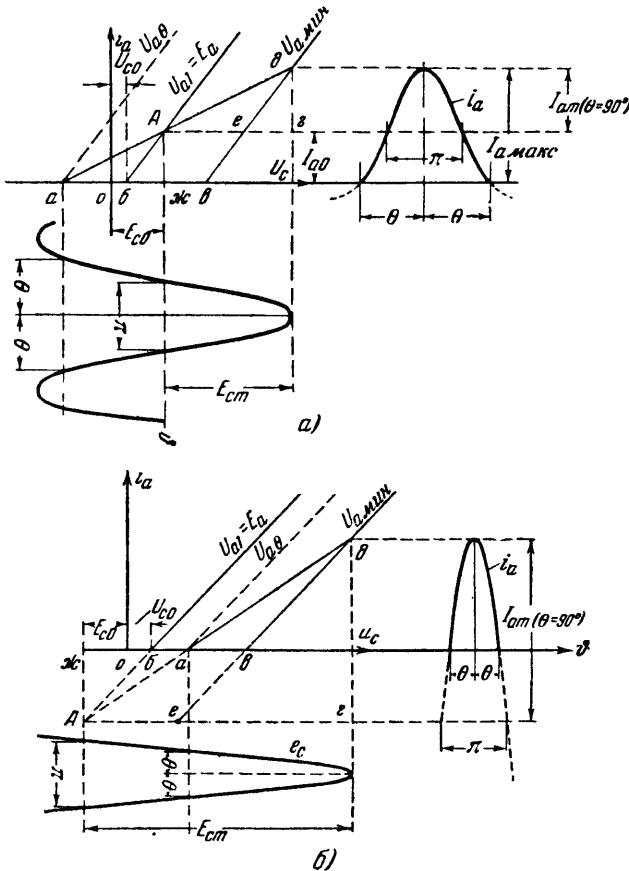
Для построения последних в силу их прямолинейности кроме общей точки  $a$  нужно еще по одной точке. Такие точки и получены путем горизонтального сноса верхних точек динамических линий нагрузки до их встречи с соответствующими статическими характеристиками.

Статические характеристики, определяющие точки встречи, соответствуют тем минимальным напряжениям на аноде, которые определяют динамические линии нагрузки и построенные внизу фиг. 6-13, *в* кривые  $U_k$ . Кривые напряжения на аноде определяются разностью  $E_a$  и максимума напряжения на колебательном контуре  $U_{km}$ . Все концы статических и динамических анодно-сеточных характеристик лежат на одной вертикали, являющейся касательной к вершине полусинусоиды сеточного напряжения с осью времени, уходящей вниз на фиг. 6-13, *а*. О ходе во времени изменений мгновенных значений сеточного напряжения  $e_c$ , напряжения на колебательном контуре  $u_k$  и напряжения на аноде лампы  $u_a = E_a - u_k$  можно судить по взаимному положению кривых  $e_c$  на фиг. 6-13, *а* и кривой  $u_k$  на фиг. 6-13, *в*.

Из хода кривых можно установить, что напряжения на колебательном контуре совпадают по фазе с сеточным напряжением или находятся в противофазе в зависимости от выбора положительного направления для напряжения на контуре.

Диаграммы, соответствующие двум другим углам отсечки: 1)  $\theta > 90^\circ$  и 2)  $\theta < 90^\circ$  построены на фиг. 6-14, *а* и *б*. Здесь динамические анодно-сеточные характеристики построены без помощи анодных характеристик по напряжению смещения  $E_{c0}$ , амплитуде сеточного напряжения  $E_{cm}$ , статической анодно-сеточной характеристике, соответствующей  $E_a$ , и требуемому максимуму импульса тока  $I_{a \text{ макс}}$ .

Другие две статические анодно-сеточные характеристики, обозначенные на чертеже через  $U_{a \text{ мин}}$  и  $U_{a\theta}$ , могут быть получены в процессе построения.



Фиг. 6-14. Построение диаграмм для установления связи между сеточными напряжениями и режимом нагрузки.   
 а—при  $\theta > 90^\circ$ ; б—при  $\theta < 90^\circ$ .

Построение начинается с того, что от начала системы координат, содержащей анодно-сеточную характеристику с  $U_a = E_a$ , на расстоянии (в масштабе вольт), равном  $E_{c0}$ , проводится ось времени для  $e_c$ . Ее пересечение с анодно-сеточной характеристикой определяет одну точку динамической характеристики, поскольку ток покоя  $I_{a0}$ , действительный для угла отсечки  $\theta > 90^\circ$  (фиг. 6-14, а) и условный для угла отсечки  $\theta < 90^\circ$  (фиг. 6-14, б) должен лежать

на динамической характеристике. Вторая точка прямой определяется точкой встречи горизонтали, соответствующей току  $I_{a \text{ макс}}$  и касательной к вершине синусоиды  $E_{ст}$ , построенной на оси времени для  $e_c$ . Эта точка встречи определяет, как указывалось при анализе диаграммы на фиг. 6-13, положение статической характеристики при  $U_{a \text{ мин}}$ . Так как величина  $U_{a \text{ мин}}$  отличается от  $E_a$  на максимальное значение напряжения на контуре  $U_{кт}$ , то сдвиг характеристики  $U_{a \text{ мин}}$  по отношению к характеристике  $E_a$  в масштабе сеточных напряжений, соответствует величине  $DU_{кт}$ , где  $D$  — проницаемость сетки.

Проведенная через найденные две точки  $A$  и  $B$  динамическая линия нагрузки пересекает ось абсцисс в точке  $a$ , являющейся началом динамической характеристики и одновременно началом статической характеристики, соответствующей напряжению

$$U_{a\theta} = E_a - U_{кт} \cos \theta.$$

Это следует из того, что нулевому значению анодного тока должен соответствовать угол  $\theta$  на оси времени кривой сеточного напряжения, который и отсекается на этой кривой вертикалью, проходящей через точку  $a$ .

Характеристика  $E_{a\theta}$  удалена от характеристики  $E_a$  на величину сеточного напряжения  $DU_{кт} \cos \theta$ .

Выполненные построения позволяют определить искомые  $E_{ст}$  и  $E_{c0}$ . Амплитуда напряжения  $E_{ст}$  определяется при  $\theta = 90^\circ$  отрезком

$$Ag = eg + Ae.$$

В масштабе сеточных напряжений это соответствует

$$E_{ст} (\theta = 90^\circ) = \frac{I_{a \text{ макс}} (\theta = 90^\circ)}{S} + DU_{к \text{ макс}}; \quad (6-26)$$

здесь  $S$  — крутизна статической характеристики.

При угле отсечки  $\theta \neq 90^\circ$  амплитуда тока  $I_{a \text{ макс}} (\theta = 90^\circ)$  отличается согласно (6-24) от максимума тока коэффициентом  $\frac{1}{1 - \cos \theta}$ .

Поэтому в общем случае амплитуда сеточного напряжения определяется из равенства

$$E_{ст} = \frac{I_{a \text{ макс}}}{S(1 - \cos \theta)} + DU_{к \text{ макс}} \quad (6-27)$$

Искомая величина напряжения смещения определяется отрезком

$$Oж = об - аб + аж.$$

В переводе на масштаб сеточного напряжения это дает напряжение смещения

$$E_{c0} = U_{c0} + DU_a \cos \theta - E_{cm} \cos \theta. \quad (6-28)$$

Примечание. Знаки перед вторым и третьим слагаемыми поставлены с учетом знаков, получаемых от  $\cos \theta$ .

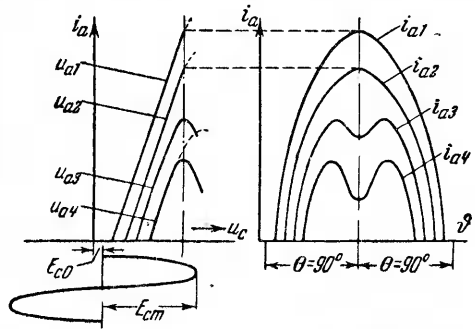
Мы рассмотрели вопрос о влиянии углов отсечки  $\theta$  на коэффициент использования лампы по току  $\gamma$  с целью получения максимума к. п. д. и нашли значения напряжения в цепи сетки, обеспечивающие получение нужных углов отсечки  $\theta$ .

Перейдем теперь к рассмотрению вопроса о граничных значениях коэффициента использования напряжения питания  $\xi = \frac{E_{км}}{E_a}$ , входящего вторым множителем в выражение (6-18) для к. п. д.

Из равенства, определяющего  $\xi$ , следует, что с точки зрения повышения к. п. д. желательно  $U_{км}$  иметь возможно больше. Это действительно так, пока  $U_{км}$  не начинает влиять на форму кривой анодного тока, переводя остроконечный импульс в импульс с седловиной, обозначенный на фиг. 6-11.

Такая форма импульса получается тогда, когда линии динамической нагрузки на фиг. 6-13, в начинают переходить в силу больших сеточных напряжений и напряжения на колебательном контуре за пограничную линию нагрузки на участке ее крутого подъема. При переходе за эту линию анодные токи резко падают из-за сильного возрастания сеточных токов. Это иллюстрируется семейством статических анодных характеристик и построенным по ним кривым анодного тока на фиг. 6-15.

Первые две характеристики на этой фигуре  $U_{a1}$  и  $U_{a2}$  отвечают остроконечному импульсу, а две другие при  $U_{a3}$  и  $U_{a4}$  отвечают импульсам анодных токов с седловиной.



Фиг. 6-15. Переход кривых анодного тока из критического в перенапряженный режим.

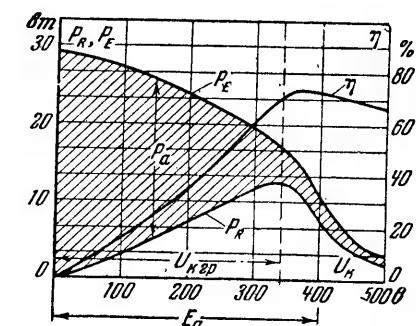
Появление седловины характеризует так называемый перенапряженный режим генератора, поскольку в этом случае напряжение на колебательном контуре переходит линию пограничного режима. Граница напряжений, выше которой начинается переход к перенапряженному режиму, определяет пограничный либо критический режим, а режим с напряжениями, меньшими критического, носит название недонапряженного.

Выбор того или иного режима влияет как на величину отдаваемой мощности, так и на к. п. д. генератора. Примерный ход такой зависимости

дают кривые на фиг. 6-16 [Л VI-2].

На оси абсцисс этой фигуры отложены напряжения на контуре. Здесь же отмечено и напряжение питания  $E_a$ . В рассматриваемом случае  $E_a = 400$  в.

Напряжение на колебательном контуре может превышать напряжение питания  $E_a$ , поскольку напряжение на контуре зависит от колебательного режима в контуре, обусловленного его параметрами.



Фиг. 6-16. Диаграммы распределения мощности генераторов при изменении напряжения на колебательном контуре

На оси ординат построен масштаб мощностей в ваттах, относящийся как к полезной мощности  $P_R$ , так и к мощности питания  $P_E$ .

Полезная мощность  $P_R$  растет с ростом  $U_{кн}$ , пока не достигается граничный режим по напряжению, а затем с переходом к перенапряженному режиму полезная мощность начинает снижаться из-за уменьшения основной гармонической тока.

Мощность питания в силу непрерывного уменьшения постоянной составляющей тока с уменьшением  $U_k$  монотонно снижается. Такой ход кривых  $P_k$  и  $P_E$  приводит к тому, что к. п. д. генератора, характеризуемый кривой  $\eta$  на фиг. 6-16, растет до границы, лежащей несколько правее граничного режима.

В интересах получения максимума мощности и одновременно максимума к. п. д. стремятся работать в области, близкой к граничному режиму, где остроконечный импульс еще сохраняется.

Граничный режим определяют обычно по равенству минимума анодного напряжения  $U_{a \text{ мин}}$  и максимума результирующего напряжения на сетке:

$$U_{a \text{ мин}} = E_a - U_{к. зр} = E_{c0} + E_{cm}. \quad (6-29)$$

Разделив все члены второго равенства на  $E_a$  и учитывая (6-20), находим:

$$\frac{U_{к. зр}}{E_a} = \xi_{зр} = 1 - \frac{E_{c0} + E_{cm}}{E_a}. \quad (6-30)$$

Из (6-30) следует, что параметры колебательного контура должны быть рассчитаны на то, чтобы при максимуме сеточного напряжения максимальное значение напряжения на контуре не выходило за границы  $U_{к. зр}$ . Значение  $U_{к. зр}$  определяет и граничное значение коэффициента использования напряжения питания  $\xi_{зр}$ .

Так как вначале нам известно не  $E_{c0}$  и  $E_{cm}$ , а то максимальное значение  $I_{a \text{ макс}}$ , которое  $E_{c0}$  и  $E_{c. макс}$  должно обеспечить, то, предполагая, что динамическая линия нагрузки на фиг. 6-14,а проходит через начало координат, можно выразить  $E_{c0} + E_{cm}$  через ток  $I_{a \text{ макс}}$ , пользуясь равенством

$$E_{c0} + E_{cm} \approx \frac{I_{a \text{ макс}}}{S_{зр}}; \quad (6-31)$$

здесь  $S_{зр}$  — динамическая крутизна лампы в пограничном режиме и тогда

$$\xi_{зр} \approx 1 - \frac{I_{a \text{ макс}}}{S_{зр} E_a}, \quad (6-32)$$

из которого может быть найдено допустимое значение  $\xi_{зр}$ , если значения величин в правой части равенства известны.

Значения параметра динамической крутизны в граничном режиме приводятся обычно в каталоге наряду со значением статической крутизны.

По найденному из (6-32)  $\xi_{зр}$  и заданному напряжению  $E_a$  рассчитываются параметры колебательного контура, обеспечивающие при заданном токе  $U_{к.т. зр}$ . Обычно значения  $\xi_{зр}$  лежат в границах от 0,85 до 0,95.

Зная границы оптимальных значений  $\xi$ , а также значений  $\alpha_1$ , можно найти предельную (типовую) мощность лампы, если известны допустимые лампой токи  $I_{a \text{ макс}}$  и напряжение питания  $E_a$ .

Так, приняв для  $\xi_{zp}$  значение 0,9 и для  $\alpha_1$  по кривой на фиг. 6-12 значение 0,45—0,5, что соответствует  $\theta=80^\circ—100^\circ$ , мы находим:

$$P_{к макс} = \frac{I_{a1m} U_{кт}}{2} = \alpha_1 \xi \frac{E_a I_{a макс}}{2} \approx \frac{1}{5} E_a I_{a макс}. \quad (6-33)$$

Руководствуясь (6-33), можно определить, в состоянии ли данная лампа, для которой  $E_a$  и  $I_{a макс}$  известны, дать при колебаниях второго рода требуемую мощность, если в каталоге эта величина не приведена.

### 6-5. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА

При расчете генератора исходят из полезной мощности  $P_R$ , которую генератор должен отдать нагрузке. Применительно к заданному диапазону частот и требующейся полезной мощности и выбирается в первом приближении лампа, окончательная пригодность которой проверяется последующим расчетом.

Если (типовая) мощность лампы в каталоге не дана, то она может быть найдена по току эмиссии лампы  $I_k$  и напряжению питания  $E_a$  по (6-33).

Допустимый коэффициент использования напряжения питания находим по (6-32).

По  $\xi_z$  и  $E_a$  определяем далее

$$U_{кт zp} = \xi_{zp} E_a. \quad (6-34)$$

По требующейся выходной мощности  $P_R$  и амплитуде колебательного напряжения определяем по (6-15) требующуюся амплитуду основной гармонической анодного тока

$$I_{a1m} = \frac{2P_R}{U_{кт}}. \quad (6-34')$$

Найденным значениям  $I_{a1m}$  и  $I_{a макс}$  соответствует коэффициент  $\alpha_1 = \frac{I_{a1m}}{I_{a макс}}$ .

По найденному значению  $\alpha_1$  устанавливаем по кривой на фиг. 6-12 требующийся угол отсечки  $\theta$  и соответствующий ему коэффициент среднего значения тока  $\alpha_0$ .

По коэффициенту  $\alpha_0$  определяем среднее значение тока  $I_a$  и по последней величине и  $E_a$  определяем мощность питания  $P_E$ . Мощность, теряемую в лампе  $P_a$ , определяем по (6-17).

Величина  $P_a$  должна быть не больше допускаемой по каталогу. Если это условие не удовлетворяется, то выбирается следующий тип более мощной лампы и расчет повторяется.

Проиллюстрируем указанный порядок расчета на конкретном примере.

### Пример расчета

Требуется рассчитать генератор на полезную мощность  $P_R = 15$  квт, работающий в диапазоне частот около 5 мгц.

При рассмотрении типов ламп, приведенных в табл. 6-1, мы видим, что подходящей по мощности в заданном диапазоне частоты является лампа типа ГС4Д. Параметры этой лампы согласно табл. 6-1 следующие.

Типовая мощность  $P_T = 15$  квт. Допускаемая мощность рассеяния  $P_{a \text{ макс}} = 10$  квт. Допускаемое анодное напряжение  $U_{a \text{ макс}} = 15$  кв. Предельный ток эмиссии катода  $I_k = 18$  а. Анодный ток при нуле напряжения на сетке  $I_0 = 1,05$  а. Крутизна  $S = 12$  ма/в. Коэффициент усиления  $\mu = 50$  (что соответствует проницаемости  $D = 0,02$ ). Напряжение накала  $U_n = 22$  в, и ток накала  $I_n = 105$  а.

Расчет режима работы лампы проводим применительно к колебаниям второго рода. Напряжение источника питания выбираем  $E_a = 8500$  в, исходя из шкалы рекомендуемых напряжений для генераторов данного типа и мощности.

Максимальный ток, который лампа должна пропускать при заданной полезной мощности  $P_R = 15$  квт, определяем из (6-33)

$$I_{a \text{ макс}} = \frac{5P_R}{E_a} = \frac{5 \cdot 15000}{8500} = 8,8 \text{ а.}$$

Для нахождения максимального допустимого напряжения на колебательном контуре находим предварительно  $\xi_{2p}$  из (6-32), не считаясь с разницей в связи с приближенностью расчета в численном значении  $S_{2p}$  и статической крутизны:

$$\xi_{2p} = 1 - \frac{I_{a \text{ макс}}}{S_{2p} E_a} = 1 - \frac{8,8 \cdot 1000}{12 \cdot 8500} = 0,914.$$

Для уверенности выбираем  $\xi_{2p}$  несколько меньше, а именно берем  $\xi = 0,9$ .

Граничное значение напряжения на контуре на основе (6-20) выбираем равным

$$U_{\text{кнт}} = \xi_{2p} E_a = 0,9 \cdot 8500 = 7600 \text{ в.}$$

Амплитуду первой гармонической тока в колебательном контуре определяем, исходя из равенства (6-34'),

$$I_{a1m} = \frac{2P_R}{U_{\text{кнт}}} = \frac{2 \cdot 15000}{7600} = 3,95 \text{ а.}$$

При требуемых значениях  $I_{a1m}$  и  $I_{a \text{ макс}}$  они должны быть связаны коэффициентом

$$\alpha_1 = \frac{I_{a1m}}{I_{a \text{ макс}}} = \frac{3,95}{8,8} = 0,455.$$



Найденному значению  $\alpha_1$  по кривым на фиг. 6-14 соответствует угол отсечки  $\theta = 75^\circ$  и  $\alpha_0 = 0,285$ .

Приравниваем  $I_a$  току покоя, который на основании (6-22) равен

$$I_{a0} = \alpha_0 I_{a \text{ макс}} = 0,285 \cdot 8,8 = 2,5 \text{ а.}$$

Мощность, отдаваемая источником тока,

$$P_E = I_{a0} E_a = 2,5 \cdot 8 \cdot 500 = 22,5 \text{ кВт.}$$

Мощность, теряемая в лампе,

$$P_a = P_E - P_R = 22,5 - 15 = 7,5 \text{ кВт.}$$

Полученное значение мощности ниже допускаемого по каталогу  $P_{a \text{ макс}} = 10 \text{ кВт.}$

Коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{P_R}{P_E} = \frac{15}{22,5} = 0,665 = 66,5\%$$

достаточно высок.

Предварительно выбранную лампу можно поэтому считать вполне пригодной для проектируемого генератора.

Переходим к расчету параметров колебательного контура. Эквивалентное сопротивление контура при резонансе определяем по отношению амплитуд первых гармонических тока и напряжения

$$R_s = \frac{U_{a1m}}{I_{a1m}} = \frac{7600}{3,95} = 1900 \text{ ом.}$$

Реактивные элементы контура определяем по коэффициенту затухания  $\delta$  (определяющему одновременно и коэффициент мощности в контуре  $\cos \varphi$ ). Добротность контуров у таких генераторов выбирается, как указывалось, в границах от 10 до 100, что соответствует значениям  $\delta$  от 0,1 до 0,01. Во избежание большой стоимости контура выбираем  $\delta = 0,1$ . Тогда по (6-13) и (6-11) активное и реактивное сопротивления контура соответственно равны:

$$r = R_s \delta^2 = 1900 \cdot 0,01 = 19 \text{ ом,}$$

$$\rho = \frac{r}{\delta} = \frac{19}{0,1} = 190 \text{ ом.}$$

Емкость, которую должен иметь колебательный контур, при заданной частоте  $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 = \pi \cdot 10^7$  должна быть равна:

$$C = \frac{1}{\omega \rho} = \frac{10^{12}}{\pi \cdot 10^7 \cdot 190} \text{ пф} = 166 \text{ пф,}$$

а индуктивность

$$L = \frac{\rho}{\omega} = \frac{190 \cdot 10^3}{\pi \cdot 10^7} \text{ мГн} = 0,06 \text{ мГн.}$$

Реактивный ток, который циркулирует внутри колебательного контура, может быть найден по (6-16)

$$I_{кт} = \frac{I_{a1m}}{\delta} = \frac{3,95}{0,1} = 39,5 \text{ а.}$$

Сечение витков индуктивной катушки должно быть рассчитано на указанный ток, а число витков определяется по напряжению на контуре. Действительное число витков приходится выбирать на 30—40% выше для возможности подрегулировки частоты при ее изменении в процессе эксплуатации.

В заключение определим требуемые напряжения в сеточной цепи лампы для обеспечения нужных значений  $I_{a \text{ макс}}$  и угла отсечки  $\theta=75^\circ$ .

Амплитуду переменного напряжения находим по (6-27)

$$E_{ct} = DU_{k \text{ макс}} + \frac{I_{a \text{ макс}}}{S(1 - \cos \theta)} = 0,02 \cdot 7600 + \frac{8,8 \cdot 1000}{12(1 - \cos 75^\circ)} = 152 + 990 = 1142 \text{ в.}$$

Для определения  $E_{c0}$  по (6-28) находим предварительно значение  $U_{c0}$ , измеряемое отрезком, отсекаемым анодно-сеточной характеристикой при  $E_a$  на оси абсцисс.

При отсутствии данных в каталоге о величине  $U_{c0}$  для анодной характеристики, соответствующей напряжению питания  $E_a$ , она может быть найдена по допустимой лампой величине  $U_a$  и значению тока при этом анодном напряжении и напряжению на сетке  $U_c = 0$ .

Так, в рассматриваемом случае при  $U_a = 15 \text{ кВ}$  эта характеристика отсекает на оси ординат ток  $I_a(U_c=0) = 1,05 \text{ а}$ .

Напряжение отсечки у анодно-сеточной характеристики при  $U_a = 15 \text{ кВ}$  в этом случае равно

$$U_{c0(E_a=15 \text{ кВ})} = - \frac{I_a(U_c=0)}{S} = - \frac{1,05 \cdot 1000}{12} = -87,5 \text{ в.}$$

При  $E_a = 8500 \text{ в}$  начало соответствующей характеристики сдвинуто по отношению к характеристике при  $E_a = 15 \text{ кВ}$  вправо по оси абсцисс на величину

$$D(U_a - E_a) = 0,02(15000 - 8500) = 130 \text{ в.}$$

По отношению к началу координат эта характеристика будет таким образом иметь сдвиг

$$U_{c0} = 130 - 87,5 = 42,5 \text{ в.}$$

При найденном значении  $E_c$  напряжение смещения на основании (6-28) равно:

$$E_{c0} = U_{c0} - (E_{ct} - DU_{a \text{ макс}}) \cos \theta = 42,5 - (1142 - 0,02 \cdot 7600) \cos 75^\circ = 42,5 - 990 \cdot 0,258 = -212 \text{ в.}$$

Для определения сеточного сопротивления  $R_c$  в звене автоматического смещения нужно еще знать среднюю величину сеточного тока. Не производя построения кривой сеточного тока, ограничимся приближенной оценкой этой величины, принимая ее равной 0,1 от  $I_{a0}$ .

В этом случае

$$I_c = 0,1 I_{a0} = 0,1 \cdot 2,5 = 0,25 \text{ а.}$$

Регулируемое сопротивление звена автосмещения  $R_c$  при средней позиции регулирования должно быть равно:

$$R_c = \frac{|E_{c0}|}{I_c} = \frac{212}{0,25} = 850 \text{ ом.}$$

Полное сопротивление  $R_c$  должно быть больше для диапазона регулирования.

Для определения результирующего к. п. д. генератора определим еще потери в сеточной цепи и в цепи накала катода.

Потери мощности в сеточной цепи складываются из потерь в цепи смещения и из потерь в сопротивлении витков сетки. Они могут быть найдены по приближенной формуле

$$P_c = (E_{c0} + E_{cm}) I_c = 1400 \cdot 0,25 = 350.$$

Потери в цепи накала

$$P_n = U_n I_n = 22 \cdot 105 = 2320 \text{ вт.}$$

При учете суммарных потерь мощности во всех звеньях генератора общий к. п. д. рассчитываемого генератора

$$\eta = \frac{15}{22,5 + 2,32 + 0,350} = \frac{15}{25,2} = 59\%.$$

## 6-6. ОСОБЕННОСТИ ПРОМЫШЛЕННЫХ СХЕМ ГЕНЕРАТОРОВ LC

Генераторы LC применяются не только во всех радиопередающих устройствах, начало развития которых было положено выдающимся изобретением А. С. Попова, но и в большом числе устройств промышленной электроники. Здесь высокая частота нашла себе широкое применение в разного рода установках по термообработке металлов, диэлектриков и полупроводников.

В отдельных видах таких применений основное построение электрической схемы генератора, рассмотренное в § 6-1, остается тем же. Могут меняться только в зависимости от назначения схемы отдельные узлы ее. На эти изменения мы и обратим внимание при кратком рассмотрении отдельных областей применения.

### а) Поверхностная закалка и плавка металлов

Требование к трущимся металлическим деталям станков и орудий иметь высокую износостойкость на рабочих поверхностях при сохранении достаточной вязкости внутри наилучшим образом достигается при обработке металлов токами высокой частоты. При таком нагреве электромагнитная энергия проникает в металл только в поверхностных слоях его на глубину [Л. VI-3].

$$\delta = 5300 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}}; \quad (6-35)$$

здесь  $\delta$  — глубина проникновения (в см), определяющая собой толщину слоя, в котором входящая в металл электромагнитная волна уменьшается по амплитуде в  $e$  раз;

$\rho$  — удельное сопротивление металла в Ом·см;

$\mu$  — магнитная проницаемость;

$f$  — частота в Гц.

Из (6-35) следует, что чем выше генерируемая частота, тем менее глубоко проникает электромагнитная энергия, нагревающая металл. Практически применяемая для поверхностной закалки частота лежит в границах от 100 до 500 кГц. В такой области частот электронные генераторы имеют неоспоримые преимущества перед другими типами генераторов. Хотя первый патент по индукционному нагреву был получен создателем первой лампочки накаливания А. Н. Лодыгиным еще в начале текущего столетия, тем не менее неподготовленность оборудования, способного технически и с достаточно высокими экономическими показателями решать эту проблему, на многие годы задержала практическое ее развитие.

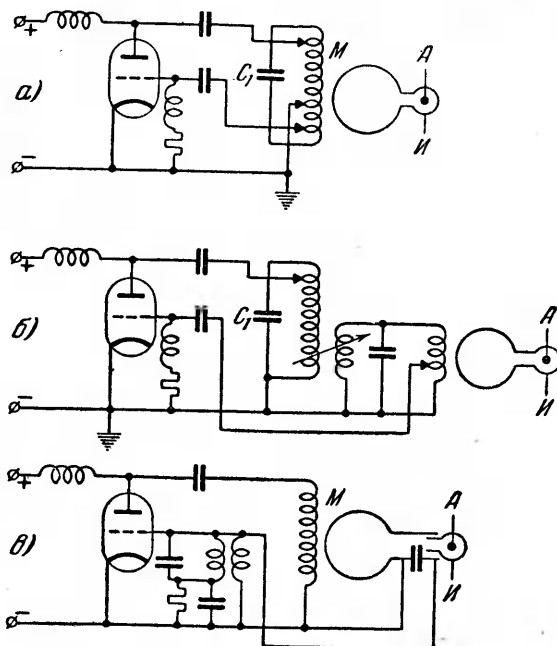
Последующее развитие техники высокочастотного генераторостроения, и в особенности электронного генераторостроения, создало необходимые предпосылки для мощного развития индукционного нагрева во всех его видах.

Пионерами широкого внедрения высокой частоты для индукционного нагрева металлов и, в частности, для поверхностной закалки металлов явились: В. П. Вологдин, Б. Н. Романов, Г. И. Бабат, М. Г. Лозинский, С. Я. Турлыгин, В. Н. Гевелинг и др. [Л. VI-4—7]. Своей плодотворной работой они не только способствовали широкому внедрению этого нового вида техники, но ввели ряд усовершенствований в схемы и конструктивное осуществление электронных генераторов.

Три типовые схемы электронных генераторов с самовозбуждением, применяемые для индукционного нагрева, показаны на фиг. 6-17. Отличие первой из приведенных схем в том, что она одноконтурная, т. е. между анодным контуром лампы и индукционным нагревателем (индуктором) в этой схеме один колебательный контур (схема Г. И. Бабата).

Энергия от колебательного контура передается к индуктору через закалочный трансформатор, первичная обмотка которого входит в качестве индуктивности в колебательный контур, а единственный виток вторичной обмотки питает нагревательный контур. Такая связь носит название аperiодической в связи с тем, что в контуре вторичной обмотки отсутствует емкость, компенсирующая индуктивность, образуемую закалочным индуктором и стальным изделием, подвергающимся термообработке. Преимущество такой схемы — низкое напряжение питания индуктора, что повышает безопасность обслуживания установки. Недостатком схемы является наличие во

вторичном контуре нескомпенсированной реактивной мощности, в силу чего оказываются сдвинутыми ток и напряжение в лампе, что повышает потери в ней. Кроме того, схема не позволяет строго поддерживать частоту и мощность, передаваемую нагреваемому объекту. От таких недостатков свободна двухконтурная схема электронного генератора, представленная на фиг. 6-17,б, применяемая как в закалочных



Фиг. 6-17. Схемы генераторов для индукционного нагрева

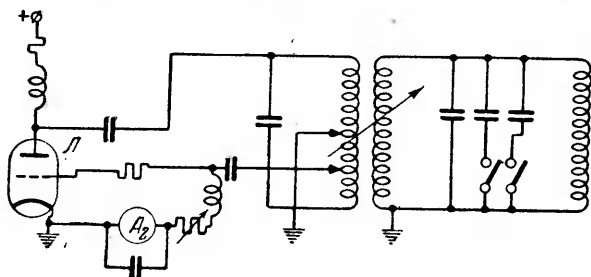
устройствах, так и для питания индукционных печей для плавки металла.

Здесь два колебательных контура связаны взаимной индукцией. Реактивная мощность индуктора компенсируется емкостью второго колебательного контура и в цепь первого контура не попадает.

Регулировка передаваемой мощности и частоты производится здесь путем изменения коэффициента связи колебательных контуров. Частота колебаний определяется частотой связи двух контуров. Во избежание резкого перехода с одной частоты связи на другую, что вызывает и резкое изменение мощности, сеточная цепь лампы связана здесь с вторичным колебательным контуром, а не с первичным. Звено автосмещения выполнено в обеих рассмотренных схемах путем вклю-

чения параллельного к участку сетка — катод активно-индуктивного звена, пропускающего постоянную составляющую тока смещения.

В установках, разрабатываемых Ю. И. Китайгородским для нагрева деталей в закрытых металлической оболочкой объемах, емкость, компенсирующая индуктивность вторичного контура, включена, как это показано на схеме 6-17, в, непосредственно в цепь индуктора. Через включенную емкость вторичный контур связывается и с сеточной цепью. Так как вво-



Фиг. 6-18. Схема генератора для индукционной печи.

димое при этом в сеточную цепь напряжение мало, то оно предварительно повышается с помощью сеточного трансформатора.

Принципиальная схема генератора, применяемого для питания индукционной печи, представлена на фиг. 6-18. Особенность этой схемы заключается в том, что меняющийся в процессе ведения плавки коэффициент магнитной проницаемости металла требует для поддержания частоты изменения емкости, в силу чего емкость в схеме разбита на ряд секций, позволяющих произвести включение того или иного числа их при изменениях в ходе технологического процесса.

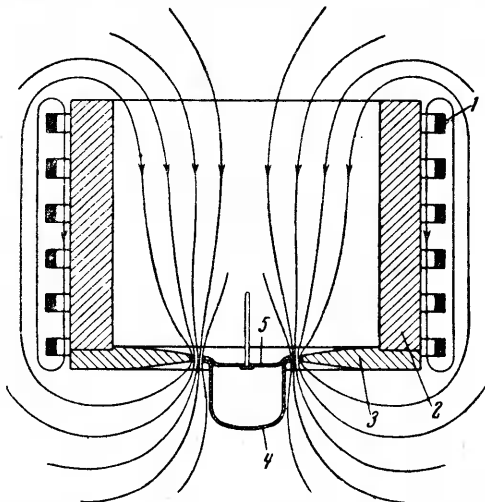
Обратную связь колебательного контура с сеткой в такой схеме более удобно осуществлять (во избежание частых перестановок в сеточной цепи), как это показано на схеме, через первичный колебательный контур. При этом приходится мириться с возможными скачками частоты при резких изменениях нагрузки.

### б) Высокочастотная пайка

Высокочастотная пайка, заключающаяся в нагреве места спая токами высокой частоты, получила свое широкое применение для вакуумно-непроницаемого соединения стекла с металлом (медью и коваром). Электрическая схема генератора, применяемого для питания индуктора, создающего нагрев в зоне пайки, в основном та же, что и для поверхностной

закалки. Здесь заслуживает внимания способ концентрации электрической энергии в месте спая.

Для концентрации энергии в зоне спая в индуктор вносятся, как показано на фиг. 6-19, металлическая трубка (кон-



Фиг. 6-19. Концентратор для высокочастотной пайки стекла с металлом.

1—индуктор; 2—сердечник; 3—концентрирующий поле наконечник; 4 и 5 — спаиваемые детали.

центратор), закрываемая с торца диском с прорезью, куда вводится с зазором спаиваемые детали. Вихревые токи, образующиеся в поверхностных слоях концентратора, выполняют роль своего рода экрана для поля и видоизменяют его так, что в зазоре, окружающем зону спая, концентрируется максимум электромагнитной энергии, как это показывают на фиг. 6-19 линии магнитного поля.

### в) Высокочастотный нагрев пластических масс

Высокочастотный нагрев для штамповки и поляризации пластмасс получил в настоящее время широкое применение в Советском Союзе.

Развитием применения высокой частоты в этой области техники занимались Н. В. Александров, В. И. Калитвянский, В. М. Дегтев и др. [Л. VI-6].

Термическая обработка диэлектрических масс требует более высоких частот, лежащих в границах от 1 до 30 мгц. Полоса частот, примыкающая к нижней границе, находит себе применение в более мощных установках (от 30—100 квт), а полоса частот, примыкающая к верхней границе, находит себе применение в менее мощных установках (до 10—15 квт).

Масса, подлежащая термообработке, входит вместе с нагревающим ее элементом в качестве добавочной переменной емкости в колебательный контур генератора. Принципиальная схема одного из промышленных типов таких генераторов показана на фиг. 6-20.

В связи с значительной мощностью здесь две генераторные лампы включены параллельно.

В схемах с индуктивным выходом при необходимости применять по требуемой выходной мощности две лампы, они, как и выходные усилители, включаются и по двухтактной схеме.

Вывод к колебательному контуру на схеме фиг. 6-20 выполнен через среднюю точку разделительных конденсаторов у обеих ламп. Связь с сетками ламп здесь трансформаторная. Первичная обмотка трансформатора, выполняющая роль индуктивности колебательного контура, выполнена

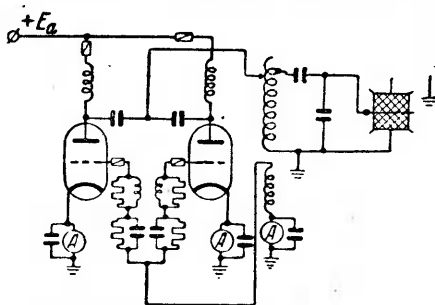
с регулировочными витками для подрегулировки частоты при изменениях емкости обрабатываемых деталей.

По такой же принципиальной схеме работают и высокочастотные установки по сушке дерева, промышленные разработки которых проведены К. П. Семенским, В. Н. Поповым, А. В. Нетушилом и др. [Л. VI-7].

### г) Полная схема высокочастотного генератора

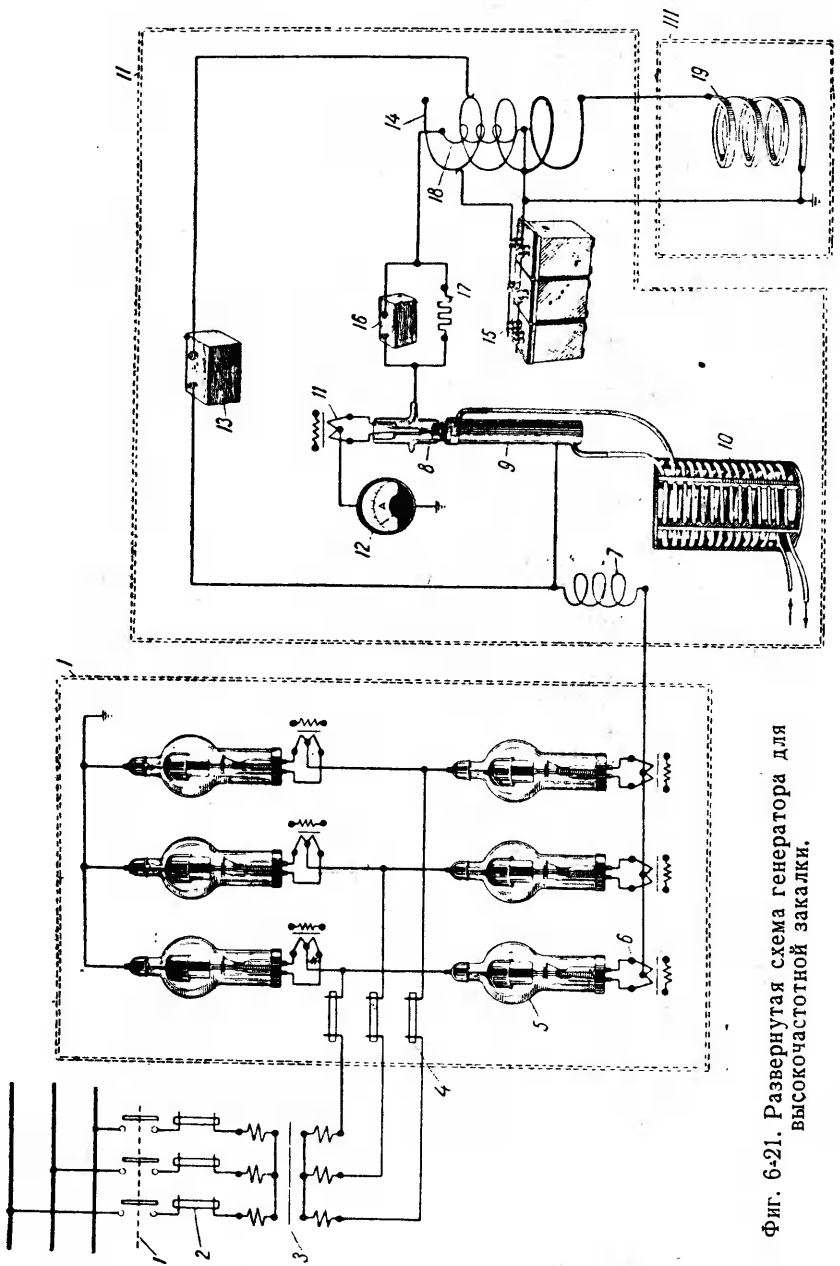
Полная схема высокочастотного генератора промышленного типа вместе с питающим его устройством, разработанного и примененного Г. И. Бабатом и М. Г. Лозинским для поверхностной закалки сталей, показана на фиг. 6-21.

Первая секция здесь представляет собой выпрямительную установку на газотронах 5 (работа которых освещается во второй части книги), питающую генераторные лампы постоянным током высокого напряжения (10—13 кВ). Отрицательный полюс у всех элементов установки заземлен, а положительный полюс источника присоединен к генераторной лампе 8-9 через анодный запирающий реактор 7. В анодную цепь генератора включен разделительный конденсатор 13 и главный колебательный контур, состоящий из регулируемой индуктивности 14 и емкости 15.



Фиг. 6-20. Схема генератора для диэлектрического нагрева.





Фиг. 6-21. Развернутая схема генератора для высокочастотной закалки.

К индуктивности контура относится также высокочастотный индуктор *19*, надеваемый на деталь, нагреваемую вихревыми токами. Сеточная цепь в рассматриваемой схеме состоит из активного сопротивления *17* и емкости *16*, а также катушки *18*, индуктивно связанной с колебательным контуром.

Генераторная лампа в данной установке (тип ГС5В) имеет медный анод, охлаждаемый водой через шланг *10*, вольфрамовый катод и вольфрамовую сетку с вводами к ним, проходящими через верхнюю часть лампы (катодную ножку). Параметры лампы приведены в табл. 6-1.

В некоторых специальных устройствах промышленной электроники находят себе применение не только частоты ультракоротковолнового диапазона (от 30 до 300 мггц с длиной волны от 1 до 10 м), но и волны дециметрового и сантиметрового диапазонов (от 30 до 10 см).

Генераторные устройства дециметрового и сантиметрового диапазонов отличаются не только по принципу действия и конструктивному оформлению генераторов (клистронов и магнетронов), но и по колебательным контурам и способам канализации электромагнитной энергии. Колебательный контур в таких генераторах органически сочленен с конструкцией лампы, а провода, отводящие энергию, выполняются в виде коаксиальных линий и волноводов. Принцип устройства и работы таких генераторов кратко освещается в § 6-11.

### 6-7. ИМПУЛЬС-ГЕНЕРАТОРЫ ТИПА *L*

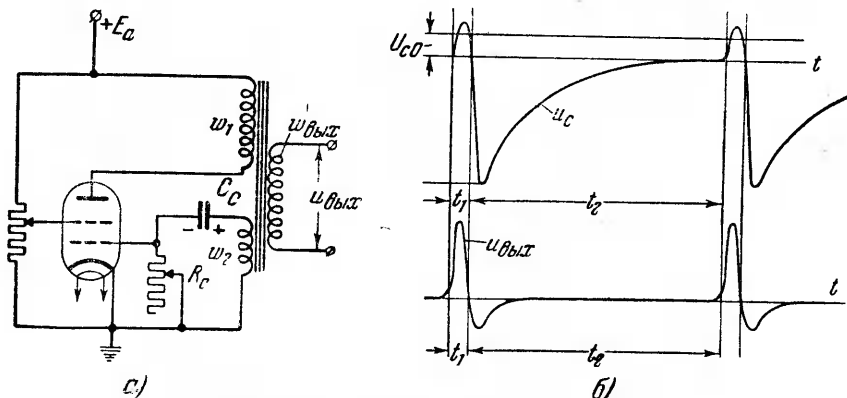
В электронных системах, применяемых в качестве пусковых либо регулирующих устройств, нередко требуется иметь импульсы напряжения с крутым фронтом (импульсы малой продолжительности), перемежающиеся с паузами (периодами покоя) той либо иной продолжительности. Наиболее простое решение такой задачи дает импульс-генератор (называемый также блокинг-генератором), схема которого изображена на фиг. 6-22,а.

В цепь анода, как и в цепь сетки, у такого генератора включены катушки  $w_1$  и  $w_2$ , связанные между собой взаимной индукцией. Кроме того, трансформатор, связывающий анодную и сеточную цепи, имеет еще одну выходную обмотку  $w_a$ , через которую переменная составляющая импульса напряжения передается во внешнюю цепь. В сеточную цепь генератора включено звено автосмещения (как и у генераторов *LC*), состоящее из сеточного конденсатора  $C_c$  и сеточного сопротивления  $R_c$ . Пока конденсатор  $C_c$  не заряжен, напряжение на сетке генераторной лампы (по отношению к катоду) равно нулю, и через лампу при подаче положительного напряжения на анод начинает проходить ток. Ток, нарастая, индук-

тирует напряжение в сеточной цепи с полярностью, делающей сетку положительной по отношению к катоду.

Проходящий сеточный ток заряжает при этом конденсатор  $C_c$  с полярностью, обозначенной на схеме знаками (+) и (-).

Напряжение, соответствующее указанной полярности, может быть названо отрицательным, поскольку при такой полярности конденсатор делает сетку отрицательной (по отношению к катоду). Когда отрицательное напряжение на конденсаторе возрастает по абсолютной величине настолько, что



Фиг. 6-22. Импульс-генератор типа  $L$ .  
а—схема; б—диаграммы напряжений.

результатирующее отрицательное напряжение на сетке (складываемое из отрицательного напряжения на конденсаторе и положительного значения переменного напряжения в обмотке  $w_2$ ) становится по абсолютной величине больше напряжения отсечки  $U_{c0}$ , импульс тока через лампу прекращается и лампа запирается. Запертое состояние лампы (период покоя) продолжается до тех пор, пока отрицательное напряжение на конденсаторе, разряжающемся на сопротивление  $R_c$ , не снизится (по абсолютной величине) до напряжения отсечки  $U_{c0}$ .

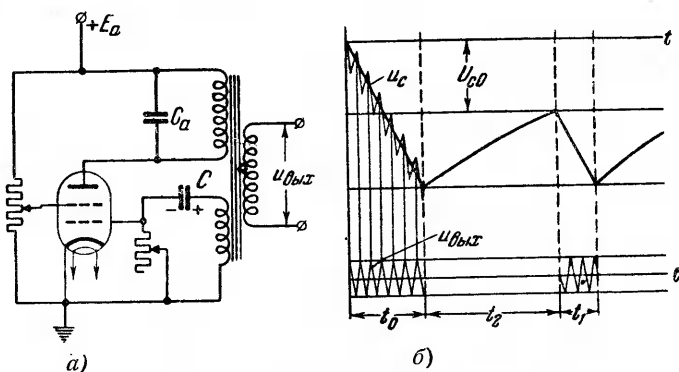
Ход изменения напряжения на сеточном сопротивлении  $R_c$  показывает во времени за один цикл повторяемости кривая  $u_c$  на фиг. 6-22, б. В течение времени  $t_1$ , пока напряжение на сетке превышает напряжение отсечки  $U_{c0}$ , лампа пропускает ток.

В течение времени  $t_2$ , пока длится разряд конденсатора, лампа заперта (период покоя).

Ход изменения во времени импульса на выходе генератора определяет кривая  $u_{вых}$  на фиг. 6-22, б. Длительность импульса выходного напряжения несколько больше чем  $t_1$ .

Время  $t_1$  зависит от величины скорости нарастания напряжения в обмотке  $\omega_2$  и величины емкости  $C_c$ . Выбирая емкость достаточно малой (порядка сотых долей микрофарады), можно получить импульс очень малой продолжительности (до  $10^{-4}$ — $10^{-5}$  сек.). Период покоя генератора, зависящий от постоянной времени  $\tau = R_c C_c$ , может быть при выборе достаточно большой величины  $R_c$  (порядка мегаом) доведен до 10 сек. Регулируя величину  $R_c$ , можно менять длительность паузы между импульсами.

Описанная схема генератора дает периодически повторяющиеся одиночные импульсы. При добавлении параллельно



Фиг. 6-23. Генератор групповых импульсов.  
а—схема; б—диаграммы напряжений.

первичной обмотке анодного трансформатора емкости  $C_a$ , т. е. при введении в анодный контур лампы такого же колебательного контура (фиг. 6-23, а), каким располагает генератор  $LC$ , импульс-генератор может давать групповые импульсы, как это иллюстрируется диаграммами на фиг. 6-23, б.

Групповые импульсы в течение времени действия генератора  $t_1$  отделены паузами покоя  $t_2$ .

Изменение среднего значения напряжения на конденсаторе иллюстрируется кривой  $u_c$ . Пока суммирующиеся с  $u_c$  положительные значения колебательного напряжения в цепи сетки (на диаграмме не показанные) превышают напряжения отсечки  $U_{ог}$ , генератор проводит ток.

Через лампу и первичную обмотку трансформатора проходит при этом группа импульсов тока, определяющая такие же импульсы напряжения в цепи трансформатора, как это имеет место в любом генераторе типа  $LC$ .

При снижении результирующего напряжения ниже уровня напряжения отсечки генератор запирается и бездействует

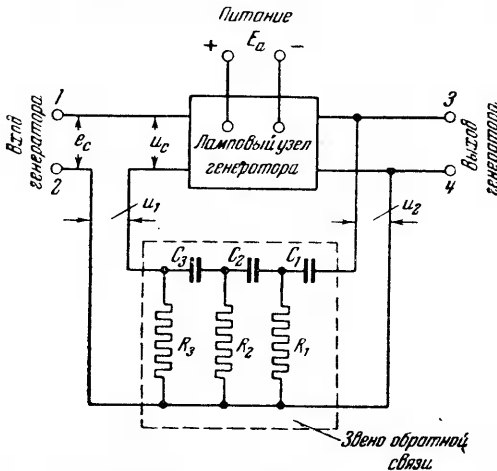
до снижения напряжения на конденсаторе из-за разряда его на сопротивление  $R_c$  до напряжения отсечки  $U_{c0}$ .

В период проводимости  $t_1$  отрицательное напряжение на конденсаторе нарастает все время ступенями, причем частичное нарастание отрицательного напряжения за одну ступень заряда конденсатора, как это видно по пунктирной кривой на фиг. 6-23, б, больше, чем уменьшение напряжения за одну ступень его разряда.

Выбором параметров конденсатора  $C_c$ , сопротивления  $R_c$  и амплитуды переменного сеточного напряжения можно регулировать в таком генераторе число полных колебаний за один период генерирования и длительность паузы покоя.

### 6-8. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ ТИПА $RC$

В рассмотренных в предыдущих параграфах типах генераторов  $LC$  и  $L$  положительная обратная связь между анодом и сеткой осуществлялась с помощью индуктивной связи анодного и сеточного контуров. Но это не единственный вид связи,



Фиг. 6-24. Генератор синусоидальных колебаний типа  $RC$ .

при котором генератор с самовозбуждением может давать синусоидальные напряжения на выходе.

Положительная обратная связь может быть достигнута с помощью четырехполюсника, содержащего активные сопротивления и емкости, как показано на схеме генератора на фиг. 6-24.

Использование в ячейках четырехполюсника сопротивлений  $R$  и емкостей  $C$  и определило название типа генератора

$RC$ . В генераторах подобного типа важно обеспечить не только требуемую положительную связь для создания условий самовозбуждения (рассмотренных нами в § 5-16), но и синусоидальность колебаний на выходе генератора. В генераторах типа  $LC$  такая синусоидальность обеспечивалась колебательным контуром в анодной цепи.

Такие функции и выполняет четырехполюсник, который в схеме на фиг. 6-24 состоит из трех  $\Gamma$ -образных ячеек с последовательно включенными емкостями и параллельно включенными активными сопротивлениями. Выбор количества ячеек и параметров входящих в них сопротивлений определяется условием получения кривой выходного напряжения, наиболее близкой к синусоиде. Аналитически такое условие определяется уравнением (5-146), из которого следует, что для самовозбуждения генератора требуется, чтобы

$$K\beta = K\beta \geq 1; \quad (6-36)$$

здесь  $K$  — динамический коэффициент усиления лампового звена генератора. В связи с возможным наличием реактивных элементов в ламповом звене генератора величина  $K$  является в общем случае комплексом.

$\beta$  — коэффициент ослабления напряжения звена обратной связи, также в общем случае комплекс. Величина  $\beta$ , как правило, меньше единицы.

При отрицательном значении  $K$ , что соответствует ламповому звену схемы, содержащему только активные сопротивления, требуется, чтобы  $\beta$  было также отрицательной величиной. При трех звеньях в четырехполюснике это можно получить, если взять активное сопротивление каждого последующего звена (считая в сторону нарастающих численных значений индексов при  $R$ ) в пять раз больше предыдущего, а емкость в каждом последующем звене в пять раз меньше предыдущего. Такому соотношению сопротивлений и емкостей отвечает отрицательное значение  $\beta$  при частоте, определяемой из равенства [Л. VI-8]

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3} \pi R_1 C_1}. \quad (6-37)$$

При этом численное значение  $\beta = \frac{1}{4}$ . Это значит, что для обеспечения условий самовозбуждения генератора, у которого в качестве звена обратной связи введен описанный четырехполюсник, ламповое звено должно иметь динамический коэффициент усиления не меньше 4. При этом генератор бу-

дет давать на выходе синусоидальные колебания с частотой  $f_0$ , определяемой из (6-37).

Другие кратные гармонические, которые могли бы появиться из-за нелинейности характеристики лампы, будут подавляться, так как коэффициент обратной связи  $\beta$  для них не будет величиной положительной. Форма кривой напряжения на выходе у такого генератора оказывается настолько близкой к синусоиде, что их считают возможным применять в качестве генераторов стандарт-сигналов в лабораторной практике.

Регулировка частоты в таких генераторах достигается изменением параметров, входящих в четырехполюсник сопротивлений и емкостей. Для усиления амплитуды выходных сигналов на выходе генераторного звена включается усилитель.

При необходимости иметь большой диапазон изменения частоты вместо трехзвенного четырехполюсника может быть введен четырехзвенный четырехполюсник. При том же соотношении сопротивлений и емкостей, которые были указаны для трехзвенного четырехполюсника, генерируемая на выходе частота определяется равенством

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (6-38)$$

Четырехполюсник обеспечивает при этом коэффициент напряжения  $\beta = \frac{1}{8}$ . Поэтому для самовозбуждения ламповый узел генератора должен давать динамический коэффициент усиления не меньше 8. Генератор типа  $RC$  возбуждается от начальных флюктуаций, которые появляются в момент включения любой из питающих его цепей.

#### 6-9. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ И ОСТРОКОНЕЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ ТИПА $RC$

Генераторы типа  $RC$  еще более часто применяются в устройствах, где требуется иметь в качестве управляющих или пусковых импульсы прямоугольной либо остроконечной формы, а также в электронно-лучевых осциллографах, где требуется иметь кривые пилообразной формы для питания цепи развертки трубок.

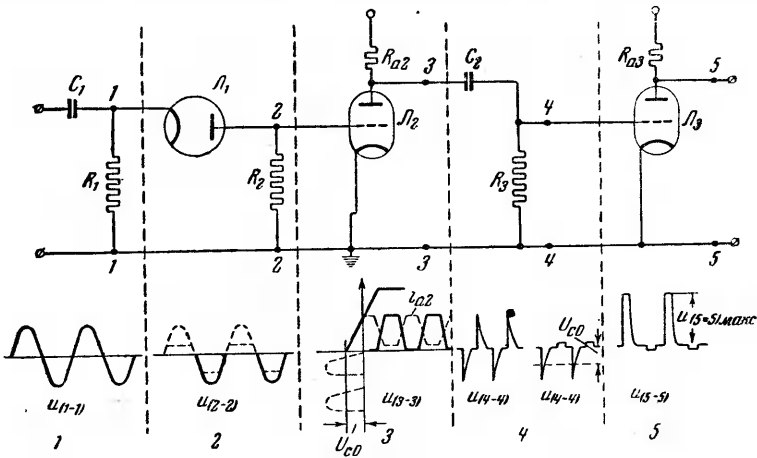
В данном параграфе мы рассмотрим схемы генераторов типа  $RC$ , обеспечивающие на выходе пусковые импульсы, а также колебания прямоугольной и остроконечной формы.

По методу управления такие генераторы могут быть разбиты на: а) генераторы с независимым управлением (возбуждением); б) генераторы с полузависимым управлением; в) генераторы с самовозбуждением; г) генераторы с самовозбуждением и внешней синхронизацией, применяемой для повышения стабильности работы генератора.

### а) Генераторы с независимым управлением

Рассмотрим здесь комбинированную схему генератора, представленную на фиг. 6-25, состоящую из пяти отдельных секций. Каждая из четырех последних секций в рассматриваемой схеме может иметь и самостоятельное назначение. Оно вытекает из тех функций преобразования, которые выполняет каждая из секций в рассматриваемой комплексной схеме.

Назначение схемы в целом — создать однонаправленные прямоугольные импульсы весьма малой продолжительности.



Фиг. 6-25. Многозвеньевой генератор импульсов с независимым управлением.

Функции каждой из секций иллюстрируются приведенными диаграммами напряжения, расположенными под соответствующими секциями генератора.

Секция 1 является входной, принимающей синусоидальные напряжения (кривая  $u_{1-1}$ ). Благодаря включению диода  $L_1$  секция 2 пропускает ток только в одном направлении и является поэтому ограничивающей, так как срезает положительные полуволны напряжения (кривая  $u_{2-2}$  на фиг. 6-25). Того же примерно результата можно было бы достигнуть, поменяв местами диод  $L_1$  и сопротивление  $R_2$ . В этом случае диод шунтировал бы расположенный справа от него участок цепи в проводящую часть периода и пропускал бы полное напряжение в непроводящую часть периода. Подобным включением пользуются в тех случаях, когда не требуется иметь полного среза положительной полуволны напряжения, а только частичное ее уменьшение. Это дает трапециoidalную форму кривой, отмеченную на чертеже пунктиром. Высота трапеции может



варьироваться путем включения последовательно с диодом сопротивления  $R$  либо источника э. д. с.

В секции 3 включен триод  $L_2$  с анодной нагрузкой  $R_{a2}$ . Триод не только усиливает приходящие на его сетку колебания, но и дает возможность преобразовать полусинусоидальные однонаправленные импульсы в трапециoidalные (кривая  $u_{3-3}$  на фиг. 6-25).

Такое преобразование достигается благодаря тому, что входное напряжение в лампе  $L_2$  оказывается больше, чем напряжение отсечки  $U_{c0}$  этой лампы.

В тех случаях, когда полученная трапециoidalная форма кривой напряжения удовлетворяет требуемой, секции 4 и 5 могут быть отброшены.

Секция, состоящая из конденсатора  $C_2$  и сопротивления  $R_3$ , применяется тогда, когда трапециoidalная форма кривой напряжения должна быть превращена в форму остrokонечного импульса (кривая  $u_{4.4}$ ), являющуюся при учете неизбежных искажений производной от исходной кривой. Таким образом, звено  $RC$  выполняет здесь роль дифференцирующего элемента.

При включении на вход этого звена импульса прямоугольной формы вначале, когда напряжение на обкладках конденсатора  $C_2$  равно нулю, активное сопротивление  $R_3$  принимает на себя все входные напряжения. Затем по мере заряда конденсатора напряжение на активном сопротивлении спадает по экспоненциальной кривой к нулю. При малом значении  $RC$  спад напряжения к нулю требует очень малого времени, и кривая выходного напряжения получает форму остrokонечного импульса.

Импульс меняет свой знак, когда прямоугольный фронт входного напряжения спадает к нулю. Конденсатор  $C_2$  при этом разряжается, создавая обратный ток в сопротивлении  $R_3$ . Дифференцирующая схема изменяет, таким образом, однонаправленный трапециoidalный (почти прямоугольный) импульс в остrokонечный импульс переменного знака.

Функции дифференцирующей цепи, состоящей из  $C_2$  и  $R_3$ , выполняются тем более точно, чем меньше длительность экспоненциально спадающей кривой  $u_{4.4}$  на выходе.

В тех случаях, когда требуется иметь остrokонечные импульсы только одного знака, можно в секции 5 воспользоваться, как и в секции 1, диодом. На схеме вместо диода введен триод, который дает возможность не только усилить импульс, но и преобразовать его в прямоугольный одного знака с достаточно малой продолжительностью (кривая  $u_{5-5}$ ).

Такое преобразование достигается тем, что положительная часть импульса на входе сетки триода почти нацело срезается (кривая  $u_{4.4}$ ) благодаря тому, что при сеточном

токе большая часть напряжения теряется на конденсаторе  $C_2$ . Максимальные значения напряжения на лампе в секции 5 (т. е.  $u_{(5-5) \text{ макс}}$ ) соответствуют нулевому току в цепи лампы. Нулевой ток достигается в тот момент, когда отрицательные импульсы  $u_c(4-4)$  достигают значений напряжения отсечки  $U_{c0}$ .

Применение всех составных звеньев в описываемой схеме генератора оправдывается тогда, когда к генерируемому на выходе напряжению предъявляются высокие требования по крутизне фронта нарастания, амплитуде и продолжительности импульса. В противном случае можно воспользоваться одной из нижеописываемых схем с полузависимым управлением либо с самовозбуждением.

### б) Генераторы с полузависимым управлением

В таких генераторах переход режима из одного устойчивого состояния в другое совершается под действием внешнего сигнала, а возврат к первоначальному состоянию происходит благодаря релаксационному действию схемы. Такой процесс мы, например, имеем в том случае, когда напряжение на заряжающемся или разряжающемся конденсаторе, питающем цепь сетки лампы, переходит через значение, равное напряжению отсечки. Лампа, управляемая данной сеткой, открывается или, наоборот, закрывается в зависимости от того, каково направление изменения заряда в конденсаторе и обусловленного им напряжения на конденсаторе в схеме, содержащей лампу. Схема переходит при этом из одного режима работы в другой.

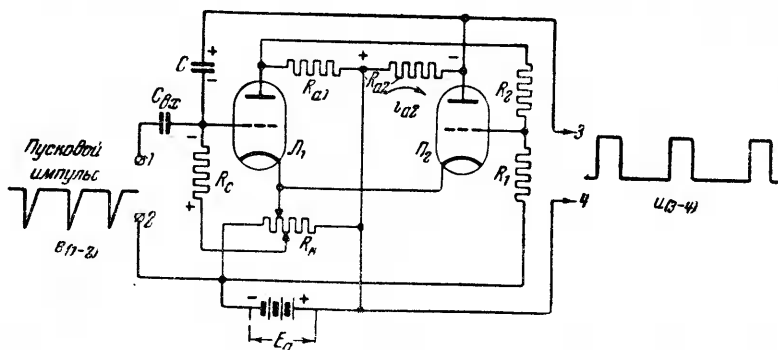
Из ряда возможных релаксационных схем мы рассмотрим приведенную на фиг. 6-26. Она является развитием триггерной схемы с анодной связью, описанной в § 5-20.

Отличие приведенной схемы от схемы фиг. 5-57,6 заключается в том, что вместо активного сопротивления в одном из звеньев обратной связи здесь включен конденсатор  $C$ . Этот конденсатор и обеспечивает автоматическое переключение схемы из одного состояния, когда ток пропускает одна из ламп, в другое, когда ток переходит к другой лампе.

До подачи пускового отрицательного импульса на вход лампы  $L_1$  через конденсатор  $C_{ax}$  ток пропускает лампа  $L_1$ , а лампа  $L_2$  заперта. Конденсатор  $C$  заряжается при этом через сопротивление  $R_c$ , сопротивление  $R_{a2}$  и часть сопротивления  $R_k$  до напряжения источника питания  $E_a$  с положительным потенциалом на верхней обкладке.

С момента подачи управляющего отрицательного импульса на сетку  $L_1$  ток в этой лампе начинает уменьшаться и быстро

благодаря отрицательной обратной связи с лампой  $L_2$  (практически в течение нескольких микросекунд) падает до нуля. Ток в лампе  $L_2$  за тот же промежуток времени возрастает до полной величины. С появлением тока в лампе  $L_2$  повышается падение напряжения на сопротивлении  $R_{a2}$ , в силу чего конденсатор  $C$  начинает разряжаться. Проходя через  $R_c$ , ток разряда поддерживает отрицательное напряжение на сетке лампы  $L_1$  и тогда, когда внешний импульс исчезает. Пока напряжение на сетке  $L_1$  остается более отрицательным, чем напряжение отсечки  $U_{cв}$ , лампа  $L_1$  остается за-



Фиг. 6-26. Релаксационный генератор с полузависимым управлением.

пертой. Когда напряжение на ее сетке сравнивается с напряжением отсечки, лампа вновь начинает пропускать ток, который в несколько микросекунд достигает полного значения. Ток лампы  $L_2$  в силу действия обратной связи падает при этом до нуля. Токи в лампах при таких переходах, как равно и напряжение на выходе у генератора, получают форму прямоугольных импульсов.

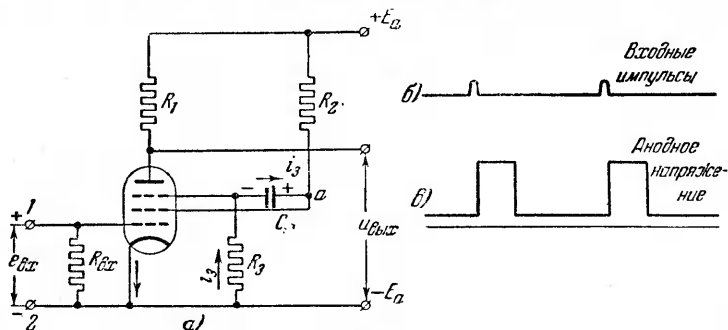
Период повторяемости в данной схеме определяется периодичностью внешнего сигнала, а длительность импульса зависит от выбора постоянной времени разрядного контура, в который входит конденсатор  $C$ .

Изменяя параметры контура, мы тем самым изменяем длительность импульсов напряжения на выходе схемы. Четкость фиксации момента нарастания импульса и его спадания к нулю обеспечивается применением управляющих остроко-нечных импульсов на входе схемы.

Рассмотренная схема требует применения двух ламп или одной лампы с двойной системой электродов (двойной триод). Схема с подобными же функциями может быть осуществлена и с помощью одной лампы — пентода, как это иллюстрирует фиг. 6-27.

В основе действия лампы в этой схеме лежит перераспределение анодного тока и тока к экранирующей сетке при изменении потенциалов на защитной (до сих пор защитная сетка рассматривалась при постоянном нулевом потенциале по отношению к катоду).

При достаточно большом отрицательном потенциале на защитной сетке большинство электронов тормозится при подходе к этой сетке и возвращается к экранирующей сетке, повышая ток на эту сетку. С уменьшением отрицательного потенциала на защитной сетке тормозящее действие ее ослабевает, ток к аноду возрастает, а ток к экранирующей сетке



Фиг. 6-27. Релаксационный генератор с полузависимым управлением с пентодом.

уменьшается. Этот принцип и использован в схеме однолампового генератора на фиг. 6-27,а. Связь между сетками во внешней части схемы осуществлена с помощью конденсатора  $C$ . Конденсатор заряжается от цепи питания через сопротивления  $R_2$  и  $R_3$ . Когда конденсатор заряжен, тока в сопротивлении  $R_3$  нет, и потенциал защитной сетки равен потенциалу катода. Пентод в этом случае работает, как и в любой нормальной схеме, пропуская полный анодный ток. В эту часть периода напряжение на аноде его минимально. Мал также и ток в цепи экранирующей сетки. При подаче положительного импульса на управляющую сетку в первую очередь увеличивается ток в ближайшей к ней экранирующей сетке, имеющей высокий положительный потенциал, в то время как анод имеет достаточно низкий положительный потенциал. С началом возрастания тока в цепи экранирующей сетки уменьшается потенциал точки  $a$  и конденсатор  $C_3$  начинается разряжаться. Разрядный ток  $i_3$  проходит через цепь экранирующей сетки и сопротивление  $R_3$  в направлении, указанном на фигуре стрелками. Потенциал на защитной сетке при этом снижается. Это способствует снижению тока на анод и росту тока в цепи экранирующей сетки. Благодаря обратной связи через

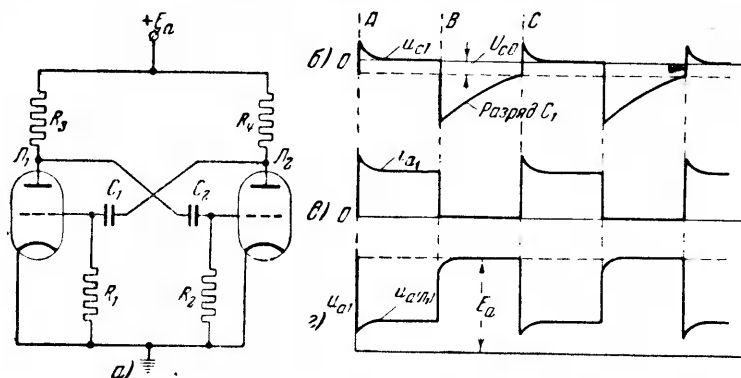
емкость  $C_3$  процесс протекает лавинообразно. Заканчивается процесс переходом всего тока к экранирующей сетке.

Пока защитная сетка сохраняет за счет падения напряжения в  $R_3$  достаточно большой (по абсолютному значению) отрицательный потенциал, лампа анодного тока не пропускает, и потенциал на аноде лампы максимален. Когда падение напряжения в  $R_3$  уменьшается настолько, что становится возможным проникновение некоторой доли электронного потока через защитную сетку, в схеме наступает критический режим, и ток лавинообразно переходит с экранирующей сетки на анод.

Таким образом, в этой схеме, как и в предыдущей, одно из переключений производится под действием релаксации, в то время как другое происходит под действием внешнего импульса. Чередование импульсов (диаграмма на фиг. 6-27,б) определяет периоды повторяемости, а постоянная времени цепи  $C_3R_3$  определяет интервалы между импульсами. Импульсы анодного тока и в этой схеме получаются прямоугольными.

### в) Генераторы с самовозбуждением

Для того чтобы сделать генератор  $RC$  полностью автономным, т. е. перевести его в условия самовозбуждения, достаточно ввести в рассмотренную в предыдущем пункте схему



Фиг. 6-28. Релаксационный регенератор с самовозбуждением (мультивибратор).

дополнительный конденсатор, выполняющий функции управляющего органа.

Релаксационные генераторы подобного типа получили название мультивибраторов. Схема мультивибратора, развившаяся от триггерной схемы с обратной связью по напряжению (схема с анодной связью), приведена на фиг. 6-28. От схемы фиг. 6-26 она отличается тем, что здесь оба активных

сопротивления в звеньях обратной связи заменены конденсаторами  $C_1$  и  $C_2$ . В период заряда одного из конденсаторов и разряда другого ток пропускает одна из ламп, а вторая заперта. По достижении критического режима процессы развиваются в противоположном направлении, и ток от первой лампы переходит ко второй. Так, например, если в рассматриваемую долю периода ток пропускает лампа  $L_1$ , то конденсатор  $C_1$  заряжается (через нагрузку  $R_4$  и сеточное сопротивление  $R_1$ ), в то время как конденсатор  $C_2$  разряжается. Когда напряжение на сопротивлении  $R_2$  уменьшается настолько, что напряжение на сетке лампы  $L_2$  делается меньше (по абсолютной величине) напряжения отсечки лампы  $L_2$ , то ток в лампе  $L_2$  лавинообразно нарастает, а ток в лампе  $L_1$  за тот же малый промежуток времени падает до нуля. Длительность прохождения тока через лампу  $L_2$  определяется временем разряда конденсатора  $C_1$  через лампу  $L_2$  и сопротивление  $R_1$  до состояния, равного напряжению отсечки лампы  $L_1$ . С наступлением такого момента ток быстро возвращается к лампе.

Ход кривых напряжения на сетке и тока и напряжения в анодной цепи одной из ламп схемы характеризуется диаграммами, приведенными на фиг. 6-28, б, в и г.

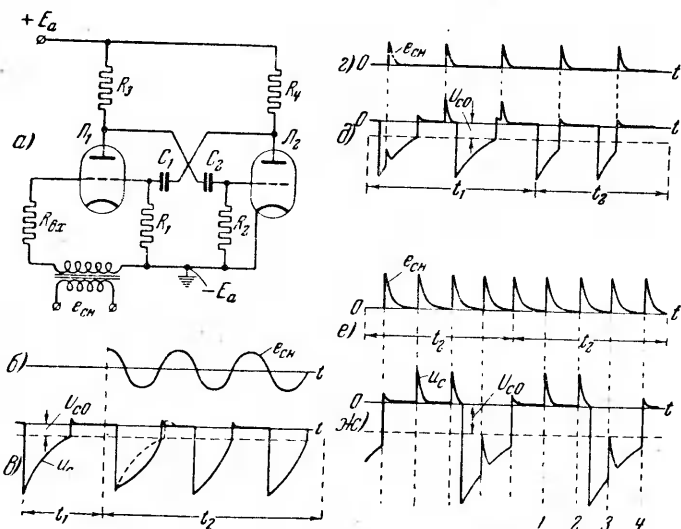
### г) Генераторы с самовозбуждением и синхронизацией. Деление частоты

Полная автономия в действии мультивибраторных схем с самовозбуждением и с возможностью некоторой регулировки соотношения длительности импульса тока к паузе является значительным их преимуществом. Однако эти схемы обладают и некоторым недостатком, заключающимся в том, что устойчивость их работы (частота и амплитуда колебаний, длительность импульса и паузы) находится в зависимости от параметров ламп и элементов схемы. Даже относительно небольшое изменение параметров может привести к генерации недостаточно стабильной частоты.

Устойчивость работы мультивибраторов может быть заметно повышена введением внешних сигналов определенной частоты в цепь сетки одной из ламп. Эти сигналы выполняют роль не управления схемой, а только ее синхронизации. Синхронизирующие импульсы могут быть синусоидальными и остроконечными.

Один из возможных вариантов введения в мультивибратор синхронизации иллюстрирует схема на фиг. 6-29. Работу такой схемы при синхронизации синусоидальным напряжением иллюстрируют диаграммы на фиг. 6-29, б и в, а при синхронизации с помощью остроконечных импульсов иллюстрируют диаграммы на фиг. 6-29, г и д.

В течение времени  $t_1$ , пока синхронизирующее синусоидальное напряжение  $e_{сн}$  (фиг. 6-29,б) еще не подано, кривая сеточного напряжения  $u_c$  (фиг. 6-29,в) пересекает линию отсечки  $U_{c0}$  достаточно полого, в силу чего даже при самом небольшом изменении в ходе кривой  $u_c$  либо в положении линии  $U_{c0}$  момент открытия лампы изменяется. При наличии синхронизирующего импульса крутизна кривой  $u_c$  у ее пере-



Фиг. 6-29. Мультивибратор с синхронизацией.

сечения с прямой  $U_{c0}$  (в интервале  $t_2$ ) резко повышается, что способствует более точной фиксации момента открытия лампы (начала прохождения тока через лампу).

Из построения результирующей кривой  $u_c$  можно видеть, что эффективность действия синхронизирующего напряжения повышается, если частота его несколько больше частоты, которую имел бы генератор при отсутствии синхронизации. Эффективность действия синхронизации также заметно повышается, если синхронизацию проводить с помощью остrokонечных импульсов, приведенных на фиг. 6-29, г.

Результирующее напряжение на сетке приведено для этого случая на фиг. 6-29, д. Как можно видеть из сопоставления периодов  $t_1$  и  $t_2$ , импульс  $e_{сн}$  синхронизирует только тогда, когда он появляется в момент, предшествующий открытию данной лампы (импульсы в период  $t_2$ ). При появлении синхронизирующего импульса в другую часть пе-

риода положительных либо отрицательных значений  $u_c$  он влияния на момент открытия лампы не имеет и, следовательно, влияния на ход периодичности колебаний не оказывает.

Этим пользуются в схемах, применяемых для деления частоты, под которым понимают уменьшение периодичности выходных сигналов по отношению к входным. Так, если частоту автоколебаний релаксационного генератора выбрать такой, что не каждый синхронизирующий импульс в состоянии переключить схему, а только один из  $n$  чередующихся импульсов, то частота выходного напряжения будет иметь кратность, в  $n$  раз меньшую по сравнению с частотой входного сигнала.

Пример деления частоты на четыре иллюстрируют диаграммы на фиг. 6-29, *e* и *ж*. На фиг. 6-29, *e* приведены синхронизирующие импульсы  $e_{сн}$ , подаваемые с частотой, соответствующей делимой частоте. Так как только один из четырех импульсов после вступления синхронизации в действие приводит к циклу переключения (как это видно из периода на фиг. 6-29, *ж*) мультивибраторной схемы, то выходное напряжение в этой схеме имеет частоту, в четыре раза меньшую, чем частота входного синхронизирующего напряжения  $e_{сн}$ .

Используя метод деления в ряде следующих друг за другом каскадов, можно частоту выходного напряжения уменьшить в десять и более раз по отношению к входной. Так, при трех делительных каскадах промышленная частота в 50 гц может быть снижена до 1—2 гц.

## 6-10. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ (ГЕНЕРАТОРЫ РАЗВЕРТКИ)

Для питания цепей развертки в электронно-лучевых осциллографах (описываемых в гл. 8) требуется иметь напряжение, изменяющееся во времени по пилообразной кривой, аналогичной представленной на фиг. 6-30, *г*. Возрастающий участок в каждом зубце такой кривой соответствует перемещению электронного луча (по светящемуся экрану) в положительном направлении по оси абсцисс (прямой ход луча), а спадающий участок — возвратному движению луча к началу координат (обратный ход луча).

К кривой развертки в катодных осциллографах предъявляются обычно следующие требования:

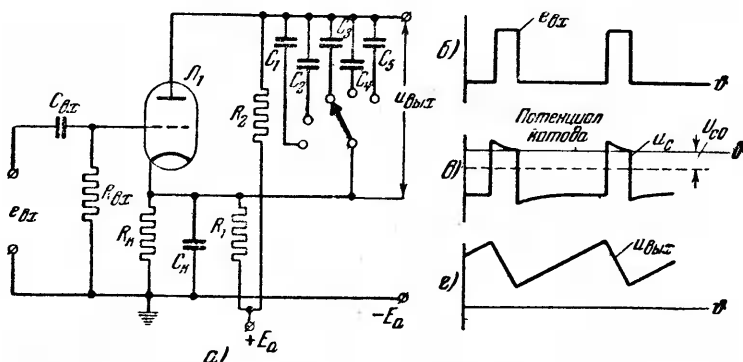
1. Возможно большая прямолинейность возрастающего участка кривой (что обеспечивает пропорциональное времени перемещение луча вдоль оси абсцисс).

2. Возможно больший наклон спадающего участка кривой напряжения (что связано с требованием быстрого возврата луча при обратном ходе его по экрану).



3. Возможность широкого регулирования частоты развертки (что связано с возможностью наблюдать явления, протекающие в достаточно широком диапазоне изменения скорости во времени).

При периодичности регистрируемых явлений до нескольких десятков килогерц генераторы развертки обычно строятся с ионными приборами, рассматриваемыми во второй части книги. При более высоких частотах (вплоть до 1 мГц), в генераторах развертки используются электронные лампы.



Фиг. 6-30. Генератор развертки с независимым управлением.

Здесь также применяются генераторы:

- а) с независимым управлением;
- б) с самовозбуждением;
- в) с самовозбуждением и синхронизацией.

Схема одного из простейших типов генераторов развертки с электронными лампами с независимым управлением представлена на фиг. 6-30,а. пилообразное напряжение снимается с одного из конденсаторов  $C_1 \div C_5$ . Когда лампа заперта напряжением смещения, получаемым на катодном сопротивлении  $R_k$  (от тока, проходящего от плюса источника через сопротивления  $R_k$  и  $R_1$ ), один из группы конденсаторов  $C_1 \div C_5$  (в зависимости от установки переключателя) заряжается через сопротивление  $R_2$ . Напряжение на конденсаторе в период его заряда и дает участок подъема в пилообразной кривой развертки. С появлением положительного импульса  $e_{вх}$  на входе схемы (диаграмма на фиг. 6-30,б) напряжение на сетке лампы становится больше напряжения отсечки (диаграмма на фиг. 6-30,в), и лампа, открываясь, даёт возможность разрядиться через нее ранее заряженному конденсатору. Разряд происходит быстрее заряда, так как внутреннее сопротивление лампы меньше, чем  $R_2$ . К концу разряда,

когда напряжение на аноде лампы дойдет до определенного минимума, лампа вновь запирается напряжением смещения. Конденсатор  $C_k$  шунтирует сопротивление смещения  $R_k$ , освобождая его от переменной составляющей тока проходящих импульсов.

Регулировка длительности прямого хода луча может быть достигнута либо изменением заряжаемой емкости, либо изменением ограничивающего заряд сопротивления  $R_2$ . В схеме фиг. 6-30,а использован первый способ регулировки, что нашло свое отражение в наборе конденсаторов в группе  $C_1 \div C_5$  различной емкости. Переключение емкости производится с помощью многоконтактного переключателя.

Для получения пилообразного напряжения может быть также использована любая из описанных в предыдущем параграфе мультивибраторных схем.

Видоизмененный вариант мультивибраторной схемы с анодной связью, позволяющий широко регулировать частоту, приведен на фиг. 6-31. Видоизменение заключается здесь в том, что нижние концы сеточных сопротивлений присоединены не к катоду, а к потенциометру, вводящему в цепь сеток добавочное напряжение  $U_d$ . Изменением этого напряжения и достигается нужная регулировка продолжительности интервалов прямого и обратного хода луча. Это вытекает из теоретического анализа схемы [Л. VI-8].

Из теоретического анализа схемы также следует, что при выборе  $U_d$  близким к  $E_a$  длительности прямого и обратного хода в схеме могут быть определены из приближенных равенств:

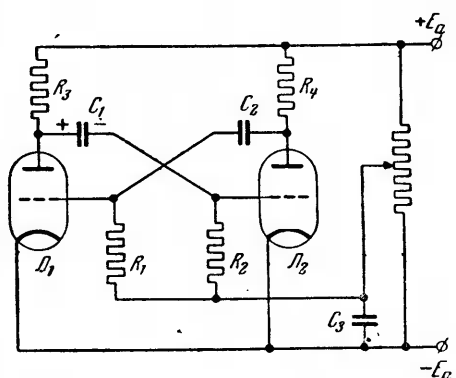
длительность прямого хода

$$t_1 \approx C_1 R_2 \ln 2 \text{ [сек.];} \quad (6-39)$$

длительность обратного хода

$$t_2 \approx C_2 R_1 \ln 2 \text{ [сек.].} \quad (6-40)$$

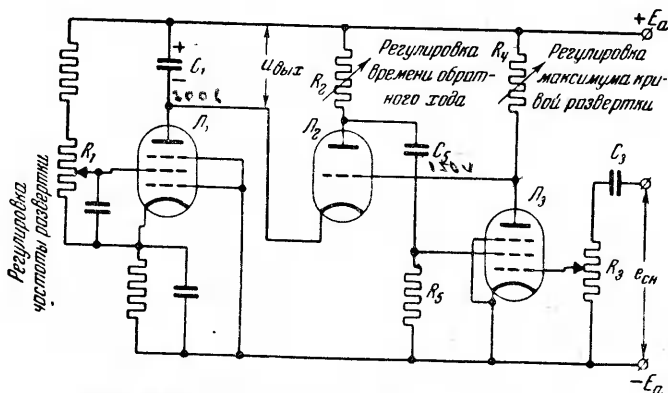
Из (6-39) и (6-40) следует, что для обеспечения малой продолжительности обратного хода луча необходимо, чтобы произведение  $R_2 C_1$  было много больше произведения  $R_1 C_2$ .



Фиг. 6-31. Генератор развертки с самовозбуждением.

В том случае, когда требуется высокая степень линейности для участка, управляющего прямым ходом луча, применяется схема развертки, приведенная на фиг. 6-32. В этой схеме имеется 3 лампы — триод ( $L_2$ ) и два пентода ( $L_1$  и  $L_3$ ).

Выходное напряжение пилообразной формы снимается в этой схеме с зажимов конденсатора  $C_1$ . Заряд конденсатора производится неизменным по величине током через пентод  $L_1$ . Этим обеспечивается строгая прямолинейность возрастающего участка пилообразной кривой. Неизменность тока в пентоде участка пилообразной кривой достигается его работой на пологом участке характеристики, где ток мало зависит от напряжения на лампе.



Фиг. 6-32. Трехламповый генератор развертки.

Изменение режима работы схемы по частоте достигается изменением задаваемой величины тока в пентоде путем регулирования напряжения на его экранной сетке с помощью потенциометра  $R_1$ .

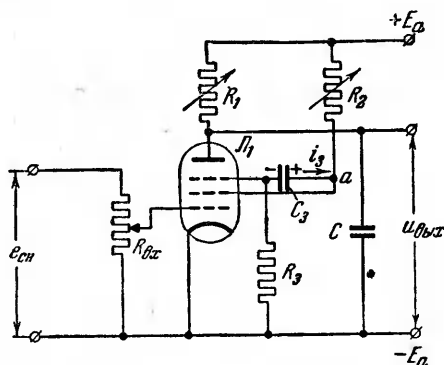
Разряд конденсатора  $C_1$  производится через триод  $L_2$ , управляемый с помощью вспомогательного пентода  $L_3$ . Пентод  $L_3$  и триод  $L_2$  связаны обратной связью с целью обеспечения резкой фиксации момента открытия триода  $L_2$ , когда прямой ход луча сменяется обратным его ходом. При такой схеме связи потенциал сетки триода  $L_2$  определяется потенциалом на аноде пентода  $L_3$ , а потенциал катода триода определяется потенциалом на аноде лампы  $L_1$ . Когда пентод  $L_3$  пропускает ток, потенциал на аноде его  $u_{a3}$  и тем самым потенциал на сетке лампы  $L_2$  остается неизменным. Между тем, потенциал катода лампы  $L_2$  вначале положительный (в связи с чем лампа  $L_2$  заперта) изменяется в процессе заряда конденсатора  $C_1$  в сторону снижения. Когда разность потенциалов между катодом и анодом лампы  $L_2$  по абсолютному значению делается меньше напряжения отсечки, ток

в лампе  $L_2$  благодаря обратной связи с лампой  $L_3$  быстро нарастает, а ток в пентоде  $L_3$  быстро падает до нуля. С помощью регулируемого сопротивления  $R_4$  можно изменять момент открытия лампы  $L_2$ , чем достигается изменение максимума напряжения прямого хода луча. Для регулирования времени обратного хода в схеме предусмотрено регулируемое сопротивление  $R_2$ . Для повышения стабильности работы схемы в цепь управляющей сетки вспомогательного пентода  $L_3$  вводится через конденсатор  $C_3$  и сопротивление  $R_3$  синхронизирующее напряжение  $e_{сн}$ .

Описанная схема удовлетворяет высоким требованиям, предъявляемым к генераторам развертки, однако она нуждается в трех лампах и значительном числе вспомогательных элементов, что вызывает заметное удорожание устройства. Более простое решение вопроса дает схема на фиг. 6-33, в которой применяется только одна лампа — пентод. Эта схема получила свое развитие от ранее рассмотренного генератора с электронной связью между экранной и защитной сетками, приведенной на фиг. 6-27.

Схема на фиг. 6-33 отличается от схемы на фиг. 6-27 только тем, что в первой схеме параллельно лампе  $L_1$  включен конденсатор  $C$ , с которого снимается выходное напряжение  $u_a$  в цепь управляющей сетки введено через потенциометр  $R_2$  не управляющее, а синхронизирующее напряжение.

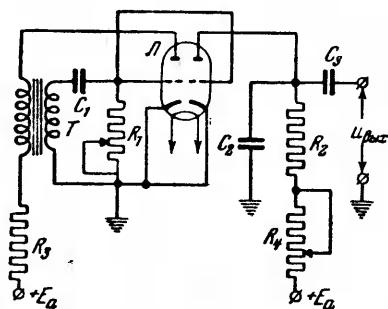
Пока отрицательное напряжение на защитной сетке в этой схеме поддерживается разрядом конденсатора  $C_3$  через экранирующую сетку и сопротивление  $R_3$ , лампа анодного тока не пропускает. В это время конденсатор  $C$  заряжается и напряжение  $u_a$  на аноде лампы  $L_1$  растет. Рост продолжается до тех пор, пока через анод лампы не начинает проходить ток. Этот ток в силу обратной связи между экранирующей и защитной сетками быстро возрастает до полной величины, в то время как ток экранирующей сетки уменьшается до нуля. Это ведет к скачку положительного потенциала на защитной сетке. С открытием анодной цепи лампы и закрытием цепи экранирующей сетки начинаются разряд конденсатора  $C$  и заряд конденсатора  $C_3$ . Разряд конденсатора  $C$  ведет к снижению



Фиг. 6-33. Одноламповый генератор развертки.

напряжения на аноде, а заряд конденсатора  $C_3$  ведет к снижению потенциала на защитной сетке. Когда напряжение на аноде достигает такого минимума, при котором оно сравнивается с потенциалом на экранирующей сетке, ток быстро переходит от анода к экранирующей сетке. Лампа запирается, и возобновляется зарядный режим конденсатора  $C$ . Продолжительность зарядки (частота развертки) регулируется сопротивлениями  $R_3$  и  $R_1$ . Длительность обратного хода регулируется реостатом  $R_2$ , а через потенциометр  $R_{ax}$  регулируется величина синхронизирующего напряжения.

Описанные схемы генераторов типа  $RC$  применяются в большинстве случаев для питания цепей развертки электронно-лучевых трубок с



Фиг. 6-34. Импульс-генератор с катодным повторителем.

электростатической системой управления. Для питания цепей развертки в трубках с магнитным управлением, где требуются относительно большие токи, применяются часто импульс-генераторы типа  $L$ , рассмотренные нами на фиг. 6-22. В выходную цепь такого генератора вводятся параллельно включенные регулируемые индуктивности, позволяющие изменять фронт выходного им-

пульса в направлении приближения формы кривой импульса к форме зубца пилы.

Дальнейшее развитие схемы импульс-генератора иллюстрирует схема с двойным триодом, приведенная на фиг. 6-34. Левый триод в этой схеме с расположенными налево от лампы элементами схемы представляет собой импульс-генератор типа  $L$  без выходной обмотки.

Правый триод в лампе управляет режимом заряда конденсатора  $C_2$ , с которого снимается пилообразное напряжение. Заряжается конденсатор  $C_2$  через сопротивления  $R_2$  и  $R_4$  тогда, когда правый триод заперт сеткой. Сетки обоих триодов связаны между собой. Поэтому ход кривой напряжения на сетке правого триода определяется такой же кривой, как и  $u_c$  на фиг. 6-30. В момент, когда напряжение  $u_c$  при переходе от больших отрицательных напряжений к меньшим пересекает линию отсечки  $U_{c0}$ , правый триод также открывается и конденсатор  $C_2$  быстро разряжается. Время прямого хода определяется в данной схеме частотой импульсов генератора, т. е. постоянной времени  $\tau = R_1 C_1$ . Амплитуда колебаний зависит от постоянной времени  $C_2(R_2 + R_4)$ . Регулиро-

ванием  $R_4$  изменяется амплитуда колебаний, а изменением  $R_1$  изменяется амплитуда и частота колебаний.

Линейность участка прямого хода определяется тем, что правый триод открывается в момент, когда напряжение на конденсаторе  $C_2$  не превышает 10—15% от расчетного установившегося значения этого напряжения.

Выходная емкость  $C_3$  введена в схему для исключения из выходного сигнала его постоянной составляющей.

## 6-11. ГЕНЕРАТОРЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ И САНТИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Ультракоротковолновая техника, получившая свое начальное развитие в радиотехнических устройствах (телевидение, радиолокация), начала проникать в настоящее время в область промышленной электроники, где реализуется одно из основных преимуществ ультракоротковолновых колебаний, заключающееся в возможности концентрировать заметные порции энергии электромагнитного поля в небольших объемах.

Первые установки подобного типа разработаны и осуществлены Ю. И. Китайгородским для нагрева диэлектрических или полупроводниковых масс в закрытых тонкими металлическими стенками объемах.

К области ультракоротковолнового излучения с длиной волны от 1 до 10 м примыкает непосредственно, как указывалось в § 6-1, область дециметровых и сантиметровых волн с длиной волны от 1 до 100 см.

Выделение областей ультракоротковолнового и дециметрового излучения от примыкающей к ним области коротковолнового излучения обосновано не только формальными признаками классификации, но и теми коренными изменениями, которые претерпела линия развития этой техники при переходе от коротковолнового к ультракоротковолновому излучению и в особенности к излучению волн деци- и сантиметрового диапазонов.

Переходя к рассмотрению этих изменений, остановимся вначале на причинах, которые породили необходимость искать такие изменения. Главнейшими из них являются: 1) ограничение в частоте колебаний генерирующей системы, обусловленное влиянием междуэлектродных емкостей лампы и индуктивностей вводов в лампу; 2) соизмеримость периода прохождения электронами рабочего пространства в лампе с периодом переменного напряжения, подводимого к электродам лампы; 3) резкое уменьшение к. п. д. лампы в силу повышения диэлектрических потерь в изоляционных материалах лампы и потерь в металлических деталях ее на вихревые токи. Заметное влияние на к. п. д. оказывает также возрастающее

при таких частотах излучение энергии непосредственно из открытых объемов лампы, 4) относительное возрастание влияния шумов в связи с прекращением накопления пространственных зарядов, смягчающих флюктуационные помехи в лампе.

Оценим количественно влияние первых трех из упомянутых причин, как главнейших в определении основных линий развития ультракоротковолновой техники.

1. Влияние междуэлектродных емкостей может быть учтено по суммарной емкости колебательного контура в типовой трехточечной схеме генератора, приведенной на фиг. 6-35. Так как емкость  $C_{ак}$  и последовательно включенные емкости  $C_{ас}$  и  $C_{ск}$  дают новые параллельные ветви для колебательного контура генератора, то результирующая его емкость равна [Л. IV-3]:

$$C_p = C + C_{ас} + \frac{C_{ск} C_{ак}}{C_{ск} + C_{ак}}. \quad (6-41)$$

Результирующая индуктивность контура определяется в свою очередь равенством

$$L_p = L + L_a + L_c. \quad (6-42)$$

Все величины, приведенные в (6-41) и (6-42), обозначены на фиг. 6-35.

Если учесть, что численные значения  $C_{ас}$ ,  $C_{ак}$  и  $C_{ск}$  у триодных генераторных ламп таковы, что  $C_p$  оказывается примерно равной  $10^{-12} \div 10^{-11}$  ф, а индуктивность вводов, порядка  $10^{-7}$  гн, то собственная частота колебаний даже при отсутствии внешнего колебательного контура (т. е. при отсутствии передачи во вне полезной мощности) равна:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{10^{-7} \cdot 10^{-12}}} = 1,6 \cdot 10^8 \text{ гц} = 160 \text{ мггц},$$

что соответствует длине волны

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{1,6 \cdot 10^8} \text{ см} = 2 \text{ м};$$

здесь  $c$  — скорость распространения света в см/сек.

Из приведенного прикидочного расчета явствует, что для обеспечения передачи лампой определенной полезной мощности необходимо уже в диапазоне метровых волн обеспечить значительно меньшие междуэлектродные емкости и индуктивности вводов, чем это допустимо для коротковолновых ламп нормального исполнения.

2. Переходя к оценке второго фактора, а именно: влияния времени пролета электронов на режим работы лампы, необходимо прежде всего указать на то, что в обычных лампах среднего и коротковолнового диапазонов время пролета электронов имеет порядок величины  $10^{-9}$  сек. Такому времени соответствует длительность одного периода колебаний при длине волны

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{10^9} \text{ см} = 0,3 \text{ м.}$$

Это значит, что при генерации волн даже в метровом диапазоне время пролета электронов становится соизмеримым с длительностью периода.

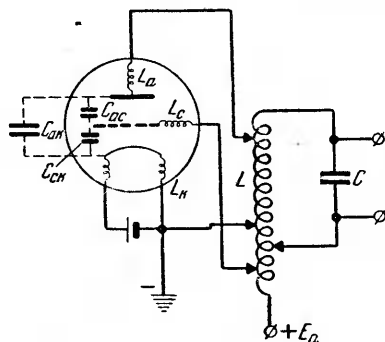
При таком соотношении времен количество электронов, которое в данный момент времени будет долетать до анода, перестанет быть пропорциональным мгновенному значению напряжения на сетке и в результате между анодным током и анодным напряжением появится сдвиг фаз, который повысит внутренние потери в лампе и уменьшит выходную мощность, что в лампе обычной конструкции можно исключить лишь значительным повышением скорости электронов либо резким уменьшением расстояния между электродами.

3. Возрастание потерь мощности в лампе ультравысокой частоты обусловлено также: а) увеличением диэлектрических потерь в изоляторах и стеклянном баллоне; б) увеличением потерь на вихревые токи в металлических частях лампы; в) увеличением излучения энергии непосредственно от лампы.

Необходимость уменьшения суммарных потерь привела к необходимости применить новые изоляционные материалы с малыми диэлектрическими потерями, к введению в лампу минимума металла и к экранированным типам ламп, защищенных от излучения энергии.

На пути преодоления указанных ограничений в пределах известных конструкций ламп средневолнового и коротковолнового диапазонов развивалась конструкция ламп метрового диапазона.

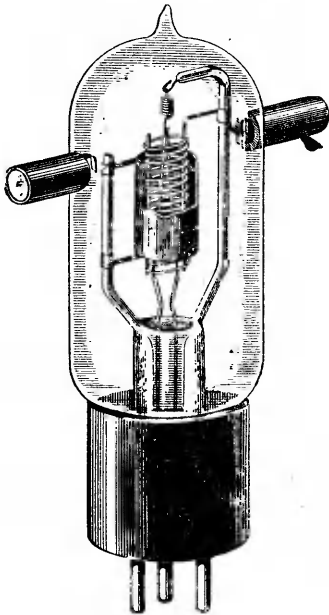
Лампа, рассчитанная на генерирование длины волн от 2 до 15 м, конструкция которой видна из фиг. 6-36, еще в основных узлах мало отличается от ламп коротковолнового



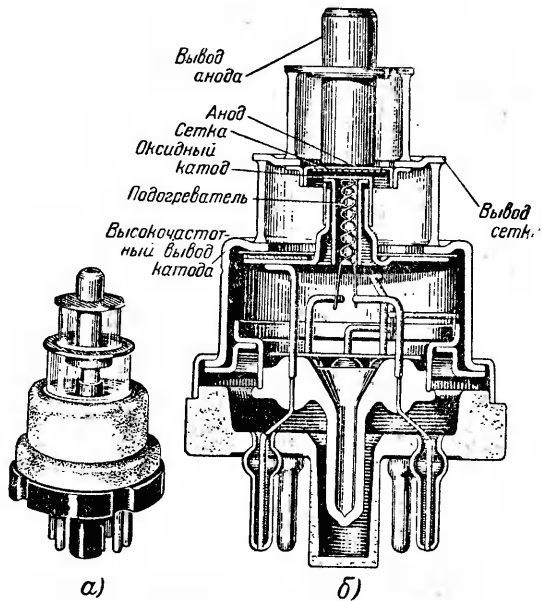
Фиг. 6-35. Полная схема замещения генератора ультравысокой частоты.



диапазона. Здесь только для уменьшения индуктивностей междуэлектродных емкостей вводы к аноду и сетке выполнены непосредственно в торцевой части стеклянного баллона, а электроды сближены между собой, но уже в конструкции так называемой «маячковой» лампы, наружный вид которой показан на фиг. 6-37,а, а разрез — на фиг. 6-37,б, во многом нашли свое отражение изменения, обусловленные тре-



Фиг. 6-36. Лампа УКВ типа КС-2 (ГУ-4).



Фиг. 6-37. Маячковая лампа.

бованиями ультракоротковолновой техники. Во-первых, здесь все вводы к электродам выполнены в виде медных дисков, разделенных между собой для изоляции стеклянными кольцами, спаянными с дисками. Верхний диск поддерживает анод, средний — сетку, а нижний — торцевой катод косвенного накала. Только нагреватель имеет выходы через штырьки цоколя, как в обычной лампе. Расстояния между электродами сильно сближены без опасения замыкания электродов между собой в связи с жесткой конструкцией электродной системы, связанной с дисками. Верхний диск и стеклянный изолятор имеют меньший диаметр для возможности надевания на верхнюю часть лампы коаксиального кабеля, защищающего лампу и путь канализации электромагнитной энергии от излучения ее во вне.

Схожую конструкцию с «маячковыми» имеют металло-керамические лампы. У них, вместо стеклянных цилиндров, изолирующих диски между собой, применяются керамические цилиндры, припаиваемые к металлическим дискам после металлизации их поверхности. Достоинством этих ламп являются малые диэлектрические потери в керамике и большая возможность точной подгонки расстояния между электродами.

Предельным использованием возможностей по геометрии лампы и выбором значительно более высококачественных материалов удалось, таким образом, осуществить лампы с приемлемыми параметрами в области перехода к метровым и дециметровым длинам волн.

Для создания генераторов деци- и сантиметрового диапазона потребовалось искать принципиально новых путей конструирования ламп.

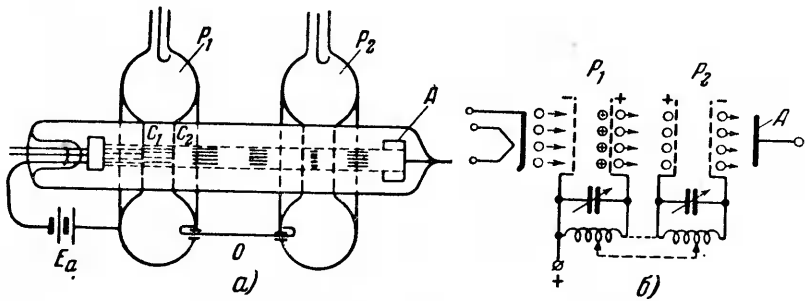
Эти пути были найдены и привели к созданию двух современных конструкций генераторов деци- и сантиметрового диапазона: 1) клистрона и 2) магнетрона.

Наиболее характерным для генераторов нового типа, работающих в указанном диапазоне волн, явилось органическое слияние конструкции лампы с колебательным контуром генератора, выполняемого в виде полого металлического резонатора. Руководящие принципы в создании конструкций подобных ламп были разработаны Н. Д. Девятковым в 1932—1939 гг.

Клистрон получил свое название от греческого слова «клизос», что значит сгусток или пакет, в связи с группированием электронных потоков в этих генераторах, до отдачи энергии электромагнитному полю. Принцип группирования электронов по скоростям был впервые предложен В. А. Рожанским в 1932 г. В 1939 г. клистрон был конструктивно разработан. Среди разных предложенных разработок особо заслуживают быть отмеченными выполненные В. Гуляевым и С. Д. Геоздовером.

Структурная схема клистрона приведена на фиг. 6-38,а, а эквивалентная схема, иллюстрирующая его работу, дана на фиг. 6-38,б. Вакуумная трубка клистрона содержит на левом конце катод, излучающий электроны, а на правом конце «анод» А, выполняющий роль коллектора, отдавших свою энергию полю электронов. Основной энергетический процесс преобразования кинетической энергии электронов в энергию электромагнитного поля совершается в клистроне на пути электронов от катода к коллектору. Здесь по длине трубки впаяны в ее стекло две пары металлических сеток, из которых каждая пара образует входную щель в связанный с ней объемный резонатор. Резонатор представляет собой полую металлическую конструкцию из листовой стали (фиг. 6-39). В нем

колеблется энергия переменного электромагнитного поля. Форма электромагнитного поля в резонаторе зависит от формы и геометрических размеров резонатора. Применительно к резонаторам рассматриваемого типа форму поля дает фиг. 6-39. Здесь линии электрического поля идут от стенки к стенке резонатора. В щели они проходят от одного края резонатора к другому, переходя в примерно параллельное поле между сетками резонатора. Линии магнитного поля проходят вдоль резонатора, замыкаясь в определенных участках поперек резонатора.



Фиг. 6-38. Клистрон.

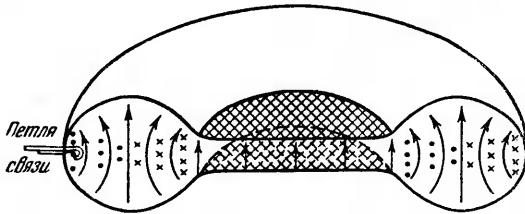
*a* - конструктивная схема; *б* - электрическая эквивалентная схема.

При колебании энергии поля в резонаторе электроны, проходящие через щель при положительном для них поле, ускоряются электрическим полем, а при действии отрицательного поля электроны тормозятся. При этом они отдают свою кинетическую энергию полю. Вывод энергии из резонатора можно производить с помощью петли, охватывающей магнитную линию, как это показано слева на фиг. 6-39.

В клистроне описываемой конструкции имеются два резонатора. В резонаторе, расположенном более близко к «аноду», энергия вводится электронами, а выводится петлей. Часть ее через петлю связи передается первому резонатору. Электроны, выходящие из катода, ускоряются положительным полем, возникающим между катодом и первым резонатором благодаря сообщению последнему высокого положительного потенциала по отношению к катоду. В щели между сетками первого резонатора электроны попадают под действие переменного поля, которое, замедляя электроны, проходящие поле в отрицательную часть периода и ускоряя электроны, проходящие поле в положительную часть периода, разбивает сплошной поток электронов, как это видно из фиг. 6-38,б на отдельные группы — пакеты. Вместо непрерывного потока электронов получают дискретные группы, направляющиеся к сеткам резона-

тора  $P_2$ . Резонатор  $P_1$  выполняет, таким образом, в клистроне роль пространственного модулятора электронного потока.

Резонатор  $P_2$  выполняет роль колебательного контура (резонатора мощности). Энергия в резонатор мощности вносится дискретными группами электронов, проходящих с большой скоростью промежутков между его сетками, в ту часть периода, когда электрическое поле резонатора  $P_2$ , возникающее в результате собственных колебаний поля в резонаторе, направлено навстречу движению электронов. Электроны, затормаживаясь, отдают известную часть своей энергии полю резонатора, а остаточную часть — аноду. Вывод энергии из резонатора  $P_2$



Фиг. 6-39. Резонатор клистрона.

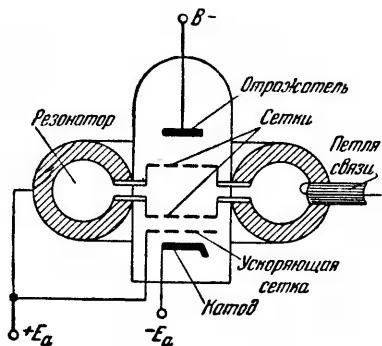
в коаксиальный кабель или волновод, выполняющий роль линии при дальнейшей канализации энергии, производится петлей, показанной в верхней части резонатора.

Малое время прохождения электронов между сетками резонатора  $P_2$  является, как выше указывалось, важнейшим фактором в работе генератора ультракоротких волн, что достигается за счет большой величины введенного извне постоянного напряжения, ускоряющего электроны, и очень малого расстояния между сетками резонатора мощности. Ввод энергии в модулятор достигается, как указывалось, через петлю связи (отрицательная обратная связь). Так как энергия, потребляемая на модуляцию, очень невелика, то заметной энергии модулятор от резонатора мощности не отнимает. При осуществлении обратной связи автоматически решается вопрос о синхронизации колебаний и получении требуемого сдвига фазы между колебаниями. Колебания устойчивы на определенной частоте, если собственные частоты резонаторов строго одинаковы. Обеспечение последнего не является вопросом, однако, столь простым, поскольку достаточно некоторой разности в температурных режимах резонаторов, чтобы за счет неодинаковых термических деформаций нарушалась настройка контуров на заданную частоту колебаний.

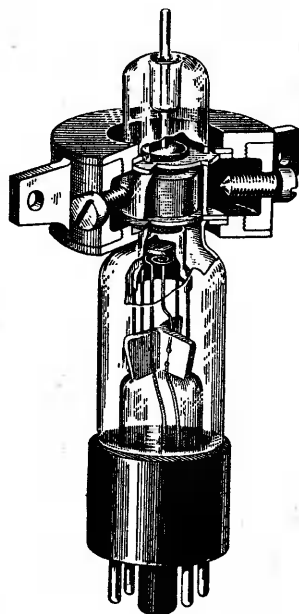
В связи с этим В. Ф. Коваленко выдвинул идею объединить оба контура — модулирующий и резонирующий — в один, что

нашло свое конструктивное разрешение в так называемом отражательном (одноконтурном) клистроне, принципиальная схема которого показана на фиг. 6-40, а конструктивный разрез — на фиг. 6-41.

Единственный резонатор в отражательном клистроне выполняет функции и модулирующего резонатора и резонатора мощности. Электроны, ускоренные положительным электродом, расположенным до первой сетки резонатора, модулируются на прямом пути их к «аноду» (отражателю), которому сообщается отрицательный потенциал. Отразившись от отражателя, электроны на обратном пути их к ускоряющему элект-



Фиг. 6-40. Схема отражательного клистрона.



Фиг. 6-41. Отражательный клистрон.

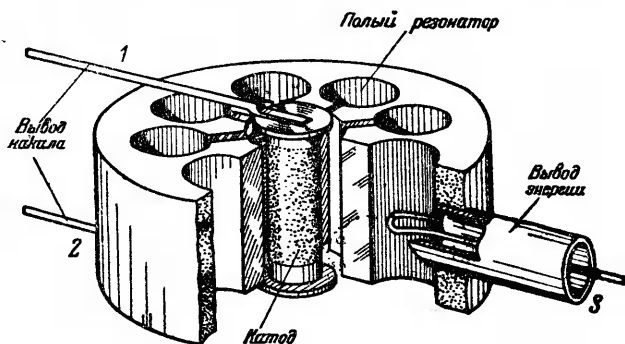
роду отдают энергию полю резонатора, которое в эту часть периода отрицательно. Так как на модуляцию требуется ничтожная доля энергии по сравнению с принимаемой от электронов при возвратном их движении, то в итоге резонатор получает энергию, которая выводится из него с помощью петли связи, показанной на фигуре справа. «Отработавшие» электроны улавливаются ускоряющим электродом или сеткой.

Отражательный клистрон главным образом применяется на практике в качестве генератора, способного отдавать мощность не выше нескольких десятков ватт. Получить большую мощность от такого генератора затруднительно в силу малого сечения электронного потока. Увеличение сечения потока ограничивается дефокусирующим действием электронов, отталкивающихся друг от друга. Регулировка настройки его резо-

нанса на колебания требуемой длины волны производится винтами, которые видны на фиг. 6-41 [Л. VI-9].

Значительно большую мощность способен отдать магнетрон.

Магнетрон получил свое название в связи с применением магнитного поля для управления движением электронов в нем. Такой метод управления и первые примитивные конструкции магнетронов были предложены в 1921 г. Конструкции, действительно пригодные для эффективного излучения волн сантиметрового и даже миллиметрового диапазонов, были предложены Н. Ф. Алексеевым и Д. Е. Маляровым в 1939 г.



Фиг. 6-42. Конструктивная схема многокамерного магнетрона.

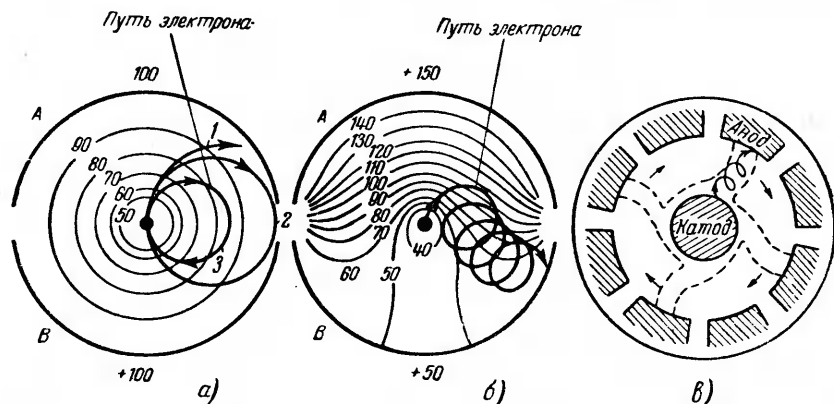
Конструктивная схема одного из типов магнетрона, а именно многокамерного магнетрона, приведена на фиг. 6-42, а принципиальная схема его дана на фиг. 6-43, в. Камеры, высверленные в массивном медном теле магнетрона, составляют вместе с входными щелями резонаторы магнетрона.

Сегменты между щелями получают переменные во времени потенциалы от колеблющегося внутри резонаторов и перемещающегося в пространстве электромагнитного поля. Кроме того, всей группе сегментов сообщается положительный потенциал по отношению к катоду от постоянного источника высокого напряжения. Проходя положительное поле большей напряженности, электроны по выходе из катода приобретают большие скорости и энергию. Траектории электронов не совпадают, однако, с силовыми линиями электрического поля, как это схематически показано на фиг. 6-43, в, так как на них кроме этого поля действует параллельное оси магнитное поле, вводимое в магнетрон с помощью внешних электромагнитов.

Воздействие двух полей: электрического, направленного по радиусам, и магнитного, направленного параллельно оси магнетрона, рассчитано на то, чтобы электроны не попадали непосредственно на анод, а перемещались по кривым, обеспечи-

вающим наиболее эффективную отдачу мощности резонаторам при тангенциальном перемещении электронов перед щелями резонаторов.

Траектории электронов, подвергающихся воздействию двух полей, показаны на более простой принципиальной схеме двуханодного магнетрона, приведенной на фиг. 6-43,а и б. Здесь только два анода, разделенные щелями резонаторов. При одинаковом положительном потенциале на анодах электрическое поле в магнетроне равномерно, и траектории электронов в зависимости от силы магнитного поля имеют вид незамкнутых кривых, начинающихся у катода и заканчивающихся на аноде



Фиг. 6-43. Схема действия двухкамерного и многокамерного магнетронов.

(кривая 1 на фиг. 6-43,а), либо замкнутых кривых — трохойд, приближающихся по своему очертанию к окружностям (кривые 2 и 3 на фиг. 6-43,а).

Кривой 1 отвечает наиболее слабое магнитное поле, кривой 2 — поле средней индукции, а кривой 3 — наиболее сильное поле.

Поле, отвечающее кривой 2, линии которого почти касаются анодов, принято называть критическим полем  $B_{кр}$ . При неодинаковых потенциалах на анодах магнетрона (что в реальных условиях работы магнетрона и имеет место благодаря наложению переменного поля резонатора на постоянное поле анодов) можно получить тангенциальное перемещение электронов при подходе к щелям резонаторов. Для этого магнитное поле должно быть больше, чем  $B_{кр}$ . В этом случае электроны перемещаются по трохойдам малых диаметров, смещающимся по направлению электрического поля, как показано на фиг. 6-43,б.

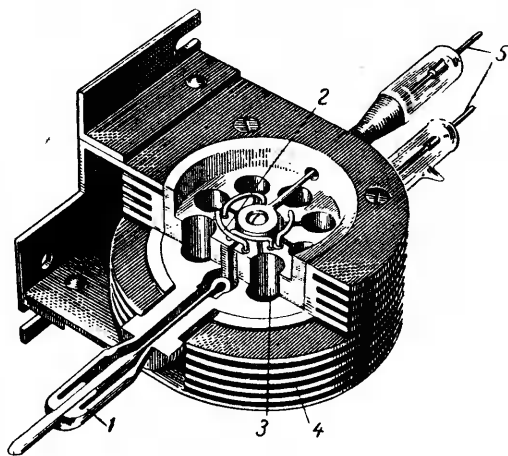
В этом перемещении важно отметить, что электроны перед самой щелью резонатора движутся к аноду, имеющему мень-

ший потенциал. Это значит, что по отношению к переменному полю резонатора движение электронов идет против сил электрического поля, что означает торможение электронов и передачу энергии полю резонатора [Л. VI-10].

Результирующую схему расположения траекторий в многокамерном магнетроне дает фиг. 6-43,в. Здесь переменные потенциалы от полей резонаторов у четырех пар анодов, которыми располагает магнетрон, чередуются по знаку. Перемещаясь по петлеобразным путям в кольцевом зазоре, электроны, подвергаясь одновременно действию переменного поля резонаторов, формируются вначале, как в клистроне, в дискретные потоки, образующие на своем пути к аноду нечто вроде спиц колеса. Трохоидальное перемещение электронов в каждом из таких дискретных потоков приводит к тому, что когда уплотненный поток электронов проходит перед щелью резонатора, в полупериод, когда поле щели отрицательно по отношению к электронам, создаются оптимальные условия для перехода кинетической энергии электронов в энергию поля резонаторов.

Выходная мощность, развиваемая магнетронами, также значительно выше, чем у клистронов, доходя до нескольких сот и даже тысяч киловатт в импульсе, длящемся малые промежутки времени (порядка нескольких микросекунд). При работе в длительном режиме излучения мощность магнетронов достигает нескольких киловатт. Коэффициент полезного действия у магнетронов достигает 50—60%.

Мощность, теряемая внутри магнетрона, складывается из остаточной кинетической энергии, отдаваемой электронами анодам, и из потерь, получающихся во внутреннем тонком слое меди резонатора. Токи, проходящие только по поверхностным слоям, не проникают в толщу меди анодов из-за сверхвысоких частот. Большие массы меди служат в магнетроне не для повышения проводимости, а только для об-



Фиг. 6-44. Разрез магнетрона с охлаждающим радиатором.



легчения теплоотвода. Для отвода тепла от этих масс анода при умеренных температурах магнетрон снабжается радиаторной системой, хорошо видной из разреза магнетрона, приведенного на фиг. 6-44. Вывод энергии производится через петлю связи, которая, как это видно из фиг. 6-44, размещается в одном из резонаторов магнетрона.

Частота колебаний, развиваемых магнетроном, определяется собственной частотой системы резонирующих контуров. Для повышения стабильности частоты, генерируемой магнетроном, аноды магнетрона связываются через один электрическими связками. Последние также видны на фиг. 6-44.

### 6-12. МОДУЛЯЦИЯ КОЛЕБАНИЙ ЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Передачей на расстояния с помощью высокочастотных колебаний (радиочастот) пользуются не только в радиотехнике для передачи звуковых колебаний (радиовещание, радиотелефония) и телеграфной записи (радиотелеграфия), но и в ряде промышленных телемеханических устройств.

Примерами такого применения является контролирование режима работы и управления объектами, удаленными на значительные расстояния или расположенными в мало доступных для проводной связи местах, а также когда пользуются телемеханическими системами при канале проводной связи, по которому одновременно передается несколько контролируемых величин (многоканальная связь).

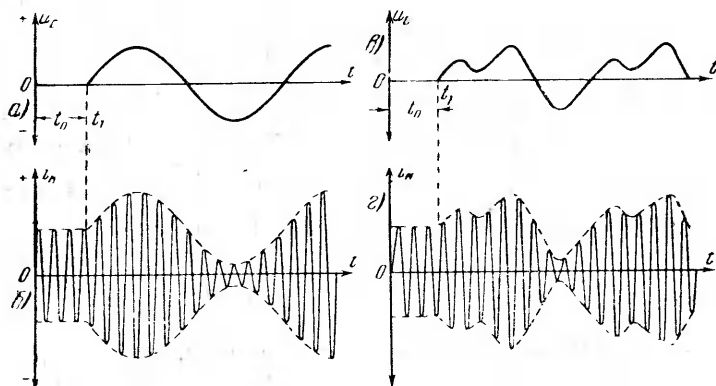
Пункт контролируемого объекта снабжается в таких системах передающим устройством, а пункт наблюдения (диспетчерский пункт) — приемным устройством. На передатчике высокочастотные колебания преобразуются (модулируются) с помощью низкочастотных колебаний, а в месте приема колебания сложной формы вновь преобразуются в низкочастотные.

Колебания низкой частоты, с помощью которых производится модуляция, носят название модулирующих. Преобразованные ими колебания высокой частоты носят название модулированных, а колебания высокой частоты до модуляции носят название несущей частоты.

Возможны три вида модуляции колебаний: 1) амплитудная, характеризуемая тем, что амплитуда модулированного колебания изменяется по законам, определяемым колебаниями низкой частоты; 2) частотная, когда у модулированных колебаний высокой частоты по закономерности низкой частоты меняется период колебаний; 3) фазовая, когда у модулированных колебаний высокой частоты по закономерности низкой частоты меняется фаза колебаний.

Наиболее распространена амплитудная модуляция, которую мы здесь только и рассматриваем.

Представление о простейшей форме кривой амплитудной модуляции, когда модулирующая кривая имеет форму синусоиды (косинусоиды), дает фиг. 6-45, *a* и *б*. Представление о более сложной форме кривой амплитудной модуляции, когда модулирующие колебания содержат помимо основной еще ряд высших гармонических низкой частоты (фиг. 6-45, *в*), дает диа-



Фиг. 6-45. Кривые амплитудной модуляции.

*a* и *в* — модулирующие колебания; *б* и *г* — модулированный ток в колебательном контуре.

грамма на фиг. 6-45, *г*. Огибающая модулированных колебаний повторяет во всех случаях кривую модулирующих колебаний.

При модулирующих колебаниях косинусоидальной формы с амплитудой  $I_{нт}$  и круговой частотой  $\Omega = 2\pi F$  (где  $F$  — частота модулирующих колебаний), модулированные колебания изменяются по закону

$$i_a = (I_{вт} + I_{нт} \cos \Omega t) \sin \omega t; \quad (6-43)$$

здесь  $I_{вт}$  — амплитуда колебаний высокой частоты;

$\omega$  — круговая частота высокочастотных колебаний.

Отношение

$$\frac{I_{нт}}{I_{вт}} = m \quad (6-44)$$

называется коэффициентом модуляции. Он характеризует глубину модуляции. От выбора коэффициента модуляции зависит энергетический режим колебаний в передающем и приемном устройствах. Наиболее эффективную работу передающего и приемного устройства мы получаем при верхней границе модуляции, равной 100%.

Если модулирующие колебания синусоидальны, то при внесении (6-44) в (6-43) мы получаем:

$$i_a = I_{sm} (1 + m \cos \Omega t) \sin \omega t. \quad (6-45)$$

Уравнение (6-45) определяет собой сложное колебание (биение), включающее в себя несколько синусоидальных колебаний, различных по частоте. Для анализа энергетических процессов и расчетов параметров схемы целесообразно рассматривать сложное модулированное колебание состоящим из синусоидальных колебаний разных частот: 1) колебания несущей частоты (колебания при отсутствии модуляции) и 2) колебания боковых частот. Частоты составных колебаний выявляются, если разбить второй множитель, получающийся после раскрытия скобки [в (6-45)], на две равные части и добавить к одной из них величину  $\frac{mI_{sm}}{2} \sin \omega t \cos \Omega t$ , а из другой вычесть ту же величину. Это дает:

$$i_a = I_{sm} \sin \omega t + \frac{mI_{sm}}{2} \sin (\omega + \Omega)t + \frac{mI_{sm}}{2} \sin (\omega - \Omega)t. \quad (6-46)$$

Первый член в (6-46) отвечает колебаниям несущей частоты, а второй и третий члены — колебаниям боковых частот с  $\omega + \Omega$  и  $\omega - \Omega$ . Если модулирующее колебание содержит ряд гармонических от  $\Omega_{мин}$  до  $\Omega_{макс}$ , то помимо несущего колебания в модулированное колебание входит не по одной боковой частоте, а по целому спектру частот от  $\omega + \Omega_{мин}$  до  $\omega + \Omega_{макс}$  (в правую полосу боковых частот) и от  $\omega - \Omega_{макс}$  до  $\omega - \Omega_{мин}$  (в левую полосу боковых частот).

Модулированные колебания создаются непосредственно в колебательном контуре, причем в зависимости от того, вводится ли модулирующая частота через цепь анода генераторной лампы либо через сеточную цепь этой лампы, различают две формы осуществления модуляции: 1) модуляцию анодную и 2) модуляцию сеточную.

Принципиальная схема генератора с анодной модуляцией приведена на фиг. 6-46,а, а диаграммы, иллюстрирующие работу такой схемы, даны на фиг. 6-46,б и в.

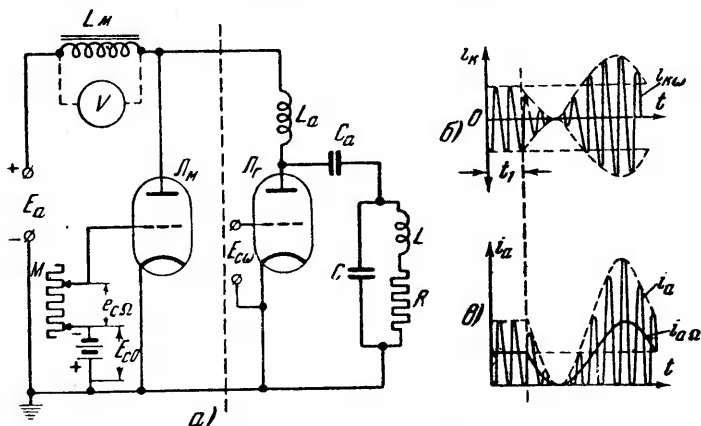
Правая часть схемы (по отношению к проведенной пунктирной линии) представляет собой электронный генератор типа  $LC$  с параллельным питанием (генератор может быть и с последовательным питанием). Колебательный контур включает в качестве нагрузки и антенну, излучающую электромагнитную энергию в пространство.

Левая часть схемы содержит кроме цепи питания еще модулятор, вводящий в анодную цепь генераторной лампы  $J_1$

колебания низкой частоты, получаемые от измерительного элемента (датчика). Датчик  $M$  включен в цепь сетки модуляторной лампы  $\Lambda_m$ .

В отсутствие колебаний низкой частоты, что соответствует левым участкам на диаграммах 6-46, б и в (интервал  $t_1$ ) в колебательном контуре (антенне) циркулирует ток несущей частоты неизменной амплитуды.

С появлением в цепи модуляторной лампы  $\Lambda_m$  низкочастотных колебаний датчика (принятых для упрощения синусоидальными) эти колебания меняют режим питания лампы. При отсутствии модулирующих колебаний источник подводит



Фиг. 6-46. Генератор с анодной модуляцией.

а—схема; б—модулированный ток в контуре; в—модулированный ток в анодной цепи лампы.

к генераторной лампе  $\Lambda_g$  с защитным реактором  $L_a$  постоянное напряжение  $E_a$ .

При работающем модуляторе часть тока от источника отводится в цепь модуляторной лампы и в силу падения напряжения, вызываемого этим током в реакторе  $L_m$ , отделяющем модулятор от источника питания, к аноду генераторной лампы подается уже не постоянное напряжение, а напряжение, содержащее колебания низкой частоты. При таком питании лампы токи несущей частоты преобразуются в колебательном контуре в модулированные колебания.

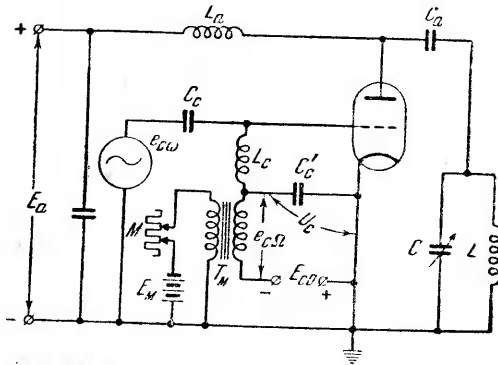
Амплитуды модулированного тока достигают при 100% модуляции двойного значения амплитуды несущей частоты.

Если измерительный элемент не обладает достаточной мощностью для управления сеточной цепью модуляторной лампы, то модулирующие колебания предварительно усиливаются.

Схема с сеточной модуляцией может быть осуществлена либо путем воздействия на напряжение смещения, при неиз-

менном переменном напряжении цепи сетки, либо изменением амплитуды переменного напряжения при неизменном смещении.

Практическое применение получил, однако, первый способ с использованием генераторов независимого возбуждения. Вариант такой схемы приведен на фиг. 6-47. В цепь сетки генераторной лампы введено здесь три напряжения: 1) переменное высокочастотное  $e_{c\omega}$ , получаемое от независимого источника питания — практически от первого генераторного каскада (условно обозначенного на схеме в виде генератора переменного тока); 2) постоянного напряжения смещения  $E_{c0}$ ; 3) переменного напряжения смещения  $e_{c\Omega}$ , вводимого через трансформатор датчика и выполняющего роль модулирующего



Фиг. 6-47. Схема генератора с сеточной модуляцией.

напряжения. Конденсатор  $C'_c$  воспринимает сумму напряжений смещения, в то время как индуктивность  $L_c$  отделяет высокочастотную часть сеточной цепи от низкочастотной.

Величины постоянного и переменного смещений в цепи сетки генераторной лампы должны быть так подобраны, чтобы лампа работала в режиме колебаний второго рода, как это иллюстрируют диаграммы на фиг. 6-48. Только при колебаниях второго рода амплитуда переменной составляющей выходного тока может меняться пропорционально переменной составляющей напряжения смещения.

Пропорциональность таких изменений достигается за счет меняющегося угла отсечки  $\theta$  в импульсе выходного тока. Это видно из кривой анодного тока на фиг. 6-48.

Для сравнительной оценки обоих видов модуляции определим требующуюся мощность ламп при каждом виде модуляции [Л. VI-1 и 2].

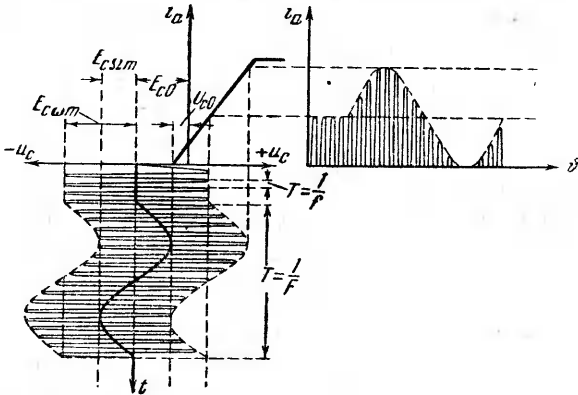
При отсутствии модуляции мощность, потребляемая колебательным контуром (мощность несущей частоты), определяется в соответствии с (6-7) из равенства

$$P_R = \frac{I_{\text{см}}^2}{2} R_0; \tag{6-47}$$

здесь  $I_{\text{см}}$  — амплитуда тока несущей частоты;

$R_0$  — эквивалентное сопротивление колебательного контура.

В режиме модулирования входная мощность возрастает за счет появления колебаний боковых частот, и в зависимо-



Фиг. 6-48. Построение кривой анодного тока по сеточным напряжениям при сеточной модуляции.

сти от значения коэффициента модуляции выходная мощность генераторных ламп пульсирует от максимума, когда она равна:

$$P_{R \text{ макс}} = \frac{I_{\text{см}}^2 (1+m)^2 R_0}{2} = (1+m)^2 P_R, \tag{6-48}$$

до минимума, когда она равна:

$$P_{R \text{ мин}} = \frac{I_{\text{см}}^2 (1-m)^2 R_0}{2} = (1-m)^2 P_R. \tag{6-49}$$

Поскольку при анодной модуляции повышение мощности достигается за счет повышения анодного напряжения лампы, то в тех случаях, когда электрическая прочность лампы это допускает, ее фактическая мощность может быть повышена против номинальной во столько раз, во сколько повышается напряжение на лампе, т. е. в  $1+m$  раз.

В этом случае при анодной модуляции требуется иметь лампу с номинальной мощностью

$$P_N = \frac{P_{R \text{ макс}}}{1+m} = (1+m) P_R. \tag{6-50}$$

При 100% модуляции

$$P_N = 2P_R. \quad (6-51)$$

При сеточной модуляции номинальная мощность генераторных ламп на основе (6-49) должна быть равна:

$$P_N = (1 + m)^2 P_R. \quad (6-52)$$

При 100% модуляции, которую не всегда можно получить из-за появления нелинейности в модуляции,

$$P_N = 4P_R.$$

Это значит, что при сеточной модуляции число генераторных ламп (при одном и том же типе их и мощности) надо взять примерно в два раза большим, чем число ламп при анодной модуляции.

Зато при анодной модуляции добавочную установленную мощность должны иметь модуляторные лампы. Потребляемая ими мощность, определяющая тип ламп, наибольшая при отсутствии модуляции. В этом случае их мощность равна мощности, потребляемой генераторными лампами в состоянии покоя.

С целью понижения установленной мощности и повышения к. п. д. модуляторные лампы ставят в условия усиления по классу В. Это повышает эффективность их работы, а также общий к. п. д. устройства.

При анодной модуляции к. п. д. генераторных ламп максимален

$$\eta_{\max} = 70 - 75\%.$$

При сеточной модуляции к. п. д. ламп ниже, в силу того, что основная гармоника колебательного тока, определяющая полезную мощность, в  $1 + m$  раз меньше, чем при максимальной мощности. Это дает:

$$\eta = \frac{\eta_{\max}}{1 + m}. \quad (6-53)$$

Преимущество в к. п. д., а также меньшая итоговая установленная мощность ламп (при модуляторных лампах, работающих в классе усиления В) приводит к тому, что в более мощных передающих устройствах в большинстве пользуются анодной модуляцией. В менее мощных установках, где вопросы установленной мощности ламп и к. п. д. играют меньшую роль, сеточная модуляция получает свои преимущества в силу простоты схемы, не требующей введения специальных модуляторных ламп.

## ГЛАВА СЕДЬМАЯ ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

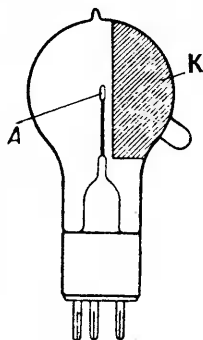
### 7-1. ВИДЫ ФОТОЭФФЕКТА И ТИПЫ ФОТОЭЛЕМЕНТОВ

При освещении поверхности металлов или полупроводников кванты лучистой энергии, проникая в поверхностные слои вещества, могут передать электронам энергию, достаточную либо для выхода электронов из вещества, либо для перевода их из заполненной зоны в зону уровней возбуждения. Это явление носит название фотоэффекта.

В зависимости от того, остаются ли освободившиеся электроны в веществе, повышая его электропроводность, или же они покидают вещество, различают фотоэффекты внутренний и внешний. Промежуточное место между ними занимает третий вид фотоэффекта — вентильный. При этом фотоэффекте электроны переходят из слоя освещенного вещества в слой другого вещества, отделенный от него чрезвычайно тонким изоляционным (запирающим) слоем. При этом между входным и выходным слоями веществ в силу недостатка электронов в одном из них и избытка их в другом возникает разность потенциалов (генерируется э. д. с.). Соответственно трем видам фотоэффекта различают и три типа фотоэлементов:

- 1) с внешним фотоэффектом, выполняемые в виде вакуумных или газонаполненных приборов;
- 2) с внутренним фотоэффектом, называемые также фотоспротивлениями;
- 3) с вентильным фотоэффектом, называемые также фотоэлементами с запирающим слоем.

Устройство фотоэлемента с внешним фотоэффектом схематически показано на фиг. 7-1. Вакуумный герметически закрытый стеклянный баллон прибора содержит в себе два основных электрода: светочувствительный катод (фотокатод) *K* и металлический анод *A*. В большинстве промышленных типов фотоэлементов фотокатод наносится непосредственно на стекло колбы, занимая приблизительно половину его сферической поверхности. Если лучи света попадают на катод через оставляемую без покрытия площадку стекла колбы (окно), то такие фотоэлементы называют с фронтovým освещением; если же лучи проникают к фотокатоду извне через стекло в месте нанесения фотокатода, то такой фотоэлемент называют с тыловым освещением.



Фиг. 7-1. Внешний вид фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

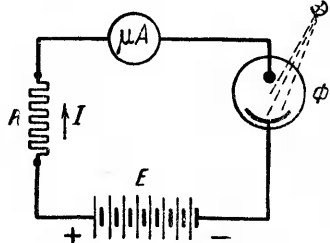


Для того чтобы анод (в фотоэлементах с фронтным освещением) не препятствовал лучам света достигать катода, он выполняется либо в виде кольца, либо в виде тонкой металлической сетки. Вывод от катода выполняется обычно в виде платининовой петли, вплаиваемой в стекло, а вывод от анода пропускается через нижнюю часть колбы.

В зависимости от того, заполняется ли баллон фотоэлемента после предельного удаления из него воздуха инертным газом (обычно аргоном) или же не заполняется, различают фотоэлементы вакуумные и газонаполненные.

В вакуумных фотоэлементах в токе участвуют только электроны, покидающие катод (фотоэлектроны) и перемещающиеся под действием электрического поля к аноду при сообщении

последнему положительного напряжения. В газонаполненных фотоэлементах в токе участвуют также электроны, полученные в результате ионизации атомов газа первичными электронами, и электроны, выходящие из катода под влиянием положительных ионов, идущих к катоду из разрядного промежутка. В промежутке ионы возникают при ионизации газа. Хотя наполнение газом увеличивает общий поток электронов через фотоэлемент, но связано с частичным ухудшением



Фиг. 7-2. Схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

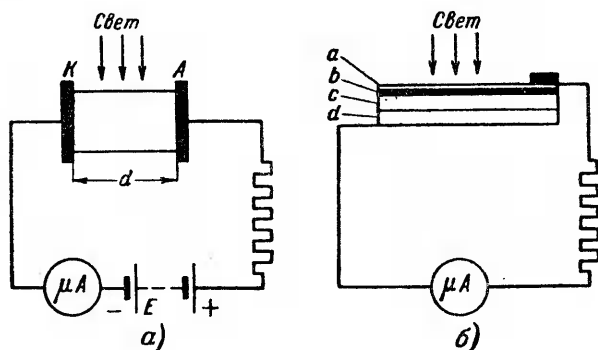
других свойств фотоэлемента, рассматриваемых ниже, и потому такие фотоэлементы получили сравнительно ограниченное применение.

Простейшая схема включения фотоэлемента приведена на фиг. 7-2. Здесь фотоэлемент включен последовательно с нагрузочным сопротивлением  $R$  и присоединен к источнику постоянного напряжения  $E$  с плюсом на аноде и минусом на катоде. Электроны, перемещаясь под действием поля от катода к аноду, создают ток в приборе, направление которого (согласно условно принятой ориентировке на движение положительных зарядов) является встречным, т. е. ток направлен от анода к катоду. При изменении освещенности фотокатода меняется и число выходящих из него электронов, в связи с чем меняется и ток в цепи. Изменение тока изменяет и падение напряжения на нагрузочном сопротивлении. Изменение напряжения усиливается обычно электронным усилителем, так как токи в фотоэлементе и выходные напряжения, ими обусловленные, малы.

Для питания фотоэлементов с внешним фотоэффектом может быть применено как постоянное (фиг. 7-2), так и перемен-

ное напряжение. В последнем случае фотоэлемент работает не только как преобразователь энергии, но и как маломощный вентиль.

По другому действует фотоспротивление, включение которого в схему показано на фиг. 7-3,а. Фотоспротивление представляет собой открытый для лучей света полупроводник определенного состава и конструкции с прижатыми к нему двумя контактными электродами. К электродам присоединяется цепь, содержащая источник постоянного напряжения и нагрузочное сопротивление. При изменении потока лучистой энергии, попадающего на фотоспротивление, проводимость его изменяется, вследствие чего изменяется ток и напряжение на нагрузочном сопротивлении.



Фиг. 7-3.

а—схема включения фотоспротивлений; б—схема включения вентильного фотоэлемента.

Вентильные фотоэлементы (фиг. 7-3,б) аналогичны по структуре полупроводниковым вентилям (§ 2-4). При освещении заключенного в них слоя полупроводника из него уходят электроны в металлический слой, отделенный от полупроводника запирающим слоем, в силу чего между металлическим слоем и полупроводником возникает разность потенциалов — э. д. с. В этом случае фотоэлемент сам является источником напряжения и поэтому других источников питания для цепи фотоэлемента (фиг. 7-3,б) не требуется. Проходящий по цепи фотоэлемента ток зависит, как это ниже будет показано, от освещенности и величины нагрузочного сопротивления.

Изучение физических свойств и технических характеристик фотоэлементов мы начнем с фотоэлемента с внешним фотоэффектом, получившего наибольшее практическое применение.

## 7-2. ЗАКОНЫ ВНЕШНЕГО ФОТОЭФЕКТА

Энергию для выхода из катода электроны, как выше указывалось, получают от квантов лучистой энергии, проникающих в поверхностные слои вещества катода.

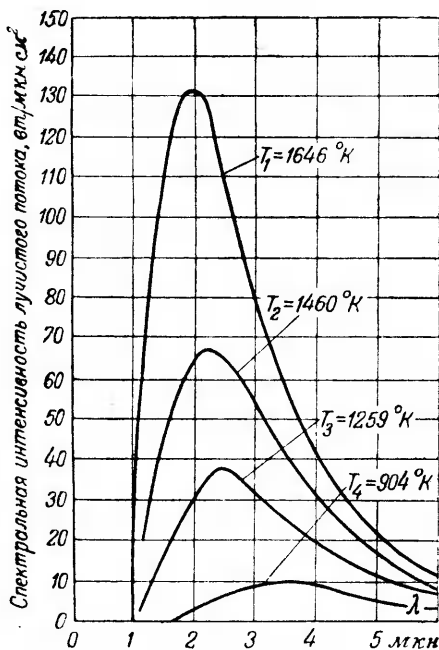
Энергия квантов определяется, как известно, произведением

$$W = h\nu, \quad (7-1)$$

здесь  $h$  — постоянная Планка, равная  $6,24 \cdot 10^{-27}$  эрг·сек;

$\nu$  — частота излучения, связанная с длиной волны  $\lambda$  соотношением

$$\nu = \frac{c}{\lambda}; \quad (7-2)$$



Фиг. 7-4. Спектральные характеристики излучения абсолютно черного тела.

$c$  — скорость распространения света ( $\approx 3 \cdot 10^{10}$  см/сек).

Излучение, даваемое нагретыми телами, состоит, как известно, из волн различной длины и с характерной для каждой температуры нагретого тела интенсивностью.

Для абсолютно черного тела излучение характеризуется семейством кривых, приведенных на фиг. 7-4. Здесь характерны величина и положение максимума интенсивности излучения. С ростом температуры максимум излучения растет и сдвигается в сторону более коротких волн.

Видимый человеческим глазом диапазон излучений (в котором излучение определенной длины волны качественно воспринимается глазом в виде определенного цвета) лежит в пределах от 400 до 700 миллимикрон (ммкн).

Излучение в пределах очень узкого участка спектра называется однородным (монохроматическим). Однородное излучение в виде узких полос спектра может быть выделено с помощью монохроматоров.

Состав излучения в пределах видимого спектра может до известной степени характеризоваться средними значениями длин волн, приведенными в табл. 7-1.

Таблица 7-1

**Длины волн видимой и близких инфракрасной и ультрафиолетовой областей спектра**

Состав излучения	Длины волн в микронах	Энергия квантов лучистой энергии в электронвольтах
Ультрафиолетовые лучи . . . . .	0,3 ÷ 0,35	4,11 ÷ 3,53
Цвет фиолетовый . . . . .	0,4	3,08
• голубой . . . . .	0,46	2,68
• зеленый . . . . .	0,52	2,37
• желтый . . . . .	0,58	2,12
• красный . . . . .	0,76	1,62
Инфракрасные лучи . . . . .	0,8 ÷ 1,0	1,54 ÷ 1,23

К границе коротких волн видимой части спектра примыкает невидимая ультрафиолетовая область, а к границе длинных волн примыкает невидимая инфракрасная область излучения.

Длины волн, указанные в табл. 7-1 для инфракрасного и ультрафиолетового излучений, относятся к полосам ближнего излучения. За ними лежат области так называемого дальних ультрафиолетового и инфракрасного излучений.

Определенной длине волны падающего света (или определенной частоте его) отвечает согласно (7-1) и (7-2) и вполне определенная величина кванта энергии.

При измерении энергии кванта в электронвольтах, а длины волн в миллимикронах соотношение (7-1) может быть переписано в таком виде:

$$U_{\lambda} = \frac{1237}{\lambda}. \quad (7-3)$$

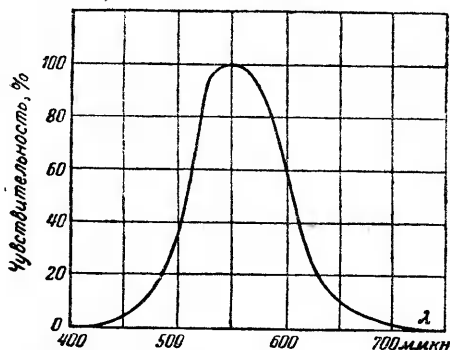
Вычисленные по этой формуле энергии квантов различных однородных излучений видимого света и ближних ультрафиолетового и инфракрасного излучений также приведены в табл. 7-1.

Падающее на катод число квантов лучистой энергии в 1 сек. определяет мощность падающего потока энергии. Эта мощность может быть измерена в эргах в секунду либо в ваттах. Однако, в светотехнике для определения интенсивности светового потока, воспринимаемого человеческим глазом, пользуются единицей измерения светового потока — люменом. Связь между ваттом и люменом определяется коэффициентом, численное значение которого различно для разных длин волн

в связи со свойствами человеческого глаза по-разному реагировать на излучения с разными длинами волн.

Наибольший коэффициент, соответствующий длине волны  $\lambda_0 = 555$  мкмкн, равен 621 лм на 1 вт мощности излучения. Для других волн ход коэффициента определяется ходом кривой чувствительности человеческого глаза, приведенной на фиг. 7-5.

Изучая явления фотоэффекта на поверхности металла, крупнейший русский физик, профессор Московского университета А. Г. Столетов экспериментально установил законы прямой пропорциональности между силой фототока и «энергией активных лучей, падающих на разряжаемую поверхность»,



Фиг. 7-5. Спектральная характеристика чувствительности глаза.

$$I_{\phi} = k\Phi; \quad (7-4)$$

здесь  $I_{\phi}$  — фототок в мка;  
 $\Phi$  — световой поток в лм;  
 $k$  — коэффициент пропорциональности, называемый чувствительностью фотокатода.

Если катод фотоэлемента освещается однородным светом, то  $k$  определяет спектральную чувствительность.  $k$  зави-

сит от частоты. Если же  $\Phi$  — поток неразложенного в спектр света, то  $k$  называют интегральной чувствительностью.

Второй экспериментальный закон, сформулированный Эйнштейном, характеризует энергетический баланс квантов лучистой энергии и фотоэлектронов

$$h\nu = e\varphi + \frac{mv^2}{2}, \quad (7-5)$$

здесь  $h\nu$  — энергия кванта света;

$e\varphi$  — работа выхода электрона из катода;

$\frac{mv^2}{2}$  — кинетическая энергия, которую имеет электрон по выходе из катода.

Формулой (7-5) не учитываются потери энергии, которые электрон несет при столкновении с другими электронами (свободными и связанными) на пути его к выходу из поверхности катода.

При изменении частоты однородного пучка света, падающего на фотокатод, меняется величина энергии квантов, пере-

даваемой электронам, в силу чего меняется их выходная скорость и энергия. Скорость и энергия выходящих электронов зависят, таким образом, от частоты световых колебаний, но не от интенсивности света.

Строгую экспериментальную проверку пропорциональности фототока лучистому потоку (закон Столетова) и связь между энергией фотоэлектронов и частотой света (закон Эйнштейна) провели, пользуясь современными методами эксперимента, П. И. Лукирский и С. С. Прилежаев [Л. VII-4].

Минимальную энергию, которую должен получить электрон от кванта лучистой энергии, чтобы выйти за пределы металла, можно получить из (7-5), полагая  $v = 0$ .

Это определяет граничную частоту

$$\nu_0 = \frac{e\psi}{h}, \quad (7-5a)$$

ниже которой выход электронов из металла становится уже невозможным.

Длина волны  $\lambda_0$ , соответствующая граничной частоте  $\nu_0$ , получила название длинноволнового порога или „красной границы фотоэффекта“.

Значения длинноволнового порога приведены для некоторых металлов в табл. 7-2, где также указаны работы выхода.

Таблица 7-2

**Длинноволновый порог фотоэффекта для ряда металлов и работа выхода**

Металл	Работа выхода, $e$	Длинноволновая граница, $m\mu$
Цезий . . . . .	1,87	660
Калий . . . . .	2,25	550
Сурьма . . . . .	4,0—4,2	305
Серебро . . . . .	4,56	270
Никель . . . . .	5,01	246

Из приведенных в табл. 7-2 значений мы видим, что у щелочных металлов, обладающих меньшей работой выхода, фотоэлектронная эмиссия начинается при более длинных волнах.

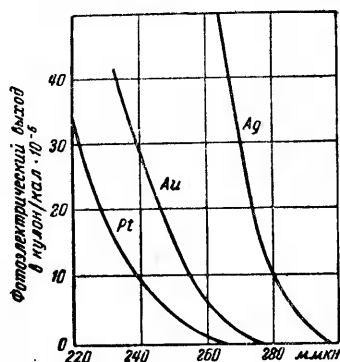
Этим свойством щелочных металлов, а также их способностью адсорбироваться в одноатомные слои, облегчающие работу выхода из нижележащих слоев металла и полупроводника, объясняется та значительная роль, которую имеют щелочные металлы, в особенности цезий, в структуре сложных катодов, применяемых в промышленных типах приборов.

Для расчета фототока по закону Столетова по заданной величине и спектральному составу светового потока  $\Phi$  необходимо еще знать численные значения спектральной чувствительности  $k$ , входящей в (7-4), и ее зависимость от длины волны монохроматического излучения  $\lambda$ . Такая зависимость определяет собой спектральную характеристику фотокатода.

Экспериментально снятые и приведенные на фиг. 7-6,а спектральные характеристики для таких металлов, как платина, серебро и золото, поверхность которых может быть надежно очищена, показывают, что спектральная чувствительность с ростом длины волны (с уменьшением частоты световых колебаний) монотонно уменьшается.

У щелочных металлов такого монотонного изменения чувствительности экспериментально снимаемые спектральные характеристики не обнаруживают. Здесь чувствительность при некоторой промежуточной длине волны проходит через максимум. Такой максимум называют селективным.

Более тщательные исследования, проведенные в последнее время [Л. VII-1], показали, что наличие селективного максимума при однородном и достаточно толстом щелочном металле имеет



Фиг. 7-6. Спектральные характеристики чистых металлов.

место из-за наличия следов примесей других веществ, от которых щелочные металлы исключительно трудно очистить. Селективный максимум всегда имеет место в сложных катодах фотоэлементов, где тонкий слой щелочного металла покрывает слой другого металла или полупроводника, как это имеет место в катодах промышленного типа.

По величинам, определяющим спектральную характеристику, можно судить о квантовой чувствительности катода, определяющей число электронов, покидающих катод при одном кванте лучистой энергии, получаемой катодом (так как при записи спектральной характеристики на оси ординат обычно складывается ток в микроамперах, отнесенный к единице энергии света, то при подсчете квантовой чувствительности относительное значение тока на оси ординат пересчитывается на относительное число электронов, приходящееся на один квант энергии).

У чистых металлов квантовая чувствительность очень мала, достигая значений в максимуме от  $10^{-4}$  до  $10^{-3}$  электронов на квант. Это значит, что на каждые 1 000—10 000 квант падаю-

шего света приходится один фотоэлектрон, покидающий катод.

В промышленных типах катодов, рассматриваемых в следующем параграфе, квантовая чувствительность значительно выше, достигая сотых и даже десятых долей электрона на квант.

### 7-3. СЛОЖНЫЕ ФОТОКАТОДЫ

Промышленные типы фотоэлементов, в постановке первого производства которых на наших заводах принял руководящее участие П. В. Тимофеев и дальнейшему развитию которых много способствовали исследовательские работы, проведенные П. И. Лукирским, П. В. Тимофеевым, С. А. Векшинским, С. Ю. Лукьяновым, Н. С. Хлебниковым и др., имеют сложные катоды.

Наибольшее применение получили два типа таких катодов:

1) кислородно-цезиевый на серебряном основании;

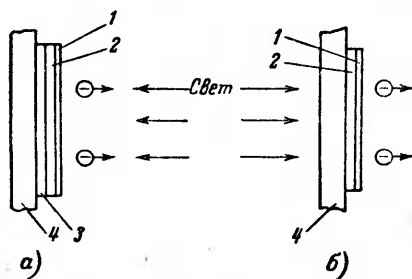
2) сурьмяно-цезиевый.

Общим для обеих структур является наличие у них, как это видно из структурной схемы, приведенной на фиг. 7-7, адсорбированного на поверхности атомарного слоя цезия. Этот слой расположен на относительно толстом слое полупроводника, каким в кислородно-цезиевых катодах является окись цезия с вкрапленными в нее атомами цезия и частичками серебра, а в сурьмяно-цезиевом катоде — химическое соединение сурьмы с цезием с некоторым избытком чистого цезия.

Слой полупроводника в кислородно-цезиевых катодах, как видно из структуры их, приведенной на фиг. 7-8,а, лежит на слое серебра (металлическом слое), частично окисленного в катодах с фронтным освещением и более полно окисленного в катодах с тыловым освещением.

В сурьмяно-цезиевых катодах при нанесении их непосредственно на стекло колбы, как это иллюстрирует структурная схема на фиг. 7-8,б, отдельно существующего металлического слоя сурьмы нет, а есть сплав сурьмы с цезием. В сплаве вкраплены атомы цезия.

Технология изготовления кислородно-цезиевого фотокатода на серебряном основании кратко сводится к следующим операциям. Берут

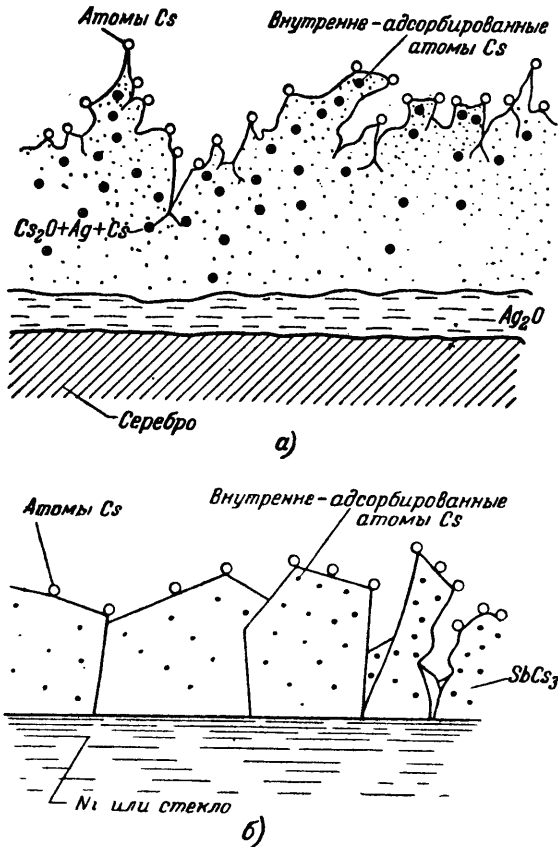


Фиг. 7-7. Катоды фронтального освещения (а) и полупрозрачные (б).

1—одноатомный слой цезия; 2—оксид с металлическими примесями; 3—металлическая подложка; 4—стенки сосуда (стекло).



серебряную либо посеребренную пластинку или, как это имеет место в принятой у нас технологии фотоэлементов, слой серебра наносится непосредственно на стенку стеклянной колбы путем химического осаждения серебра либо путем распыления его в вакууме. Затем слой серебра окисляется вводимой в колбу определенной порцией кислорода. Для интенсификации и ускорения процесса окисления через колбу после заполнения ее кислородом<sup>2</sup> пропускают электрический разряд (высоко-



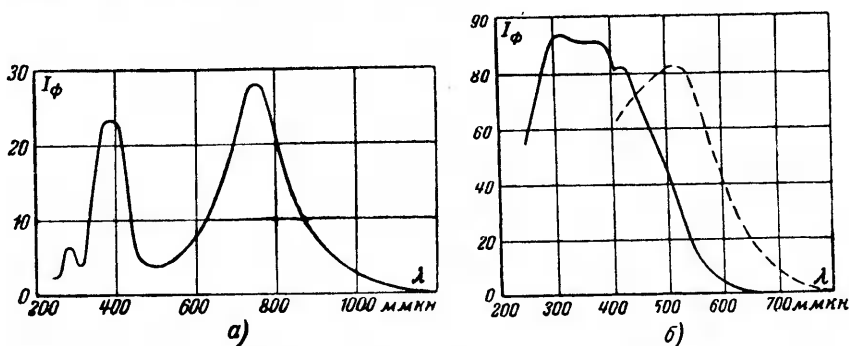
Фиг. 7-8. Микроструктура катодов.  
 а—кислородно-цезиевого; б—сурьмяно-цезиевого.

частотный, либо глеющий). Окисление серебряного слоя ведется в зависимости от конструкции прибора либо только на глубину 100—200 молекулярных слоев серебра, как это имеет место у фотоэлементов с фронтальным освещением, либо на всю глубину серебряного слоя для получения достаточной прозрачности катода, как это имеет место у фотоэлементов с тыловым освещением.

После окисления серебра производится напыление на катод цезия из ампулы, расположенной в отрезке колбы, путем нагрева ампулы токами высокой частоты. Испаренные из ампулы атомы цезия конденсируются на катоде и, диффундируя затем в толщу окиси серебра,

частично восстанавливают окись серебра. При этом образуется слой окиси цезия с вкрапленными в него атомами цезия и атомами чистого серебра. В процессе последующей термической обработки катода избыточный цезий диффундирует на поверхность катода. Прочно удерживается на поверхности силами адсорбции только ближайший к поверхности оксида одноатомный слой цезия, а следующие слои легко удаляются при небольшом прогреве и откачке паров из колбы. Для дальнейшего повышения чувствительности катода нередко производится повторное напыление серебра и последующий нагрев катода для диффузии серебра из оксидного слоя цезия на поверхность катода.

Ход изменения чувствительности катода в процессе формирования слоев его контролируется вначале по току термоэмиссии, а затем и по току фотоэмиссии. Таким образом, добиваются максимальной чувствительности кислородно-цезиевого катода.



Фиг. 7-9. Спектральные характеристики фотоэлементов.

а—кислородно-цезиевого; б—сурьмяно-цезиевого.

Технология сурьмяно-цезиевого катода во многом аналогична технологии кислородно-цезиевого катода.

Здесь вначале путем испарения осаждается на стекло металлическая сурьма, а затем, как и при изготовлении кислородно-цезиевого катода, на слой сурьмы осаждается металлический цезий, вступающий, повидимому, в химическое соединение с сурьмой. В некоторых случаях для повышения чувствительности катода его обрабатывают еще кислородом.

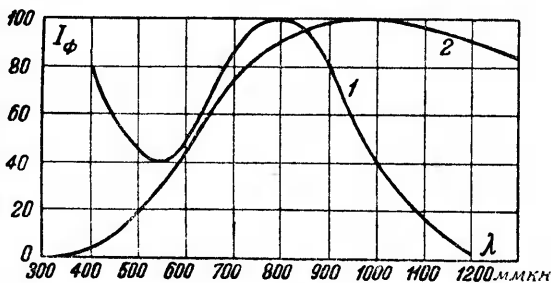
Сложная структура у описанных типов фотокатодов находит свое отражение и в ходе их спектральных характеристик.

Типичным для спектральной характеристики кислородно-цезиевого фотокатода является наличие в ней двух резко выраженных селективных максимумов. Первый максимум относится к длинноволновой части спектра (к длинам волн от 800 до 850 *мкм*), а другой — в коротковолновой его части (к длинам волн от 400 до 450 *мкм*).

Типичным для вольтамперной характеристики сурьмяно-цезиевого катода является, как это видно из фиг. 7-9, б, резкий подъем чувствительности в области близкого ультрафиолета (от 250 до 400 *мкм*) и высокие абсолютные значения спектральной чувствительности в области его максимума.

При обработке катода в последней стадии его изготовления некоторой порцией кислорода спектральная характеристика может быть сдвинута, как показывает пунктирная кривая на фиг. 7-9,б, в область более длинных волн.

Происхождение длинноволновой части спектра в кислородно-цезиевых катодах объясняют фотоионизацией поверхностного адсорбированного слоя атомов цезия. Уходящие при ионизации из поверхностных атомов электроны возмещаются электронами проводимости, приходящими из нижерасположенного полупроводникового слоя, где они в свою очередь восполня-



Фиг. 7-10. Сопоставление спектральных характеристик источника излучения и фотоэлемента.

ются электронами из металлической подкладки. Выход электронов из полупроводника сильно облегчается благодаря положительному полю, создаваемому ионами цезия.

В сурьмяно-цезиевом фотокатоде высокие значения чувствительности в области более коротких волн ряд исследователей объясняет фотоионизацией атомов во внутренних слоях полупроводника.

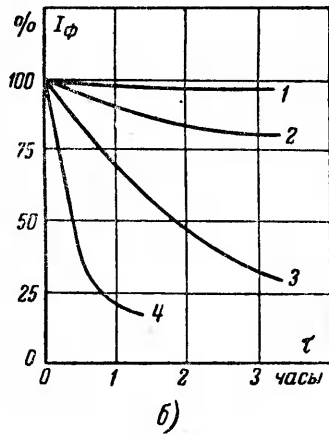
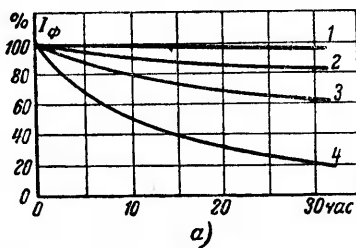
Максимумам спектральной чувствительности у сложных катодов отвечают достаточно высокие значения квантового выхода. Так, квантовый выход у кислородно-цезиевых фотокатодов в области длинноволнового селективного максимума соответствует значениям 0,03 электрона на квант падающего света, а у сурьмяно-цезиевых фотокатодов квантовый выход в области коротковолнового максимума достигает значений 0,2—0,3 электрона на квант падающего света.

В том случае, когда фотоэлемент является индикатором неоднородного, а сложного (неразложенного в спектр) излучения, важна интегральная чувствительность фотокатода. Она измеряется по фототоку, отнесенному к одному люмену светового потока, и может быть подсчитана и по спектральным характеристикам фотоэлемента 1 и источника света 2 (фиг. 7-10).

С изменением состава излучения источника света изменяется и интегральная чувствительность данного фотокатода.

Так как спектр излучения источников света зависит не только от рода источников, но и температуры излучающей среды (тела накала у ламп накаливания), то для однозначности толкования результатов условились измерять интегральную чувствительность катодов фотоэлементов при применении в качестве источника света лампы с вольфрамовой нитью накаливания, работающей при цветовой температуре  $T = 2848^\circ \text{K}$ .

Интегральная чувствительность сложных фотокатодов с течением времени уменьшается. Это явление носит название утомления. Некоторая доля утомления исчезает очень скоро после прекращения освещения и хранения фотоэлемента в темноте (обратимое утомление). Другая часть исчезает очень медленно, но полного восстановления чувствительности обычно



Фиг. 7-11. Кривые утомления фотокатодов в зависимости от продолжительности освещения.

а — при различных освещенностях; 1 — при 50 лк; 2 — при 250 лк; 3 — при 500 лк; 4 — при 1000 лк; б — при различных спектральных составах освещения; 1 — при освещении инфракрасным излучением; 2 — красным; 3 — зеленым; 4 — фиолетовым.

не происходит (необратимое утомление). Явление утомляемости объясняется обеднением атомами цезия поверхностного слоя, в силу ухода не успевших нейтрализоваться в атомы ионов цезия в толщу полупроводникового слоя. Нейтрализуясь внутри пористого слоя, атомы цезия могут вновь диффундировать на поверхность (обратимое утомление), за исключением некоторой доли их, которая вступает в полупроводниковом слое в химически прочную связь.

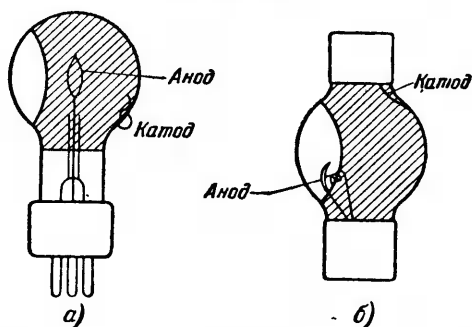
Большее утомление наблюдается у кислородно-цезиевых фотокатодов, значительно меньшее — у сурьмяно-цезиевых. Утомление зависит в большой мере от толщины и структуры промежуточного слоя, от интенсивности освещения и длины волны его. Изменение чувствительности в силу утомления при разных освещенностях показывает семейство кривых на фиг. 7-11, а, полученных П. В. Тимофеевым и Н. С. Кондор-

ской. Зависимость утомления от частоты колебаний света показывает семейство кривых на фиг. 7-11,б. Подписи под фигурами указывают значение освещенности и частоту колебаний света, к которым относятся приведенные кривые.

#### 7-4. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ВАКУУМНЫХ И ГАЗОНАПОЛНЕННЫХ ФОТОЭЛЕМЕНТОВ

Промышленный выход получили вначале фотоэлементы с кислородно-цезиевым катодом: вакуумные и газонаполненные, а затем и фотоэлементы с сурьмяно-цезиевым катодом. Внешний вид обоих типов фотоэлементов иллюстрирует фиг. 7-12.

Наполнение фотоэлементов газом имеет цель, как указывалось, увеличить общий поток электронов (общий ток), идущий на анод, за счет



Фиг. 7-12. Внешний вид фотоэлементов.

а—ЦГ-1; б—СЦВ-51.

ионизации газа фотоэлектронами, ускоряемыми положительным полем анода. Неизбежно имеет место при этом и усиление тока электронами, выходящими из катода под действием ионной бомбардировки. Число актов ионизации, создаваемых в среднем одним фотоэлектроном, проходящим через газ, определяет коэффициент

усиления тока газом. Коэффициент усиления зависит от интенсивности электрического поля и от рода и давления газа (точнее, плотности газа).

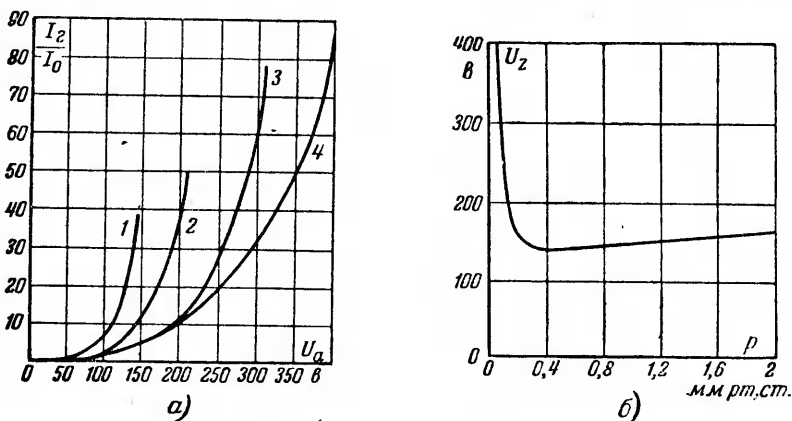
В качестве заполняющего газа используется главным образом аргон, входящий в группу инертных газов, не дающих химических реакций с электродами и менее других способных вызывать инерционность фототока по отношению к световому потоку, обусловленную появлением атомов с относительно длительным периодом возбуждения.

Потенциал ионизации аргона  $U_i = 15,4$  в. Степень усиления тока, получаемого в аргоне при различной его плотности в фотоэлементе с оксидно-цезиевым катодом, определяется семейством кривых на фиг. 7-13,а.

Влияние плотности газа на коэффициент усиления двоякое. С одной стороны, с ростом плотности газа повышается число встреч первичного электрона (фотоэлектрона) с атомами газа,

но, с другой стороны, уменьшается при заданном напряжении на электродах кинетическая энергия, накапливаемая электроном на пути свободного пробега. Если эта энергия меньше ионизационного потенциала  $U_i$ , то ионизация не имеет места.

Из приведенного на фиг. 7-13,а семейства кривых видно, что в области напряжений  $U_a > 90 \div 100$  в большую степень усиления мы получаем при давлениях аргона порядка 0,2 мм рт. ст. Давление газа в фотоэлементе приходится ограничивать, однако, с целью избежать развития самостоятельного раз-



Фиг. 7-13. Кривые коэффициентов усиления при газовом наполнении и потенциалы зажигания.

а—характеристики; 1—при  $p=0,182$  мм рт. ст.; 2—при  $p=0,091$  мм рт. ст.; 3—при  $p=0,079$  мм; 4—при  $p=0,075$  мм рт. ст.; б—потенциал зажигания самостоятельного разряда.

ряда (разряда, при котором ток перестает вовсе зависеть от светового потока). Возникновение такого разряда выводит из строя фотокатод благодаря усиленной бомбардировке его ионами.

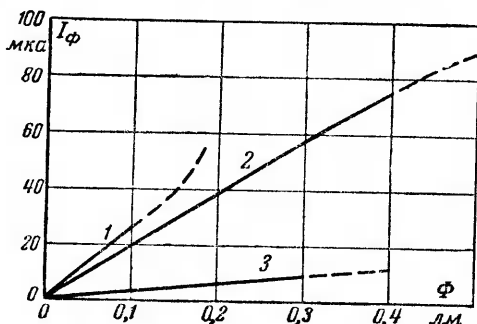
Напряжение, при котором возникает самостоятельный разряд, называют потенциалом зажигания. Зависимость потенциала зажигания от давления аргона дает кривая на фиг. 7-13,б. Из хода кривой видно, что чем ниже давление газа в пределах до 0,2 мм рт. ст., тем потенциал зажигания выше. В границах от 0,2 до 1,6 мм рт. ст. потенциал зажигания почти не зависит от давления.

Исходя из соображений получения достаточно высокого потенциала зажигания и вместе с тем достаточно большого коэффициента усиления тока, давление газа аргона в фотоэлементах при нормальном рабочем напряжении (до 240 в) выбирается в пределах сотых долей миллиметра ртутного столба,

а при пониженных напряжениях (порядка 90—100 в) — в пределах десятых долей миллиметра ртутного столба.

Выбор того или иного типа фотоэлемента для заданных условий работы определяется его характеристиками и параметрами.

К важнейшим характеристикам фотоэлементов помимо уже рассмотренной спектральной относятся:



Фиг. 7-14. Световые характеристики вакуумных элементов.

1—кислородно-цезиевого газонаполненного; 2—сурьмяно-цезиевого; 3—кислородно-цезиевого вакуумного.

- 1) световая;
- 2) вольтамперная;
- 3) частотная.

К важнейшим параметрам фотоэлементов относятся:

- 1) интегральная чувствительность;
- 2) утомляемость, по значениям которой устанавливаются предельно допустимые освещенности;
- 3) темновые токи;
- 4) потенциалы зажигания для газонаполненных элементов.

Световая характеристика определяет зависимость фототока (при заданном напряжении на электродах фотоэлемента) от светового потока.

На основе закона Столетова фототок должен быть строго пропорционален световому потоку, если спектральный состав последнего остается неизменным.

Пропорциональность действительно соблюдается, как это видно из фиг. 7-14, содержащей световые характеристики всех трех типов фотоэлементов, выпускаемых нашими заводами (см. табл. 7-3) в пределах участков, проведенных сплошными линиями.

С переходом далее к пунктирным участкам линейность характеристик нарушается в силу того, что вступают в действие дополнительные факторы. К таким факторам у газонаполненных элементов (характеристика 1 на фиг. 7-14) относятся: 1) непропорциональный рост ионизации в газе с дальнейшим увеличением светового потока; 2) возрастание утомления фотоэлемента. Утомление имеет место и у вакуумных кислородно-цезиевых фотоэлементов (характеристика 3), но начинается оно при больших значениях светового потока. Отход от прямолинейности характеристик у сурьмяно-цезиевых катодов (характеристика 2) при больших токах обусловлен по исследованиям С. Ю. Лукьянова [Л. VII-1] тем, что сопротивление сурь-

мяно-цезиевого катода вдоль его поверхности достаточно велико, и потому участки его поверхности, расположенные на различных расстояниях от ввода к катоду, имеют при прохождении тока через слой катода разные потенциалы по отношению к аноду.

Наклон световых характеристик определяет собой, как это следует из (7-4), интегральную чувствительность фотоэлемента (при неизменном напряжении на его электродах)

$$k_0 = \frac{dI_{\phi}}{d\Phi}. \quad (7-6)$$

При прямолинейном ходе световой характеристики

$$k_0 = \frac{I}{\Phi}. \quad (7-6a)$$

Характеристики фиг. 7-14 сняты у фотоэлементов до их утомления. Поэтому наклон их определяет начальную чувствительность фотоэлементов.

Численные значения начальной чувствительности приведены в столбце 4 сводной табл. 7-3, содержащей параметры фотоэлементов, выпускаемых нашей промышленностью.

Таблица 7-3

**Типы и параметры фотоэлементов, выпускаемых нашей промышленностью**

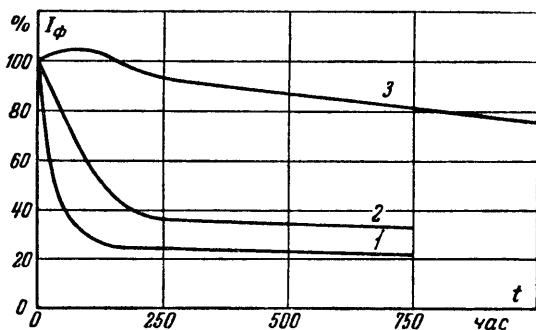
Тип фотоэлемента	Напряжение питания, в	Потенциал зажигания, в	Начальная чувствительность по току, $\mu\text{ка/лм}$	Длительность первоначальной чувствительности, час	Остаточная чувствительность по току после длительного периода работы в % от начальной	Оносительная чувствительность по напряжению, $\mu\text{ка/лм}$	Темновой ток, а
ЦВ-1	240	—	20	—	—	—	$1 \cdot 10^{-7}$
ЦВ-3	240	—	20	—	—	—	$1 \cdot 10^{-7}$
ЦВ-4	240	—	20	—	—	—	$1 \cdot 10^{-7}$
ЦГ-1	240	320	100	100	35	5—6	$1 \cdot 10^{-7}$
ЦГ-3	240	300	150	50	25	5—6	$1 \cdot 10^{-7}$
ЦГ-4	240	310	150	100	25	5—6	$1 \cdot 10^{-7}$
ЦГН-4	90	140	100	100	50	6—7	$1 \cdot 10^{-8}$
СЦВ-4	90—240	—	80	1000	90	0	$1 \cdot 10^{-8}$
СЦВ-51	90—240	—	80	1000	90	0	$1 \cdot 10^{-9}$

В обозначении типов, вошедших в табл. 7-3, буквы ЦВ и ЦГ относятся к вакуумным и газонаполненным фотоэлементам с кислородно-цезиевым катодом, а буквы СЦВ—к вакуумным фотоэлементам с сурьмяно-цезиевым катодом. Газонапол-



ненные фотоэлементы с сурьмяно-цезиевым фотокатодом из-за неустойчивости работы промышленного применения почти не получили. Цифры в обозначении типов определяют размер фотоэлемента и условный шифр заводской разработки.

В результате утомления чувствительность фотоэлементов в ходе времени уменьшается. Ход изменения чувствительности у фотоэлементов с разными типами катодов дают кривые на фиг. 7-15. Наиболее резко уменьшается чувствительность у газонаполненных кислородно-цезиевых фотоэлементов. Меньшее утомление сказывается у вакуумных фотоэлементов с тем



Фиг. 7-15. Кривые утомления фотоэлементов.

1—кислородно-цезиевого газонаполненного; 2—кислородно-цезиевого вакуумного; 3—сурьмяно-цезиевого.

же катодом и минимальное — у вакуумных фотоэлементов с сурьмяно-цезиевым катодом.

В ходе времени чувствительность фотоэлементов, как видно из хода кривых на фиг. 7-15, стабилизируется. Примерное время, которое для этого требуется, указано в столбце 5 табл. 7-3, а в столбце 6 указаны значения остаточной чувствительности по окончании периода интенсивного уменьшения чувствительности.

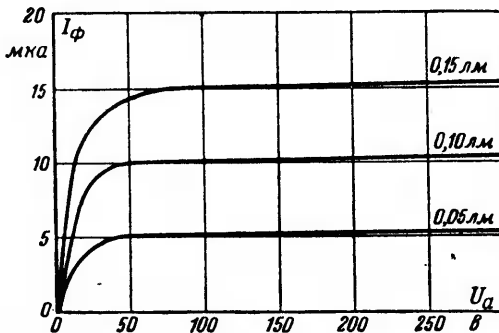
Приведенные значения чувствительности относятся к номинальным напряжениям питания фотоэлемента, указанным в столбце 2.

Зависимость тока от напряжения на электродах прибора определяется вольтамперной характеристикой фотоэлемента. Она неодинакова у вакуумных и газонаполненных фотоэлементов.

Семейство вольтамперных характеристик вакуумных фотоэлементов при трех значениях светового потока приведено на фиг. 7-16. Постепенный подъем тока обусловлен тем, что при малых напряжениях часть электронов пролетает мимо анода, попадая на соседние участки катода. Это имеет место из-за относительно малой приемной поверхности кольцевого анода.

При переходе на участок насыщения (примерно при  $U_a \approx 50$  в) все электроны, вышедшие из катода, достигают анода. Ток насыщения тем выше, чем больше световой поток.

Рабочий режим вакуумного фотоэлемента выбирается таким, чтобы при изменениях тока, обусловленных изменением светового потока, напряжение на фотоэлементе не выходило за границы, соответствующие участкам насыщения. В этом случае ток в цепи фотоэлемента в рабочем (динамическом) режиме зависит только от изменения светового потока.



Фиг. 7-16. Вольтамперные характеристики вакуумного фотоэлемента.

Уравнение тока в функции потока соответствует в этом случае линейной части световой характеристики.

$$I_{\phi} = k_0 \Phi. \quad (7-7)$$

Допустимые значения световых потоков промышленных типов фотоэлементов лежат в границах  $10^{-3} \div 10^{-2}$  лм.

Вольтамперные характеристики газонаполненных фотоэлементов определяются, как видно из фиг. 7-17, достаточно круто нарастающими кривыми. Это объясняется, как указывалось, ростом интенсивности ионизации с ростом напряжения на электродах. Каждая из кривых на фиг. 7-17 отвечает определенному значению светового потока. Здесь ток  $I_{\phi}$  в динамическом режиме становится функцией двух переменных величин  $\Phi$  и  $U_a$ .

Полный дифференциал изменения тока при этом равен:

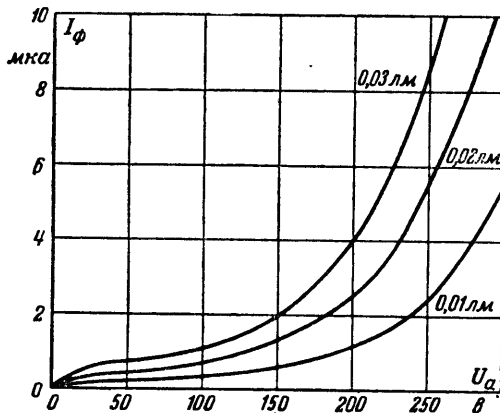
$$dI_{\phi} = \frac{\partial I_{\phi}}{\partial \Phi} d\Phi + \frac{\partial I_{\phi}}{\partial U_a} dU_a. \quad (7-8)$$

Дробь  $\frac{\partial I_{\phi}}{\partial U_a}$  определяет крутизну характеристики или иначе — чувствительность тока к напряжению (обратная ей вели-

чина  $\frac{\partial U_a}{\partial I_\phi}$  определяет собой не что иное, как внутреннее сопротивление фотоэлемента  $R_i$ ).

Обозначая чувствительность по напряжению через  $g = \frac{\partial I_\phi}{\partial U_a}$  и учитывая (7-6), мы можем переписать (7-8) в таком виде:

$$dI_\phi = k_0 d\Phi + g dU_a. \quad (7-8a)$$



Фиг. 7-17. Вольтамперные характеристики газонаполненного фотоэлемента.

Изменение напряжения на фотоэлементе при заданном напряжении источника питания  $E_a$  и нагрузочном сопротивлении  $R_a$  равно:

$$dU_a = -R_a dI_\phi. \quad (7-9)$$

Подставляя  $dU_a$  из (7-9) в (7-8a) и решая уравнение в отношении  $dI_\phi$ , находим:

$$dI_\phi = \frac{k_0}{1 + gR_a} d\Phi. \quad (7-10)$$

При ограниченном изменении тока в пределах прямолинейных участков вольтамперных характеристик вместо дифференциалов в уравнение (7-10) могут быть введены конечные величины и тогда ток (в предположении, что прямолинейный участок вольтамперной характеристики проходит через начало координат) связан с потоком равенством

$$I_\phi = \frac{k_0}{1 + gR_a} \Phi. \quad (7-11)$$

Сопоставляя (7-11) с (7-7), мы видим, что интегральная чувствительность в динамическом режиме при использовании газонаполненных фотоэлементов меньше, чем в статическом в  $1 + gR_a$  раз. Коэффициент

$$\frac{k_0}{1 + gR_a} \quad (7-12)$$

можно рассматривать, таким образом, как интегральную чувствительность фотоэлемента в динамическом режиме.

Падение напряжения на нагрузочном сопротивлении равно при этом

$$U_R = \frac{k_0}{1 + gR} R_a \Phi = kR_a \Phi. \quad (7-13)$$

При изменении светового потока не от нуля, а от  $(1 - m)$  доли его до полного (модуляция потока с коэффициентом  $m$ ) изменение тока определяется равенством

$$I_\phi = mk\Phi, \quad (7-14)$$

а изменение напряжения — равенством

$$U_R = mkR_a \Phi. \quad (7-15)$$

Значения параметра  $g_0$  (отнесенного к одному люмену падающего светового потока) приведены в столбце 6 табл. 7-3. В таблице даны средние значения, соответствующие примерно прямолинейным участкам вольтамперных характеристик (график от 50 до 125  $\vartheta$ ).

При быстром изменении светового потока токи в газонаполненных фотоэлементах могут идти с некоторым сдвигом во времени по отношению к изменениям светового потока.

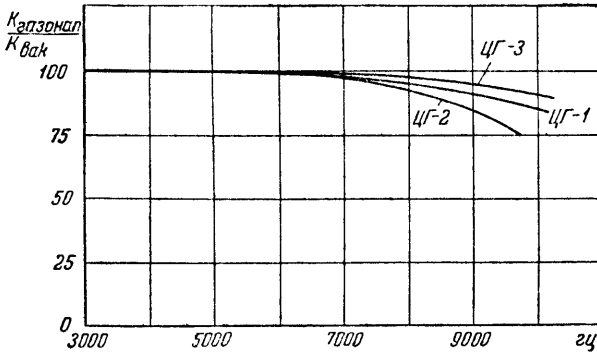
В результате получающейся инерции, обусловленной процессами ионизации газа, токи не достигают тех предельных значений, которые соответствуют максимальным потокам при их медленном изменении.

Уменьшение относительной величины тока по отношению к току вакуумного фотоэлемента (в процентах) в функции от частоты определяет собой частотную характеристику фотоэлементов. Частотные характеристики для трех типов газонаполненных фотоэлементов приведены на фиг. 7-18.

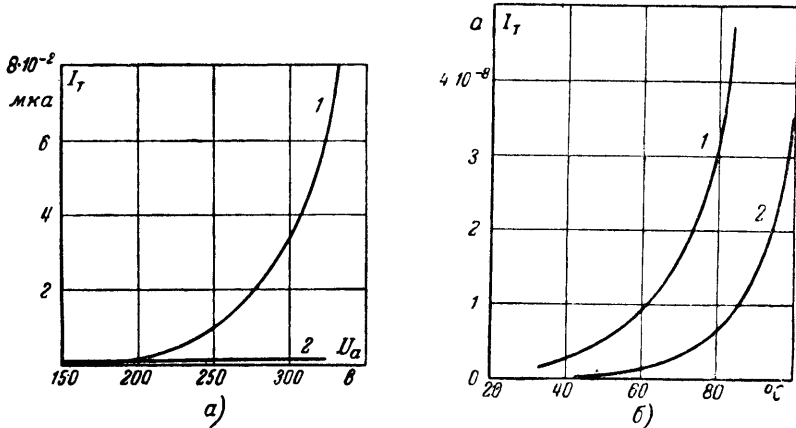
При использовании фотоэлемента приходится учитывать еще один важный параметр, внесенный в столбец 5 табл. 7-3, а именно: темновой ток  $I_T$ . Этот ток проходит через неосвещенный фотоэлемент, когда на электроды дано напряжение.

Темновой ток обусловлен главным образом термоэмиссией катода, а также токами проводимости по стеклу. Так как работа выхода у сурьяно-цезиевого катода больше, чем у кис-

лородно-цезиевого, то темновой ток у сурьмяно-цезиевого катода заметно меньше, чем у кислородно-цезиевого. Изменение абсолютных значений темновых токов у кислородно-цезиевого и сурьмяно-цезиевого катодов в зависимости от рабочего на-



Фиг. 7-18. Частотные характеристики фотоэлементов.



Фиг. 7-19. Характеристики темновых токов.

*a*—в зависимости от напряжения; *б*—от температуры; 1—кислородно-цезиевый; 2—сурьмяно-цезиевый.

пряжения, дают кривые на фиг. 7-19, *a*. В таблице приведены средние значения темнового тока при номинальном напряжении на электродах фотоэлемента.

Одним из путей ограничений темновых токов при конструировании приборов является улучшение изоляции между электродами, а в процессе эксплуатации — ограничение рабочей температуры прибора. Ход зависимости темнового тока от температуры у двух основных типов фотоэлементов дают кривые на фиг. 7-19, *б*.

## 7-5. ФОТОСОПРОТИВЛЕНИЯ

Фотосопротивлениями, как указывалось, называются вещества, у которых под действием лучистой энергии повышается проводимость. Повышение проводимости вызывается часто не только первичными электронами, т. е. электронами, освобождаемыми непосредственно квантами лучистой энергии, но и вторичными электронами, возникающими в результате взаимодействия первичных электронов с кристаллами полупроводника.

Из большого числа полупроводников, обладающих свойствами фотосопротивлений, до недавнего времени применялись главным образом селен и сернистый таллий. В последние годы разработаны и входят в жизнь новейшие типы фотосопротивлений: в первую очередь — сернисто-свинцовые, сернисто-висмутовые, а также свинцово-селеновые.

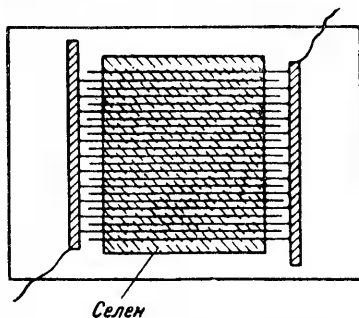
Селеновые фотосопротивления изготавливаются из селена кристаллической модификации, наносимой испарением или в виде тонкого слоя порошка ( $2-3 \cdot 10^{-3}$  см) на стеклянную пластинку, на которую предварительно положены гребенчатые электроды. Они видны из фиг. 7-20. Благодаря разветвленной поверхности электродов достигается уменьшение переходного сопротивления электродов с полупроводником. Во избежание окисления фотосопротивления размещаются в вакуумном сосуде или в сосуде с инертным газом. Конструкция других из упомянутых фотосопротивлений в принципе та же. Изменяется только состав полупроводника и технология его нанесения.

Освещение фотосопротивления меняет ток в цепи по отношению к току при отсутствии освещения (темновому току).

Как световой, так и темновой токи зависят от напряжения, приложенного к фотосопротивлению. Эта зависимость определяется ходом кривых на фиг. 7-21, где на оси ординат отложены не токи, а световое  $R_E$  (при освещенности  $E = 100$  лк\*) и темновое  $R_0$  сопротивления.

Из хода кривых видно:

1) что минимум разницы в сопротивлениях устанавливается примерно при 40—50 в.



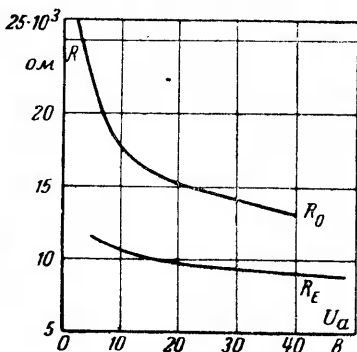
Фиг. 7-20. Конструкция селенового фотосопротивления.

\* Здесь интенсивность лучистой энергии определяется не по световому потоку, а по освещенности, так как здесь важно распределение светового потока по поверхности.

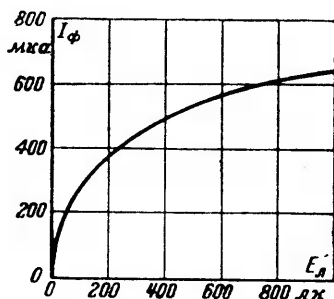
2) что световое сопротивление мало меняется с изменением напряжения. Это дает основание рассчитывать световой ток по закону Ома.

При построении световой и других характеристик фотосопротивлений ток учитывается обычно по разности токов светового и темнового.

Световая характеристика фотосопротивлений в силу появления вторичных процессов обычно не является линейной



Фиг. 7-21. Характеристики фотосопротивлений.



Фиг. 7-22. Вольтамперная характеристика фотосопротивления.

функцией от светового потока. Как показывает световая характеристика селенового фотосопротивления, приведенная на фиг. 7-22, с увеличением освещенности крутизна нарастания тока уменьшается, т. е. чувствительность фотосопротивления с ростом освещенности падает.

С достаточным для практических расчетов приближением световая характеристика может быть аппроксимирована показательной функцией

$$\Delta I = AE^x; \quad (7-16)$$

здесь  $\Delta I$  — разность между световым и темновым током;

$E$  — освещенность;

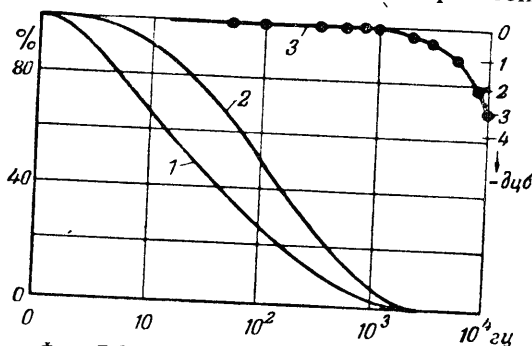
$A$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от типа и конструкции фотосопротивления;

$x$  — показатель степени, меньший единицы.

По световой характеристике, записанной для нормального принятого для данного фотосопротивления напряжения, подсчитывается и его чувствительность. Последняя намного превышает чувствительность фотоэлементов с внешним фотоэффектом. Так, чувствительность фотосопротивлений из сернистого таллия (таллофидов) достигает  $2,5 \text{ мА/лм}$  [Л. VII-7], что

почти на пять порядков выше чувствительности вакуумных фотоэлементов.

Недостатками применявшихся до сих пор фотоспротивлений являлись чрезмерные темновые токи, нестабильность тока во времени и заметная инерция. Для названных фотоспротивлений характерны также значительная утомляемость и необратимое снижение чувствительности при освещении их коротковолновым светом. Эти недостатки в значительно более слабой степени выражены у новейших типов фотоспротивлений: сернисто-свинцовых, сернисто-висмутовых. О значительно меньшей инерционности сернисто-свинцовых фотоспротивлений



Фиг. 7-23. Частотные характеристики фотоспротивлений.

1—селенового; 2—таллофидного; 3—сернисто-свинцового.

по сравнению с селеновыми таллофидными можно судить по частотным характеристикам, представленным для всех трех типов фотоспротивлений на фиг. 7-23.

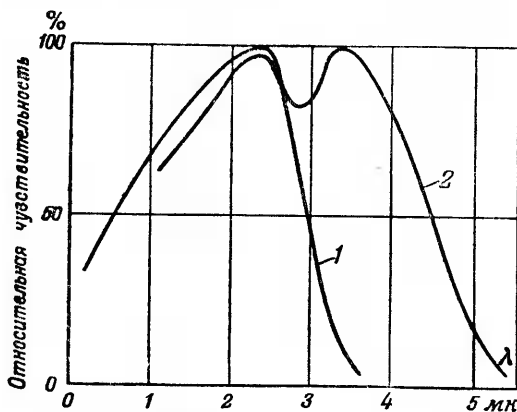
Из хода этих характеристик видно, что в то время, как у селенового (кривая 1) и таллофидного (кривая 2) частотные характеристики из-за инерционности процесса развития и спада тока начинают снижаться в области низких частот, у сернисто-свинцовых фотоспротивлений (кривая 3) заметное снижение характеристики начинается только при частоте в 5 000 гц.

Чувствительность сернисто-свинцовых сопротивлений, изготовленных в Ленинградском физико-техническом институте (ЛФТИ) Б. Т. Коломийцем, достигает 0,15 а/вт, или 11,5 ма/лм падающей энергии у фотоспротивлений при температуре, близкой к комнатной, и температуре источника света 2 848° К. С уменьшением температуры фотоспротивлений чувствительность их повышается, достигая нескольких ампер на ватт падающей энергии.

Чувствительность сернисто-висмутового сопротивления при освещенности в 1 лк равна 8,35 а/вт или 400 ма/лм.



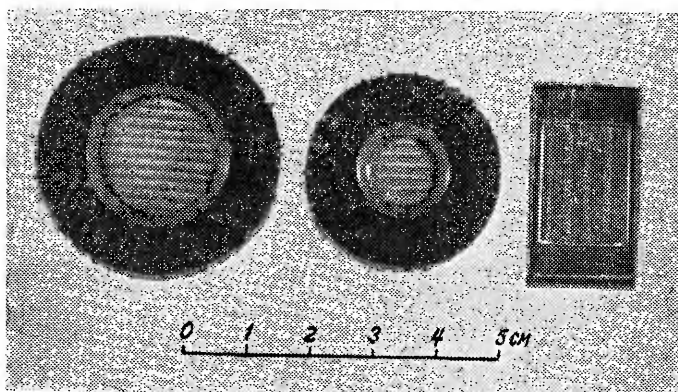
Спектральная характеристика сернисто-свинцового (кривая 1) и свинцово-селенового фотосопротивлений (кривая 2) представлены на фиг. 7-24. На оси абсцисс отложены здесь



Фиг. 7-24. Спектральные характеристики фотосопротивлений.

1—сернисто-свинцового; 2—свинцово-селенового.

длины волн в микронах. Особенность этих характеристик заключается в том, что длинноволновый порог чувствительности их лежит далеко в области инфракрасного излучения. Это дает



Фиг. 7-25. Фотосопротивление из сернистого висмута.

возможность использовать новейшие типы фотосопротивлений в качестве достаточно чувствительных индикаторов излучения тепловой энергии даже при относительно малом нагреве излучателей порядка нескольких сот градусов. Регистрация нали-

чия таких излучателей здесь возможна и в том случае, если излучатели удалены на большие расстояния.

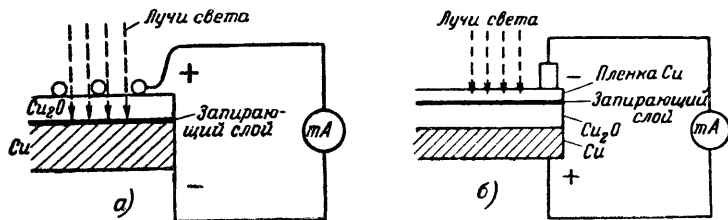
Максимум чувствительности у сернисто-висмутовых фотосопротивлений лежит в видимой части спектра.

Большая чувствительность сернисто-свинцовых и сернисто-висмутовых фотосопротивлений в значительном диапазоне световых потоков при малой инерционности процесса открыла путь к возможности использования их в схемах звукового кино, автоматических схемах управления и в ряде специальных схем.

Внешний вид фотосопротивления из сернистого висмута, изготовленных ЛФТИ в 1948 г., дает фото на фиг. 7-25. Для суждения о размерах этого сопротивления снимок сопровождается масштабом.

### 7-6. ВЕНТИЛЬНЫЕ ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Явление вентильного фотоэффекта впервые наблюдал на селеновых фотоэлементах и описал в своих работах в 1888 г. профессор Казанского университета В. А. Ульянин. Дальнейшее, однако, развитие вновь открытого явления задержалось на много лет. Свое первое техническое применение селеновые



Фиг. 7-26. Структура переднестеночного (а) и заднестеночного (б) меднозакисных фотоэлементов.

и меднозакисные вентильные фотоэлементы получили только в тридцатые годы текущего столетия.

Меднозакисный вентильный фотоэлемент изготовлялся в двух модификациях. В первой, схематически представленной на фиг. 7-26,а, структура фотоэлемента аналогична структуре меднозакисного вентиля (фиг. 2-10). Слой меди (Cu) отделен здесь от полупроводника [закиси меди ( $\text{Cu}_2\text{O}$ )] с нормальной проводимостью полупроводником с плохой проводимостью или запирающим слоем. На закись меди напылена для контакта металлическая сетка, через которую лучи света проникают в толщу полупроводника.

Электроны, переходящие из слоя закиси меди в медь, заряжают ее отрицательно, в то время как верхний слой заряжен

положительно. Уход электронов к задней стенке (по ходу лучей света) определило название этого фотоэлемента — задне-стеночный.

По другой модификации, схематически представленной на фиг. 7-26,б, медная пленка наложена на закись меди сверху и запирающий слой в процессе технологической обработки образуется под верхней пленкой меди. Лучи света, проникающие в слой закиси меди, повышают энергетический уровень отдельных электронов настолько, что они в состоянии покинуть закись меди и, пройдя через запирающий слой, зарядить медь отрицательно. Закись меди заряжается при этом положительно. Такой фотоэлемент, называемый переднестеночным, обладает большей чувствительностью, поскольку лучам света легче пройти через тонкую пленку металла, чем через слой полупроводника.

У селенового фотоэлемента (структура слоев в котором та же, что и у селенового вентиля, рассмотренного нами в § 2-3) физическая схема действия та же, что и у переднестеночного фотоэлемента. Большая чувствительность селенового вентиля фотоэлемента и, главное, совпадение его спектральной характеристики с кривой чувствительности человеческого глаза обеспечила достаточно широкое его применение. Недостатком этого фотоэлемента является недостаточная устойчивость его характеристик во времени.

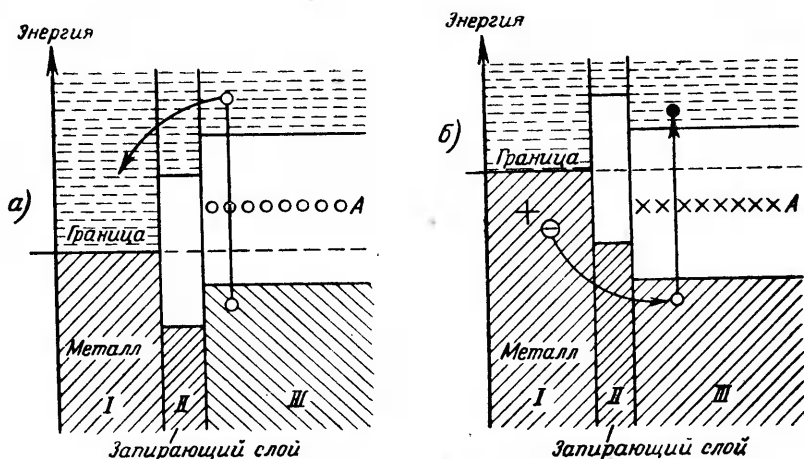
Этот недостаток в значительной мере устранен в новейших типах фотоэлементов: серно-серебряном, разработанном физическим институтом Украинской Академии наук, и серно-таллиевом фотоэлементе, разработанном сотрудниками физического института Академии наук СССР Ю. П. Маслаковцем и Б. Т. Коломийцем.

Общность в физическом механизме действия селеновых и меднозакисных фотоэлементов определяется тем, что селен и закись меди — полупроводники дырочные, между тем как сернистый таллий и сернистое серебро — полупроводники электронные (см. § 2-3).

Энергетическая схема, поясняющая механизм перехода электронов от полупроводника к металлу через запирающий слой при дырочном полупроводнике, представлена на фиг. 7-27,а, а при электронном — на фиг. 7-27,б.

В обеих диаграммах сопряжены три слоя: 1) слой металла I с заполненной энергетической зоной; 2) запирающий слой II — с высокой запретной зоной; 3) слой полупроводника III — с локальными уровнями в запретной зоне. Локальные уровни создаются атомами примесей. Середина запретной зоны в запирающем слое сопряжена слева в обеих диаграммах с границей заполненной зоны в металле, а справа при дырочном полупроводнике (фиг. 7-27,а) — с серединой полосы, отделяю-

щей локальные уровни полупроводника от заполненной зоны в нем, а при электронном полупроводнике (фиг. 7-27,б) — с середины полосы, отделяющей локальные уровни примесей от зоны уровней возбуждения. При переводе квантами лучистой энергии электронов из заполненной зоны полупроводника в зону уровней возбуждения электроны полупроводника (левая диаграмма) имеют возможность перейти из полупроводника через зону уровней возбуждения в запирающем слое



Фиг. 7-27. Энергетические схемы вентильных фотоэлементов.  
а—при дырочном полупроводниковом слое; б—при электронном полупроводниковом слое.

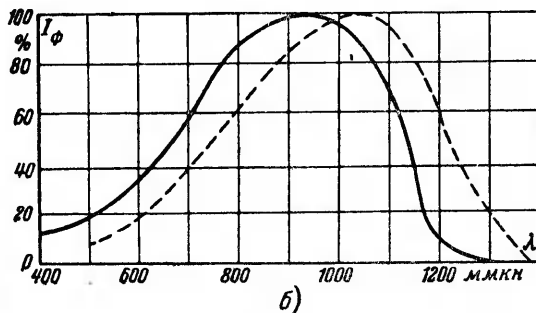
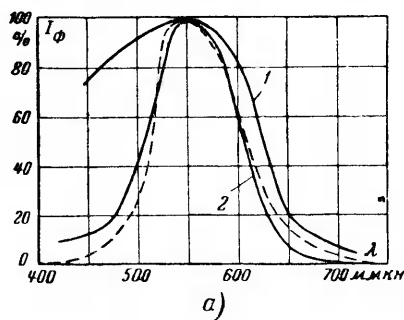
в металл, в то время как в электронном полупроводнике из-за высокого уровня запретной зоны в запирающем слое этой возможности нет. Здесь электрон переходит из металла в полупроводник. В результате в селеновом фотоэлементе металл, отделенный запирающим слоем от полупроводника, отрицателен, а в серно-галлиевом и серно-серебряном фотоэлементах этот металл положителен.

Спектральная характеристика селенового фотоэлемента приведена на фиг. 7-28,а, а серно-галлиевого и серно-серебряного — на фиг. 7-28,б. Особенность характеристики селенового фотоэлемента состоит в том, что при некоторой корректировке ее светофильтром она оказывается очень близкой к кривой чувствительности человеческого глаза. Последняя кривая также приведена на фиг. 7-28,а. Этим объясняются преимущества применения селенового фотоэлемента в объективной фотометрии. Чувствительность селенового фотоэлемента не превышает 0,2—0,5  $ма/лм$ , в то время как чувствительность

серно-серебряного достигает 2—4  $ма/лм$ , а серно-талливого 4—6  $ма/лм$ .

При несколько меньшей чувствительности серно-серебряные фотоэлементы обладают преимуществом меньшей утомляемости и большей стабильности.

Световая характеристика вентильного фотоэлемента может быть также определена по зависимости выходного тока  $I_2$  от падающего на элемент светового потока  $\Phi$ , но при этом необходимо указать то внешнее сопротивление, при котором эта характеристика снимается. Влияние внешнего и внутреннего сопротивлений на ток  $I_2$  поясняется схемой замещения, представленной на фиг. 7-29. Ток в схеме зависит как от возникающей разности потенциалов (э. д. с. —  $E$ ) и внутреннего сопротивления запирающего слоя  $r_1$  (включенного параллельно э. д. с.), так и от внешнего



Фиг. 7-28. Спектральные характеристики вентильных фотоэлементов.

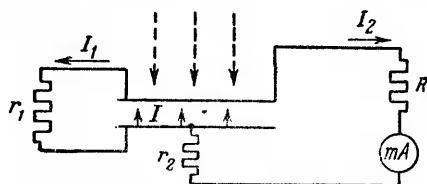
а — селенового; 1 — без коррекции; 2 с корректирующим светофильтром; пунктирная кривая — чувствительность человеческого глаза; б — серно-талливого (сплошная кривая) и серно-серебряного (пунктирная кривая).

нагрузочного сопротивления  $R$ , включенного последовательно с сопротивлением полупроводника  $r_2$ . Сопротивление запирающего слоя  $r_1$  включено в схеме параллельно, в связи с тем, что часть электронов, уходящих к электроду, где они повышают концентрацию против нормальной, возвращается обратно через сопротивление запирающего слоя. Доля тока, вызываемого этими электронами, зависит от величины нагрузочного сопротивления.

Обычно сопротивление  $r_1$ , определяемое этой долей тока, в 10—20 раз больше сопротивления  $r_2$ . Оба эти сопротивления изменяются с изменением освещенности. Особенно заметно сказывается на ходе характеристик изменение сопротивления  $r_1$ ,

Семейство световых характеристик селенового фотоэлемента при разных нагрузочных сопротивлениях  $R$  представлено на фиг. 7-30,а. Из этого семейства видно, что чем меньше внешнее сопротивление  $R$ , тем выше проходит световая характеристика и тем она прямолинейнее.

Для оценки чувствительности пользуются также током короткого замыкания  $I_k$  (получаемым при соединении электродов фотоэлемента через



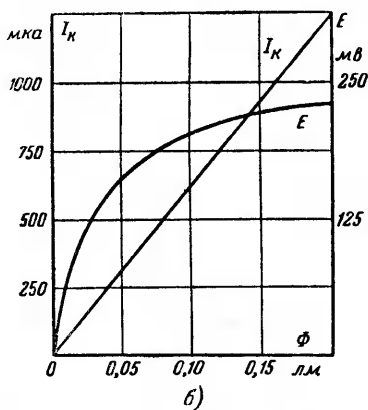
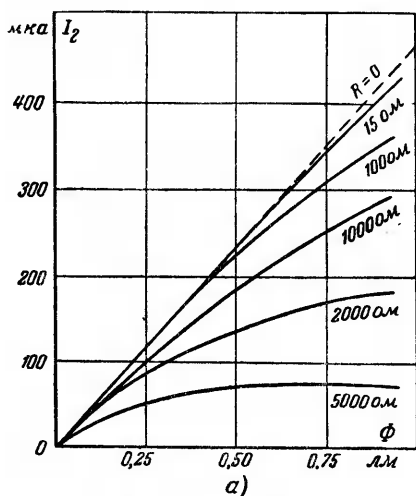
Фиг. 7-29. Схема замещения вентильного фотоэлемента.

измерительный прибор непосредственно) и величиной э. д. с.  $E$  (получаемой при разомкнутой внешней цепи фотоэлемента). Электродвижущая сила холостого хода на основе схемы замещения может быть связана с потоком  $\Phi$  через ток короткого замыкания двойным равенством

$$E = I_k r_1 = r_1 k_0 \Phi. \tag{7-17}$$

Зависимость  $I_k$  и  $E$  от падающего на фотоэлемент светового потока для серно-галлиевого фотоэлемента приведена на фиг. 7-30,б.

По двум предельным характеристикам фотоэlemen-



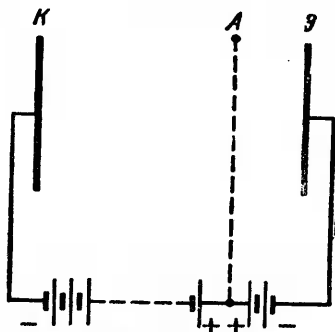
Фиг. 7-30. Световые характеристики вентильного фотоэлемента.

та: э. д. с. холостого хода и тока короткого замыкания, можно определить по (7-17) интегральную чувствительность фотоэлемента при любом нагрузочном сопротивлении.

Вентильные фотоэлементы получили распространение в ряде фотоизмерительных схем (люксметры, микрофотометры, денситометры и т. д.). Их преимущество, как указывалось, заключается в том, что для них не требуется иметь внешнего источника питания. Недостатком их является то, что внутреннее сопротивление (сопротивление  $r_1$  в схеме замещения) у них мало и поэтому усиление фототоков, получаемых от таких фотоэлементов, затруднено, требуя дорогостоящих усилителей.

### 7.7. ФОТОУМНОЖИТЕЛИ

Весьма малые токи, даваемые фотоэлементами (измеряемые микроамперами), ставят перед необходимостью усилить ток даже в том случае, когда орган, реагирующий на ток фотоэлемента, работает в диапазоне единиц и десятков миллиампер. Поэтому большинство фотоэлектронных устройств включает в себя как необходимый элемент усилительное звено.



Фиг. 7-31. Принципиальная схема использования вторичной эмиссии для усиления тока.

Поиски путей к усилению тока внутри самого фотоэлектронного прибора привели вначале к созданию фотоэлементов с газовым наполнением, коэффициент усиления которых, как мы видели, крайне ограничен, а затем и к созданию фотоэлектронных приборов, где усиление тока достигается за счет вторичной эмиссии. Фотоэлектронный прибор с однокаскадным усилением тока с помощью вторичной эмиссии был предложен в ВЭИ П. В. Тимофеевым [Л. VII-3]. Пионером разработки и создания многокаскадных фотоэлектронных приборов, где фототок усиливается с помощью вторичной эмиссии (фотоумножителей), явился лауреат Сталинской премии Л. А. Кубецкий [Л. VII-5].

Схема использования вторичной эмиссии (явление, которое было кратко описано в § 4-7) для усиления тока в фотоэлектронном приборе показана на фиг. 7-31. Здесь  $K$  — катод, испускающий под действием света первичные электроны (фотоэлектроны);  $\mathcal{E}$  — эмиттер — поверхность, отдающая под действием бомбардировки ее первичными электронами вторичные электроны;  $A$  — анод в виде сетки-приемника вторичных электронов.

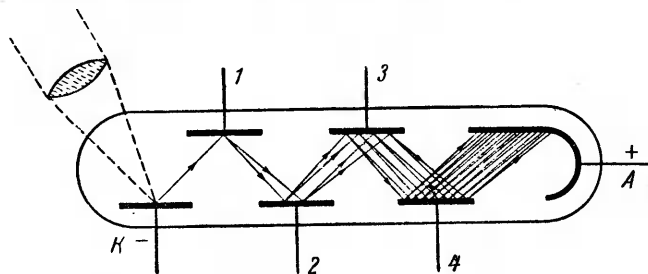
Отношение числа вторичных электронов, покидающих эмиттер, к числу первичных электронов определяет собой ко-

эффицент вторичной эмиссии. Этот коэффициент зависит, во-первых, от структуры эмиттера и, во-вторых, от той скорости (энергии), с которой первичные электроны достигают эмиттера. Скорость электронов в свою очередь зависит от абсолютной величины того положительного потенциала, который сообщается эмиттеру по отношению к катоду.

Для отвода вторичных электронов от эмиттера к аноду  $A$ , называемому также коллектором, сообщается положительный потенциал по отношению к эмиттеру. Число электронов, принимаемых анодом, и определяет собой ток во внешней цепи. Этот ток, если пренебречь рассеянием первичных электронов на их пути к эмиттеру и вторичных электронов на их пути к аноду, больше тока  $I_1$ , создаваемого первичными электронами, в  $\sigma$  раз

$$\frac{I_2}{I_1} = \sigma. \quad (7-18)$$

Усиление тока может быть значительно повышено, если внутрь прибора ввести не один, а ряд эмиттеров, как схематически показано на фиг. 7-32. Поток вторичных электронов, превышающий в  $\sigma$  раз число фотоэлектронов, покидает



Фиг. 7-32. Схема электронного умножителя.

под действием электрического поля первичный эмиттер и уходит ко второму. Здесь электронный поток усиливается вновь в  $\sigma$  раз, возрастая по отношению к фотоэлектронному потоку в  $\sigma^2$  раз. После третьего эмиттера ток усиливается в  $\sigma^3$  раз и т. д. Пройдя  $n$  эмиттеров, поток усиливается, таким образом, в  $\sigma^n$  раз:

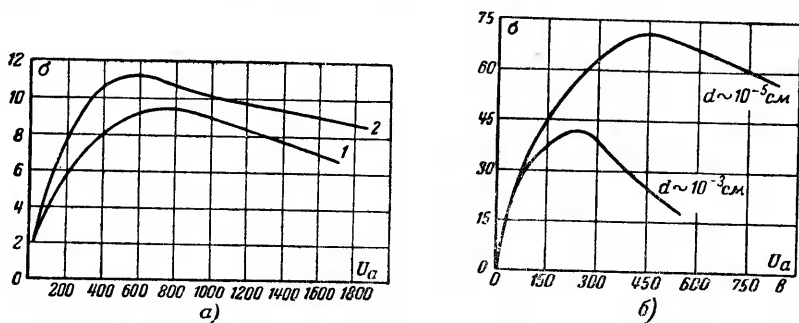
$$q = \sigma^n. \quad (7-19)$$

При заданном коэффициенте вторичной эмиссии  $\sigma$  общий коэффициент усиления фотоумножителя зависит от числа каскадов усиления.

Чистые металлы дают коэффициент вторичной эмиссии не выше 1,3—1,4. Чистые полупроводники обладают примерно тем же коэффициентом вторичной эмиссии. Иначе обстоит де-



ло со сложными поверхностями, аналогичными по структуре сложным фотокатодам. Здесь коэффициент вторичной эмиссии достигает при напряжениях в несколько сот вольт значений 8—10. Так, у кислородно-цезиевого эмиттера, аналогичного по структуре кислородно-цезиевому фотокатоду, коэффициент вторичной эмиссии достигает, как показывают кривые на фиг. 7-33, а значений 8—10. Примерно тех же значений дости-



Фиг. 7-33. Кривые зависимости коэффициента вторичной эмиссии от скорости первичных электронов.

а — 1 — кислородно-цезиевый эмиттер; 2 — сурьмяно-цезиевый эмиттер;  
б — кислородно-магниевого эмиттер.

гает вторичная эмиссия у сурьмяно-цезиевых и серно-цезиевых эмиттеров, изготовленных на медной подложке. Сурьмяно-цезиевые эмиттеры не обеспечивают, однако, устойчивой эмиссии и потому они пока не применяются. Наибольшее распространение получили в настоящее время кислородно-цезиевые эмиттеры.

Ход кривых зависимости коэффициента вторичной эмиссии от скорости первичных электронов заслуживает внимания с точки зрения выбора напряжения на один усилительный каскад и общего напряжения на фотоумножителе.

Вначале коэффициент вторичной эмиссии растет благодаря возрастающей энергии первичных электронов, а затем, пройдя максимум, коэффициент вторичной эмиссии начинает снижаться в силу освобождения вторичных электронов в более глубоких слоях эмиттера, откуда вторичным электронам трудно выйти из-за значительных потерь энергии при их столкновениях с другими свободными электронами.

Большие значения коэффициента вторичной эмиссии у разработанных П. В. Тимофеевым и Р. М. Арановичем кислородно-магневых эмиттеров авторы объясняют влиянием поверхностных положительных зарядов, облегчающих выход электронов из поверхностных слоев эмиттера. Коэффициенты вторичной эмиссии у таких эмиттеров, создаваемые путем

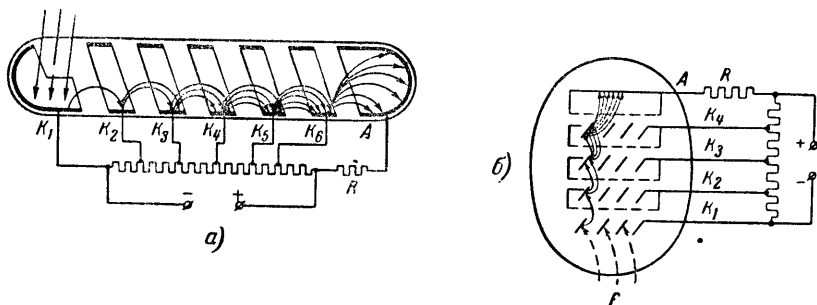
нанесения слоя окиси магния на никелевую подложку, приведены на фиг. 7-33,б. Верхняя из приведенных кривых относится к толщине этого слоя в  $10^{-3}$  см. Максимум коэффициента вторичной эмиссии достигает здесь 40—80 при скорости первичных электронов 200—450 в. Реализация таких высоких значений  $\sigma$  в промышленных типах конструкций фотоумножителей еще не достигнута из-за появляющейся неустойчивости в электронной эмиссии.

В силу этого и в этих эмиттерах практически пока используется коэффициент  $\sigma$  не выше 3—4. Преимущество кислородно-магниевого эмиттера при этом заключается в малой чувствительности  $\sigma$  к температурным изменениям.

Так как для получения высоких значений  $\sigma$  (с целью уменьшения числа каскадов  $n$ ) надо давать на каскад более высокое напряжение  $U_1$  (до достижения максимума в кривой  $\sigma$ ), то при заданном напряжении питания фотоумножителя  $E_a$ , определяемом из равенства

$$E_a = nU_1, \quad (7-20)$$

выбор наивыгоднейшего числа каскадов  $n$  решается при совместном учете кривой коэффициента вторичной эмиссии и уравнения (7-20).



Фиг. 7-34.

а—схема фотоумножителя Кубецкого; б—схема фотоумножителя Векшинского.

Впервые предложенная Л. А. Кубецким (в 1934 г.) конструкция фотоумножителя («трубка Кубецкого») схематически представлена на фиг. 7-34,а. Осажденный внутри стеклянной трубки серебряный слой разбивается на ряд электрически изолированных между собой колец. Кольца обрабатываются цезием и кислородом аналогично обработке оксидно-цезиевых фотокатодов. Подобные же трубки строятся и с серно-цезиевыми эмиттерами на медной подложке. Нужное направление движения электронов от одного эмиттера к другому (фокуси-

ровка) в данной трубке обеспечивается совместным действием полей электростатического и магнитного. Электростатическое поле создается кольцами-эмиттерами благодаря присоединению их через потенциометр к разным потенциалам источника питания. Каждый из последующих эмиттеров получает при этом по отношению к предыдущему положительное напряжение, достаточное для ускорения уходящих от предыдущего эмиттера электронов (в данном фотоумножителе от 100 до 150 в). Наклонное положение колец дает нужную конфигурацию электрического поля. Дополнительную фокусировку дает магнитное поле, пронизывающее трубку в поперечном направлении.

В другой конструкции трубки Кубецкого кольца прямые и электрическое поле создается аксиальной нитью.

Только при точной настройке магнитного поля по отношению к электрическому удастся добиться приемлемой фокусировки электронных потоков, при которой электроны последовательно обходят все каскады. Число каскадов в умножителе от 10 до 14. Напряжение питания лежит в границах от 1 500 до 2 000 в. Потребность в относительно дорогом устройстве, как постоянный магнит или электромагнит для создания магнитного поля и требуемая точная настройка полей, являются известным недостатком данного типа фотоумножителя.

Другим вариантом конструкции является фотоумножитель, разработанный в лаборатории завода «Светлана» под руководством С. А. Векшинского. Этот фотоумножитель, как видно из приведенной на фиг. 7-34,б схемы его, собран из отдельных пластин-эмиттеров с прорезями в виде жалюзи, через которые электроны переходят от одного эмиттера к другому. Общее число эмиттеров 10—12. Общее напряжение питания 1,5—2,5 кВ при напряжении на каскад 150—200 в. Высокие напряжения питания, а также трудности технологического порядка являются некоторыми недостатками данного вида фотоумножителя.

На меньшие напряжения питания ( $E_a = 750$  в) разработаны и фотоумножители во Всесоюзном электротехническом институте под руководством П. В. Тимофеева.

В фотоумножителе конструкции П. В. Тимофеева, приведенном на фиг. 7-35,б, схема которого дана на фиг. 7-35,а, управление потоком электронов на их пути от одного эмиттера к другому достигается только с помощью электрического поля. Радиальная составляющая этого поля создается аксиально расположенной сеткой, обладающей наиболее высоким потенциалом. Аксиальные составляющие поля создаются расположенными на разной высоте плоскими эмиттерами. Эмиттеры в данном умножителе кислородно-цезиевые. Распределение напряжения между эмиттерами поддерживается также потенцио-

метром. При 12 каскадах усиления напряжение питания фотоумножителя 750 в.

Основными параметрами фотоумножителя являются его чувствительность и величина выходного тока. Чувствительность фотоэлементов благодаря многокаскадному усилению тока, в  $q$  раз больше, чем у фотоэлемента.

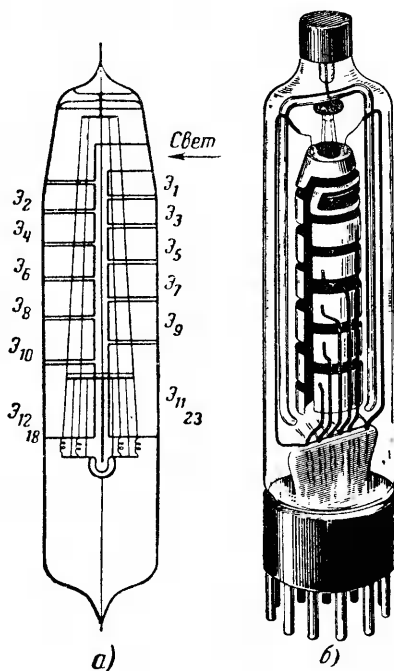
Практически  $q$  при  $\sigma = 3-4$  и 12 каскадах усиления получается на основании (7-19) больше, чем  $10^6$ .

При интегральной чувствительности фотокатода  $k = 50 \text{ мка/лм}$  мы получаем интегральную чувствительность фотоумножителя больше, чем  $5 \text{ а/лм}$ .

Наличие такой большой чувствительности, как несколько ампер на люмен, не означает, однако, что выходной ток фотоумножителя может быть доведен до нескольких ампер или даже десятых долей ампера. Выходной ток в фотоумножителе ограничен, как и в любом другом малогабаритном приборе, поверхностью электродов, эмиттирующих электроны, и величиной рабочих напряжений. В фотоэлектронных приборах к этому добавляются еще вопросы утомляемости и стабильности в работе. Ограничения по току вносятся прежде всего последними перед анодом каскадами, отдающими наибольшие электронные потоки. В силу сказанного выходной ток фотоумножителя ограничивается обычно несколькими миллиамперами. Основными характеристиками фотоумножителя, кроме спектральной, являются: световая и вольтамперная.

Световая характеристика фотоумножителя Тимофеева приведена на фиг. 7-36, а, а его вольтамперная характеристика — на фиг. 7-36, б.

Особенностью приведенной вольтамперной характеристики фотоумножителей является то, что по оси абсцисс отложена здесь не полная величина напряжения питания фотоумножителя, а только напряжение между анодом и последним каскадом

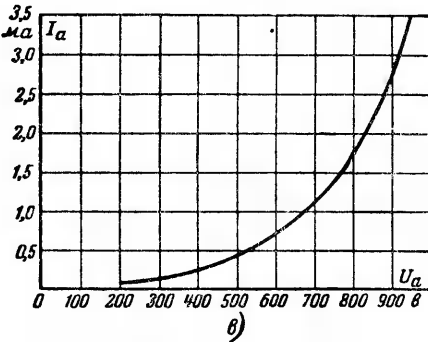
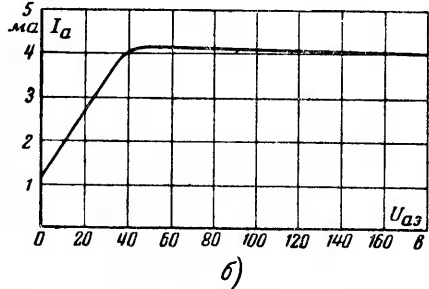
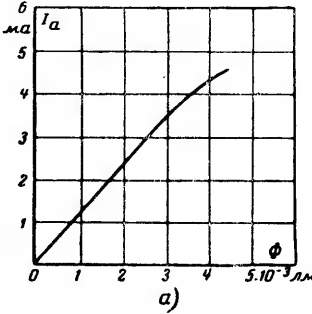


Фиг. 7-35. Фотоумножитель Тимофеева.

а—схема; б—конструкция.

его. Во внешнюю цепь между этими электродами вводится то нагрузочное сопротивление, которое принимает выходной ток фотоумножителя, являясь элементом связи между прибором и внешней цепью.

Некоторое спадание вольтамперной характеристики при превышении принятого для каскадов напряжения в 50 в объ-



Фиг. 7-36. Характеристики фотоумножителя Тимофеева.  
а — световая; б — вольтамперная выходной ступени; в — вольтамперная полная.

ясняется уходом части электронов с предпоследнего каскада непосредственно на анод.

Зависимость анодного тока от напряжения питания фотоумножителя иллюстрирует кривая на фиг. 7-36, в.

Фотоумножители применяются в специальных схемах для обнаружения чрезвычайно малых световых потоков. Применение фотоумножителей в таких схемах дает возможность либо вовсе избежать применения усилителей (в измерительных схемах с гальванометрами), либо заметно уменьшить число каскадов усиления.

## 7-8. ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

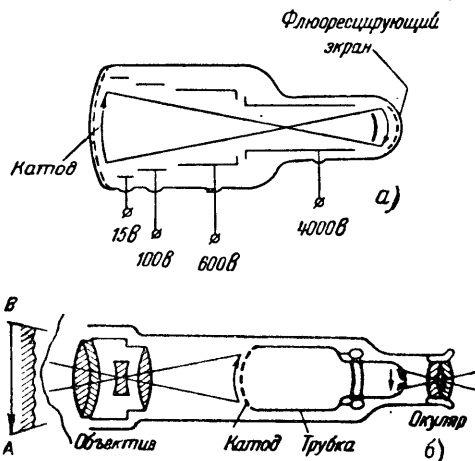
Из специальных типов фотоэлектронных приборов мы рассмотрим только электронно-оптический преобразователь, имеющий своим назначением преобразование невидимого, инфракрасного излучения в видимое на экране светящегося изображение.

Принципиальная схема простейшего электронно-оптического преобразователя представлена на фиг. 7-37, а. На внут-

ренной торцевой поверхности в одном конце стеклянного вакуумного сосуда нанесен полупрозрачный кислородно-цезиевый фотокатод, чувствительный к инфракрасному излучению, а внутренняя поверхность другого торца покрыта флюоресцирующим веществом, т. е. веществом, светящимся в месте попадания на него электронного потока (более подробно свойства флюоресцирующих экранов рассмотрены в следующей главе).

Отраженные от предметов, освещенных только инфракрасным светом, лучи, попадая на полупрозрачный фотокатод преобразователя, вызывают у него эмиссию фотоэлектронов. Количество фотоэлектронов, эмиттируемых данной площадкой катода, пропорционально плотности попадающего на нее потока лучистой энергии. Лучи разной интенсивности вызывают поэтому разные концентрации фотоэлектронов, покидающих под действием электрического поля поверхность катода. Результирующее распределение плотности фотоэлектронов, покидающих катод, соответствует поэтому очертаниям рассматриваемого объекта (фотоэлектронное изображение). Видимым, однако, делается это изображение только тогда, когда электронные потоки попадают на флюоресцирующий экран, где определенной плотности электронного потока соответствует определенная яркость свечения экрана. Для того чтобы светящееся на экране изображение соответствовало очертаниям предмета, крайне важно, чтобы распределение интенсивности электронных потоков, приходящих в соприкосновение с экраном, было то же, что и при уходе с катода. Это обеспечивается конфигурацией электрического поля, ускоряющего электроны, выходящие из катода по направлению к экрану.

Для создания электрического поля нужной конфигурации между фотокатодом и флюоресцирующим экраном размещен ряд электродов, которым сообщается, как это видно из схемы, повышающееся ступенями напряжение. Для правильного оптического формирования изображения на флюоресцирующем



Фиг. 7-37. Электронно-оптический преобразователь.

а—схема преобразователя; б—схема бинокля.

экране важно, чтобы фокус пересечения электронных лучей находился бы на вполне определенном расстоянии между катодом и экраном. Очертания предмета передаются с тем большими деталями, чем больше независимых друг от друга оптических центров на экране, соответствующих точкам изображения объекта. Число таких центров (штрихов), которые могут быть выделены на протяжении 1 мм, определяет собой разрешающую способность экрана. Одним из практических применений электронно-оптического преобразователя является бинокль для видения в темноте, схема устройства которого приведена на фиг. 7-37,б. Здесь электронно-оптический преобразователь заключен в кожух бинокля с флюоресцирующим экраном, обращенным к окуляру, и полупрозрачным фотокатодом — к объективу бинокля. Инфракрасные лучи, исходящие от неосвещенного предмета, проходят через оптическую систему в объективе, и, будучи преобразованы через фотокатод и флюоресцирующий экран, рассматриваются через окуляр.

#### 7-9. ПРИМЕНЕНИЕ ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Фотоэлемент, как весьма чувствительный прибор (датчик), реагирующей на малейшее изменение интенсивности либо спектрального состава падающей на него лучистой энергии, применяется в самых разнообразных устройствах промышленной электроники. В одних устройствах оптические факторы являются непосредственным объектом наблюдения, а в других эти факторы являются лишь вспомогательным средством для суждения об изменении физического состояния и свойств интересующих нас величин. К устройствам первого рода относятся: 1) фотометры, определяющие светоотдачу различных источников света; 2) измерители прозрачности или мутности, определяющие поглощение либо рассеяние частицами вещества лучистой энергии; 3) измерители цвета и температуры, определяющие спектральный состав окрашенных сред и состав излучения нагретых тел. К другим устройствам относятся: 1) определители размеров объекта; 2) определители положения объекта в пространстве; 3) определители хода процессов во времени; 4) регуляторы периодичности процессов; 5) регуляторы скорости процессов и т. д.

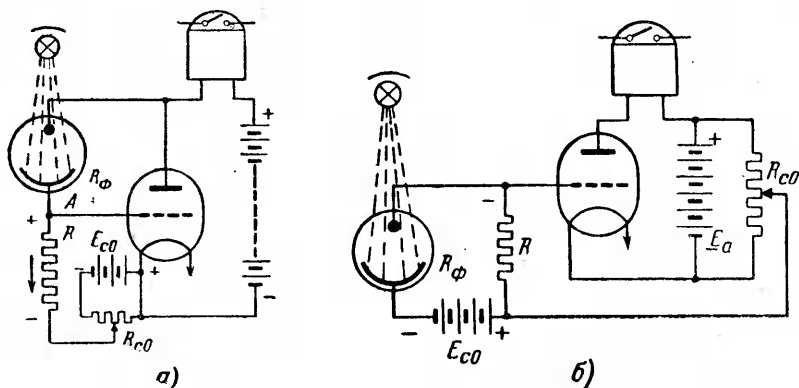
В одних случаях фотоэлектронное устройство контролирует только граничные значения величин, приводя в действие исполнительный орган устройства, когда такие значения достигаются (релейные устройства); в других случаях оно используется как непрерывный индикатор состояния объекта (измерительные устройства и датчики). Поскольку токи нормальных типов фотоэлементов обычно недостаточны, чтобы воздействовать не только на исполнительные органы устройства, но и на

измерительные приборы (стрелочного типа), то необходимым вспомогательным элементом устройства является усилительное звено того или иного вида. Это звено может быть электронным, тиратронным либо гальванометрическим (когда используется мост того или иного типа).

Анализируя фотоустройства с тиратронами и другими ионными приборами во второй части настоящего учебника, мы здесь описываем схемы некоторых типов устройств с электронным и гальванометрическим узлами усиления.

### а) Фоторелейные схемы

Простейшие типы релейных схем приведены на фиг. 7-38, а и б. Фотоэлемент и включенное с ним последовательно нагрузочное сопротивление  $R$  в схеме фиг. 7-38, а образуют своего



Фиг. 7-38. Фоторелейные схемы.

а — на освещение; б — на затемнение.

рода делитель напряжения со средней точкой  $A$ , присоединенной к сетке усилительной лампы.

При изменении освещенности изменяется ток в фотоэлементе, что при заданном напряжении питания означает изменение внутреннего сопротивления фотоэлемента  $R_\phi$ . С изменением фототока изменяется и падение напряжения в сеточном сопротивлении  $R$ . При росте освещенности потенциал точки  $A$  (потенциал сетки) делается менее отрицательным, поскольку возрастающее положительное падение напряжения в сопротивлении  $R$  (из-за уменьшающегося с ростом освещенности внутреннего падения напряжения в фотоэлементе) в большей мере ослабляет отрицательное напряжение смещения лампы  $E_{c0}$ . Ток в лампе при этом возрастает, и когда он достигает критического значения, реле, включенное в анодную цепь лампы, срабатывает.



В схеме на фиг. 7-38,б усиление освещенности приводит, наоборот, к увеличению абсолютного значения отрицательного напряжения на сетке, в результате ток в лампе уменьшается, и при критическом значении освещенности реле срабатывает.

Изменения напряжения на сеточном сопротивлении в обеих схемах определяются произведением

$$U_R = I_{\phi} R; \quad (7-21)$$

здесь  $I_{\phi}$  — изменение тока в фотоэлементе, соответствующее определенному изменению светового потока  $\Phi$ .

Критерием к выбору численной величины сеточного сопротивления  $R$  служит то, что оно должно быть, во-первых, соразмерно внутреннему сопротивлению фотоэлемента и, во-вторых, что оно должно быть заметно меньше входного сопротивления утечки усилительной лампы. На выбор сопротивления  $R$  при переменном световом потоке влияет также емкость сетка — катод.

Для оценки возможных к получению выходных токов при одном каскаде электронного усилителя определим примерную величину выходного тока, которую можно получить при нормальном для фотоэлементов изменении светового потока в границах от  $5 \cdot 10^{-3}$  до  $10^{-2}$  лм.

При интегральной чувствительности фотоэлемента 50—100 мка/лм ток в фотоэлементе при предельном изменении светового потока достигнет 0,5—1 мка.

Сопротивление нагрузки выбирают  $10^7$  ом, что примерно на порядок ниже сопротивления утечки входной лампы усилительного каскада (при нормальном типе ламп).

Падение напряжения в сопротивлении достигнет при этом значений

$$U_R = I_{\phi} R = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^7 = 10 \text{ в.}$$

При крутизне усилительной схемы  $S_{\text{дин}}$  изменение тока на выходе у лампы будет:

$$I_a = S_{\text{дин}} I_{\phi} R.$$

Если, например, принять, что  $S_{\text{дин}} = 2$  ма/в, то при указанных выше значениях тока фотоэлемента и нагрузочного сопротивления ток на выходе

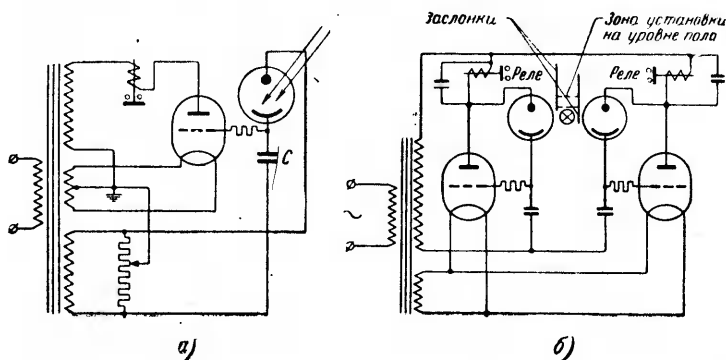
$$I_a = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} \cdot 10^7 = 20 \cdot 10^{-3} \text{ а} = 20 \text{ ма.}$$

Это дает увеличение выходного тока усилительного звена в 20 000 раз по отношению к току фотоэлемента. Это значение коэффициента усиления является средним. При выборе ламп с меньшим сопротивлением утечки в цепи ламп (что позволяет увеличить величину  $R$ ) и выборе фотоэлемента, допускающего большие световые потоки и обладающего большей чувствительностью, общий коэффициент усиления может быть доведен до 40 000.

Результирующая чувствительность звена фотоэлемент—усилительная лампа достигает при этом значении 5 а/лм, что соответствует чувствительности фотоумножителей. Мощность, которая может быть получена на выходе усилителя, достигает 5—10 вт, что достаточно не только для измерительных и контрольных приборов, но и для управления небольшим исполнительным механизмом. Нижний порог чувствительности схемы по току определяется флюктуациями темнового тока фотоэлемента.

В схемах фиг. 7-38, *а* и *б* питание фотоэлемента производится от источника постоянного либо выпрямленного тока. На схеме фиг. 7-39, *а* питание фотоэлемента и лампы производится от источника переменного напряжения. Последовательно с фотоэлементом в этом случае включена емкость. Общая точка их связи соединена с сеткой лампы, катод которой соединен со средним выводом у вторичной обмотки трансформатора питания фотоэлемента.

В результате мы получаем известную схему активно-емкостного фазосмещателя. Между сеткой и катодом лампы воз-



Фиг. 7-39. Релейные схемы с питанием переменным током.

*а*—с одним фотоэлементом; *б*—с двумя для фиксации места установки подъемника.

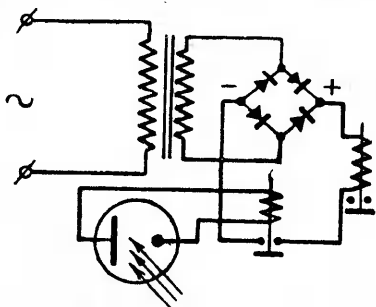
никает переменное напряжение, фаза которого зависит от отношения внутреннего сопротивления фотоэлемента и емкостного сопротивления конденсатора. С изменением освещенности фаза сеточного напряжения изменяется. Поскольку и анод усилительной лампы питается переменным напряжением, то лампа работает в режиме фазового усилителя, рассмотренного в § 5-21.

С изменением фазы сеточного напряжения по отношению к фазе анодного изменяется среднее значение тока в фазовом усилителе от нуля до полной величины. Схема с питанием от переменного напряжения проще, но она обеспечивает вполне устойчивую работу только в тех случаях, когда междуэлектродные емкости и емкость соединительных проводов не оказывают заметного влияния на настройку работы схемы.

Применение схемы с питанием от переменного напряжения для фиксации уровня, на котором должна произойти остановка подъемного лифта, иллюстрирует фиг. 7-39, *б*. Здесь два фотоэлемента с освещающим их источником света укреплены на крышке кабины лифта. Токи обоих фотоэлементов усиливаются независимо друг от друга и приводят в действие реле,

управляющее скоростью и направлением вращения двигателя подъемного устройства.

Реле, которыми управляют фотоэлементы, воздействуют на схему блокировочного устройства на щите управления, так что при освещении обоих фотоэлементов двигатель вращается с нормальной скоростью в направлении подъема. При затемнении заслонкой, укрепленной на стене шахты правого



Фиг. 7-40. Релейная схема с вентиляльным фотоэлементом.

фотоэлемента, срабатывает связанное с ним реле, в результате чего в ротор двигателя включается сопротивление и двигатель замедляет свой ход. Такое замедление хода начинается в соответствии с местом установки заслонки, примерно на несколько десятков сантиметров до требуемого уровня останова кабины. Полная остановка двигателя и кабины происходит при вхождении фотоэлемента в зону, где заслонками закрываются оба фотоэлемента. Если в силу инерции либо другой скорости двигателя кабина перешла требуемый уровень, то освещенным остается только правый фотоэлемент, срабатывание его реле реверсирует двигатель, и кабина возвращается к требуемому уровню.

Релейная схема с применением вентиляльного фотоэлемента приведена на фиг. 7-40. Здесь фотоэлемент питает непосредственно чувствительное реле предварительного включения. Сопротивление катушки такого реле мало, потому ток в ней достаточен для получения четкого срабатывания. Чувствительное реле вводит в свою очередь в действие рабочее реле, питаемое либо непосредственно от цепи переменного тока, либо при электромагнитном реле постоянного тока питание производится через вентиляльный полупроводниковый мост, как это соответствует схеме фиг. 7-40.

## б) Фотометрические схемы

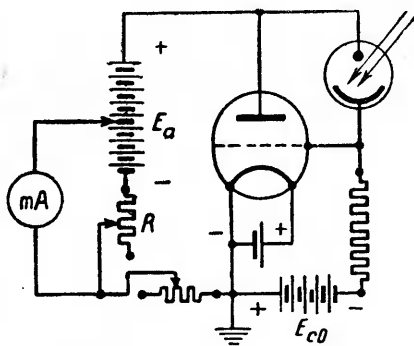
Схема, применяемая для фотометрирования ламп накаливания, приведена на фиг. 7-41. Вакуумный либо газонаполненный фотоэлемент в такой схеме помещается внутри шарового фотометра и освещается рассеянным от его стенок светом. Интенсивность освещения получается в этом случае пропорциональной световому потоку, излучаемому фотометрируемым источником света.

Действие фотоэлемента, как и в схеме 7-38,а, сводится к изменению сеточного потенциала усилительной лампы, что влияет на выходной ток ее. Пропорциональность выходного тока лампы и освещенности обеспечивается прямолинейностью рабочего участка ее характеристики. Выбор участка обуславливается выбором величины смещения.

Изменения тока фотоэлемента регистрируются в данной схеме миллиамперметром, включенным так, что он измеряет разность двух токов: 1) тока, проходящего через лампу, и 2) тока, поступающего непосредственно от батареи  $E_a$ . Это позволяет исключить постоянную составляющую тока лампы и темновой ток фотоэлемента и тем самым установить нулевой отсчет для светового потока фотометрируемого источника.

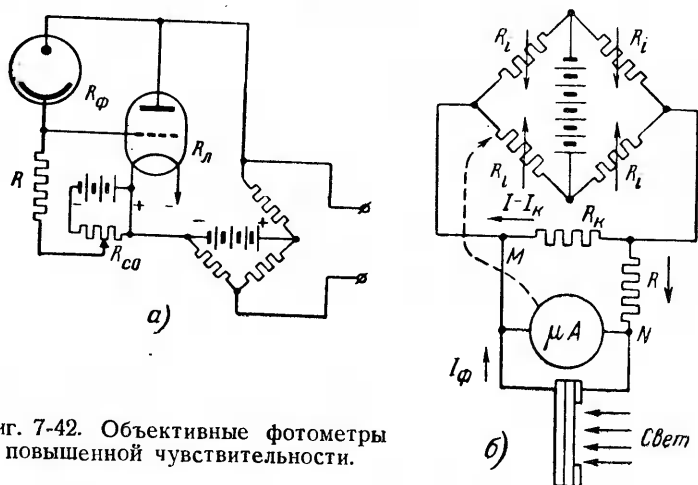
Для коррекции нулевого отсчета при регулировке смещения  $E_{c0}$  либо при замене фотоэлемента или усилительной лампы на другие экземпляры служит регулировочное сопротивление  $R$ . Изменяя величину этого сопротивления, мы тем самым изменяем ток компенсации, даваемый батареей.

Вариант фотометрической схемы с большей чувствительностью, позволяющий измерять светоотдачу самых маломощных источников света, представлен на фиг. 7-42,а. Здесь фотоэлемент с усилительной лампой входит в качестве одного из плеч активного (омического) измерительного моста, который является одновременно и вторым (гальванометрическим) звеном усиления в схеме. Непосредственное включение фотоэлемента в одно из плеч моста было бы здесь неуместно, так как внутреннее сопротивление фотоэлемента с внешним фотоэффектом, как мы видели, весьма велико и потому другие сопротивления моста для соизмеримости требовалось бы также иметь большими. Это привело бы к малым токам на выходе или потребовались бы большие напряжения питания моста. В данной схеме триод помимо усилительных функций выполняет, таким образом, еще функции преобразователя большого сопротивления в малое. С изменением освещенности меняется в этой схеме как внутреннее сопротивление фотоэлемента, так и пропорциональное ему внутреннее сопротивление лампы.



Фиг. 7-41. Объективный фотометр.

Измерительный прибор, включенный на выходные зажимы, изменяет, таким образом, свои показания пропорционально изменению освещенности. Установка схемы на нуль может быть здесь достигнута подбором сопротивлений моста, а также регулировкой величины смещения.



Фиг. 7-42. Объективные фотометры повышенной чувствительности.

При применении вентильных фотоэлементов, обладающих малым внутренним сопротивлением, электронное звено усиления может быть из схемы вовсе исключено. Такая схема показана на фиг. 7-42,б. Здесь вентильный фотоэлемент включен непосредственно на гальванометр, имеющий малое сопротивление. Это обеспечивает пропорциональность между током фотоэлемента  $I_\phi$  и его освещенностью. Кроме тока  $I_\phi$  через гальванометр проходит во встречном направлении ток компенсации  $I_k$ , получаемый от балансной мостовой схемы. Большая доля выходного тока моста проходит через сопротивление  $R_k$ , шунтирующее диагональ моста, и меньшая его доля в виде тока компенсации  $I_k$  проходит через гальванометр и включенное с ним последовательно большое (по сравнению с  $R_k$ ) сопротивление  $R$ .

При полной компенсации токов  $I_k$  и  $I_\phi$  ток в гальванометре равен нулю. Добиваясь такой компенсации путем регулирования сопротивления всех плеч моста при любом уровне освещенности, мы получаем выходной ток моста  $I$ , пропорциональный току фотоэлемента  $I_\phi$ . Ток  $I$  много больше тока  $I_\phi$ .

Действительно, при нуле тока в гальванометре, когда  $I_k = I_\phi$ , имеет место следующее равенство напряжений:

$$(I - I_\phi) R_k = I_\phi R, \quad (7-21)$$

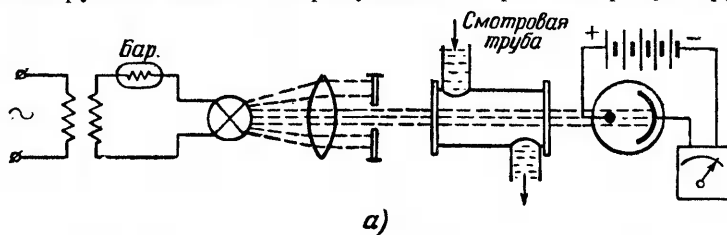
откуда следует, что

$$I = I_{\phi} \frac{R_k + R}{R_k}. \quad (7-22)$$

Выбирая  $R \gg R_k$ , можно получить значительное увеличение измеряемого тока фотоэлемента (до десятков тысяч раз). Гальванометр в этой схеме является не измерительным, а индикаторным прибором, указывающим на состояние равновесия в схеме. В связи с этим он и носит название нуль-гальванометра. Схема измерения может быть автоматизирована путем связи нуль-гальванометра с исполнительным органом (серводвигателем), регулирующим сопротивления моста до полного равновесия схемы. Регулирующая связь обозначена на схеме условно в виде пунктирной линии.

### в) Фотоэлектронные измерители прозрачности

Простейшая схема фотоэлектронного измерителя прозрачности или мутности жидкой среды приведена на фиг. 7-43,а. Анализируемая жидкость пропускается через смотровую трубу,

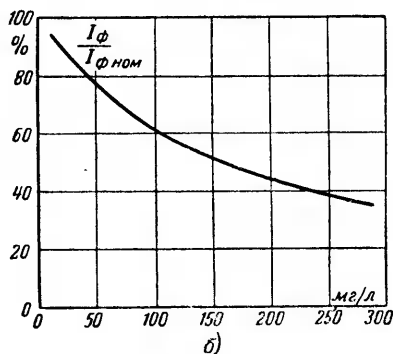


Фиг. 7-43. Измеритель прозрачности.

а—схема; б—кривая зависимости тока от мутности.

освещаемую по оси с помощью стабильного источника света через светооптическую систему. Доля света, задерживаемая жидкостью, зависит от степени мутности ее. Проникшая через жидкость часть света направляется на фотоэлемент,

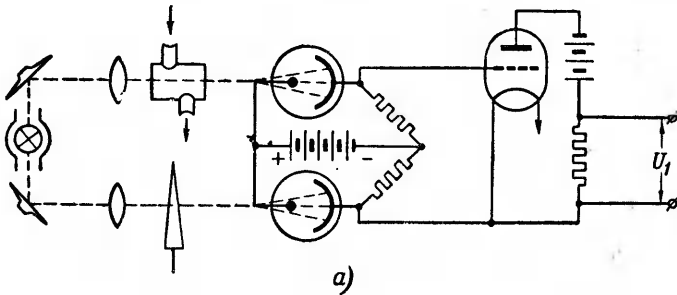
ток которого после усиления (усилитель на схеме не показан) измеряется индикаторными приборами. Примерный ход зависимости относительной величины фототока от мутности среды (определяемой по весовому составу примесей в мг на 1 л жидкости) показывает кривая, приведенная на фиг. 7-43,б.



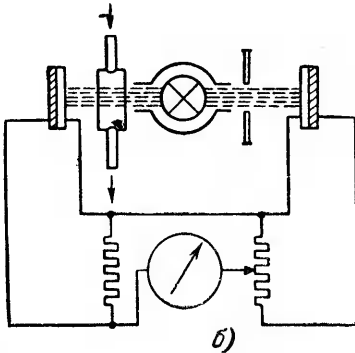
Чем круче падает кривая при заданном диапазоне изменения мутности, тем чувствительнее измеритель.

Большую чувствительность дает фотоэлектронная схема измерения мутности, разработанная В. А. Михайловым, приведенная на фиг. 7-44,а. Здесь две ступени усиления: гальванометрическая и электронная.

В гальванометрической ступени усиления в качестве двух плеч моста введены два фотоэлемента. Два других плеча имеют



Фиг. 7-44. Измеритель прозрачности дифференциальным методом.



также большое сопротивление. Один из фотоэлементов установлен на пути светового потока, проходящего через смотровую трубу в анализируемую жидкость, а другой — на пути предварительно проградированного «клина прозрачности», позволяющего устанавливать любой уровень отсчета мутности жидкости, проходящей через смотровую трубу. Освещение фотоэлементов от общего источника света позволяет исключить помехи, обусловленные колебаниями света, а также влияние на градуировку изменений во времени чувствительности фотоэлемента из-за его утомляемости.

Степень усиления гальванометрического звена в связи с большим сопротивлением моста относительно невелика, и поэтому главные функции усиления выполняет здесь электронное звено.

Измерительный прибор включен параллельно анодной нагрузке лампы. Измеритель мутности с применением вентильных фотоэлементов, разработанный Королевым и Шипаловым, показан на фиг. 7-44,б. Дифференциальная схема с примене-

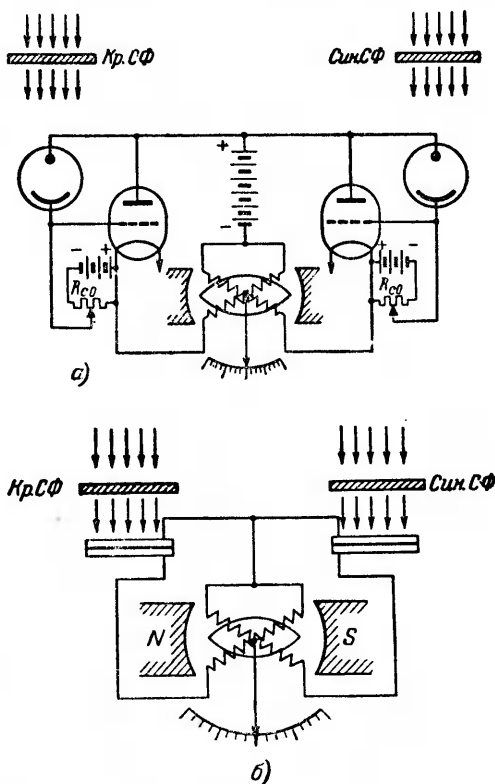
нием двух фотоэлементов позволяет исключить здесь влияние колебаний светового потока лампы и непостоянство характеристик фотоэлемента.

### г) Фотоэлектронные пирометры

В связи с тем, что спектральное излучение тел при изменении их температуры изменяется (см. кривые на фиг. 7-4 для абсолютно черного тела), то по измеряемой с помощью фотоэлемента интенсивности излучения в пределах той либо иной части спектра можно судить о температуре излучателя, а по ходу спектра при определенной температуре можно контролировать физико-химический состав излучающих сред.

В ряде случаев нет нужды снимать при этом всю спектральную характеристику, а достаточно проконтролировать изменение отношения каких-либо двух монохроматических излучений. Такие излучения получают с помощью светофильтров.

Схема с использованием синего и красного светофильтров при применении фотоэлементов с внешним фотоэффектом показана на фиг. 7-45, а. Один из двух фотоэлементов получает здесь свет от излучающего объекта через красный светофильтр, другой — через синий. Усиленные лампами токи фотоэлементов проходят через две катушки логометра (магнито-электрического прибора большой чувствительности, снабженного двумя измерительными катушками). Логометр измеряет отношение токов. По данному отношению и вспомогательной градуировочной



Фиг. 7-45. Фотоэлектронный пирометр.

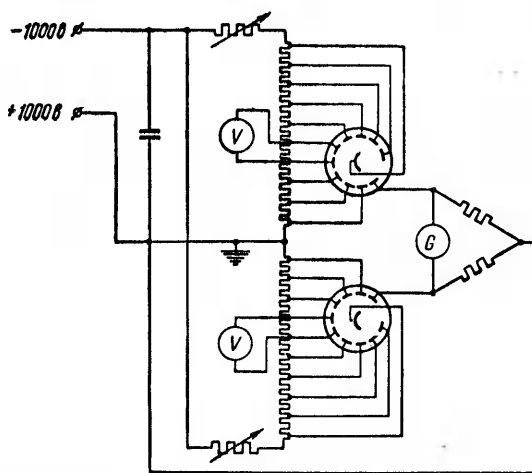


шкале определяется так называемая цветовая псевдотемпература излучателя.

Аналогичная схема фотоэлектронного пирометра с применением вентильных фотоэлементов приведена на фиг. 7-45,б. Эта схема проще предыдущей, поскольку в ней отсутствуют усилительные лампы и источник питания, но чувствительность ее меньше.

#### д) Фотоспектральные анализаторы

Основным требованием к фотоэлектронному прибору (функции которого в спектральном анализе сводятся к измерению интенсивности тех линий, которые получают в наблюдаемом спектре поглощения исследуемого вещества) является его вы-



Фиг. 7-46. Фотоанализатор спектрального состава.

сокая интегральная чувствительность и низкий уровень порога чувствительности.

Обоим требованиям в достаточной мере удовлетворяет фотоумножитель, обладающий интегральной чувствительностью, превышающей  $5 \text{ а/лм}$ . Темновые токи фотоумножителя, определяющие нижний порог чувствительности, могут быть снижены до  $10^{-9} \text{ а}$ , при изготовлении его с сурьмяно-цезиевым катодом.

Принципиальная схема использования фотоумножителей для измерения интенсивности спектральных линий приведена на фиг. 7-46.

В этой схеме используются фотоумножители, из которых один принимает излучение от анализируемой спектрограммы,

а другой — от спектрограммы сравнения (при спектральном анализе определяется не абсолютная, а относительная интенсивность спектральных линий). Величина относительной интенсивности регистрируется прибором  $G$ , включенным в диагональ измерительного моста. При двух дифференциально включенных фотоумножителях темновые токи в значительной мере компенсируются. Нагрузочными сопротивлениями фотоумножителей являются, как это видно из схемы, первые от анода ступени потенциометров. Для настройки уровня измерений служат регулировочные сопротивления, включенные в цепи потенциометров. Включение контрольных вольтметров не на полные напряжения (1 000 в), а на отдельные секции, упрощает требования к ним. Емкость, включенная на входные зажимы питания, ослабляет пульсации и колебания напряжения, подводимого к фотоумножителям.

## ГЛАВА ВОСЬМАЯ

### ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ПРИБОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

#### 8-1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

Основным признаком электронно-лучевых приборов является формирование электронных потоков на пути их следования от катода к приемному электроду в пучки (лучи).

К представителям такого класса приборов из ранее рассмотренных могут быть в известной степени отнесены: лучевой тетрод (§ 4-7) и индикатор настройки (§ 4-10,б) и в полной мере — электронно-оптический преобразователь (§ 7-8).

Наиболее яркими, однако, представителями такого рода приборов являются электронно-лучевые трубки, применяемые в электронных (катодных) осциллографах, импульсных измерителях линий и в приемно-телевизионных устройствах. К таким приборам могут быть также отнесены: электронный микроскоп, а также некоторые типы ускорителей заряженных частиц.

Об основных конструктивных узлах электронно-лучевой трубки, в которой электронный луч формируется и управляется с помощью электрического поля, можно судить по устройству трубки, приведенному на фиг. 8-1,а.

Трубка представляет собой хорошо эвакуированный стеклянный сосуд  $C$ , состоящий из: 1) цилиндрической части, содержащей систему электродов, формирующих электронный пучок (луч) и им управляющих и 2) конусной части, расширенное основание которой покрыто изнутри флюоресцирующим (све-

тящимся) под действием электронной бомбардировки веществом. Вещество носит название люминофора, а слой люминофора вместе с его подложкой образует флюоресцирующий экран трубки. Высокий вакуум в трубке ( $10^{-6}$ — $10^{-5}$  мм рт. ст.) необходим для беспрепятственного движения электронов и стабильной работы экрана.

Источником электронов служит подогревный оксидный катод (фиг. 8-1, б). Оксид нанесен на переднюю торцевую поверхность никелевого цилиндра (диаметр которого не превышает 2—3 мм), внутрь которого вставлен вольфрамовый покрытый алундом подогреватель.

Катод вместе со стоящим впереди него электродом, управляющим величиной отходящего от катода потока электронов



Фиг. 8-1. Электронно-лучевая трубка.

а — внешний вид; б — катод.

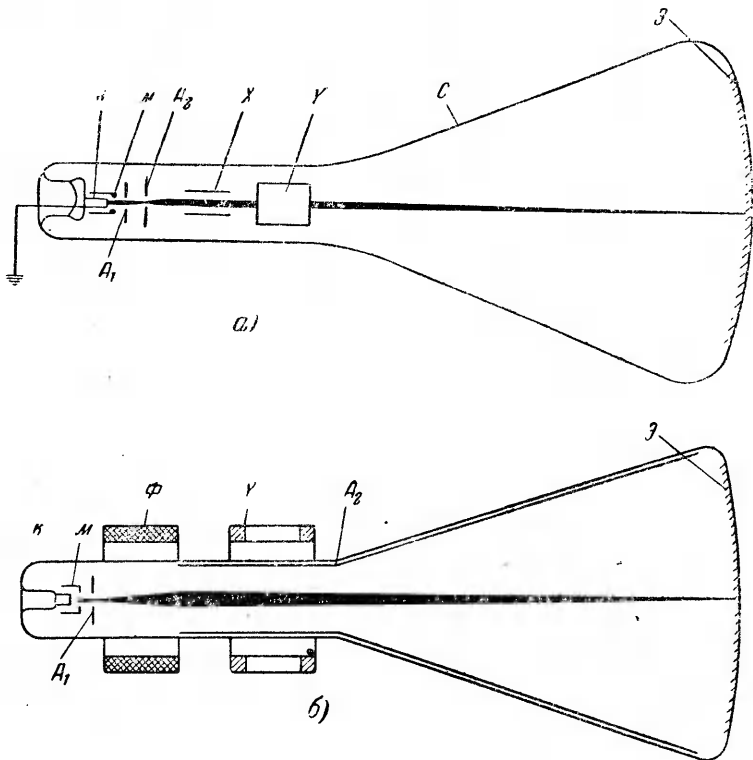
(на фиг. 8-1, а этот электрод, называемый модулятором, не виден, так как он закрыт цилиндрическим анодом) и первым анодом, имеющим в приведенной конструкции форму закрытого с торца цилиндра с центральным отверстием, образуют так называемую эмиссионную систему трубки.

Расположенные впереди анода две пары плоских пластин представляют собой электроды, управляющие отклонением луча по двум координатным осям.

Схему расположения электродов в трубке, в которой формирование и управление лучом производятся с помощью электростатического поля, дает фиг. 8-2, а, а в трубке, в которой фокусировка и управление лучом производятся с помощью магнитного поля, дает фиг. 8-2, б.

Эмиссионная система одинакова в обоих типах трубки и ее назначение заключается в том, чтобы нормально расходящийся из катода пучок электронов свести к одной точке (фокусу) эмиссионной системы. Это достигается тем, что первому аноду  $A_1$  сообщается положительный потенциал, ускоряющий электроны, а модулятору, выполняемому в виде открытого с одного конца цилиндра с очень малым отверстием в дне закрытой его части, сообщается небольшой отрицательный потенциал.

Электроны, проходящие через узкое отверстие модулятора, отклоняются результирующим полем эмиссионной системы к ее фокусу. Расходящиеся после этого фокуса лучи вновь собираются создаваемым в трубках с электростатической фокусировкой полем, образуемым между первым анодом и вторым. Это поле образует так называемую главную электронно-оптическую линзу трубки.



Фиг. 8-2. Схема устройства электронно-лучевой трубки.  
 а—с электростатической фокусировкой и управлением; б—с электромагнитной фокусировкой и управлением.

Второй анод в системе главной линзы участвует не только в формировании поля линзы, но он создает также благодаря сообщению ему высокого положительного потенциала, то ускоряющее поле (для электронов), которое необходимо для получения достаточной яркости пятна на экране.

В трубках с электромагнитной фокусировкой и управлением (фиг. 8-2, б) требуемое магнитное поле создается окружающими трубку электромагнитами  $\Phi$  и  $У$ .

В таких трубках также имеется второй анод  $A_2$  в виде графитового покрытия на конусной и отчасти цилиндрической части трубки, но выполняет он роль только ускорителя электронов, в то время как в трубках с электростатической фокусировкой второй анод одновременно и фокусирует электронный пучок. В некоторых типах трубок с электростатической фокусировкой внутренняя часть трубки, более близко расположенная к экрану, также покрывается проводящим графитовым слоем. Этот слой выполняет роль третьего анода. Его роль — дать дополнительное ускорение электронам и облегчить уход необходимой доли вторичных электронов от экрана.

В месте падения электронного луча на экран получается ярко светящееся пятно. Яркость пятна зависит от плотности тока в луче, скорости (энергии) бомбардирующих электронов и люминесцентных свойств самого экрана. С целью получения минимальной толщины линий на экране фокус главной линзы рассчитывается на возможно более близкое расположение его к экрану.

Управление перемещением луча по экрану осуществляется путем воздействия на луч поперечными силами электрического либо магнитного поля. Электроды управления с помощью электростатического поля видны из фиг. 8-1,а. При изменении поля одной пары пластин пятно перемещается по горизонтальной оси (пластины  $X$ ), при изменении поля другой пары пластины пятно перемещается по вертикальной оси (пластины  $Y$ ).

Управление с помощью магнитного поля (фиг. 8-2,б) производится с помощью двух пар катушек ( $Y$ ), создающих магнитные поля, оси которых также сдвинуты между собой на  $90^\circ$ .

Перемещающееся пятно оставляет след светящейся линии, если его перемещают не слишком медленно. Пятно зарисовывает линейную диаграмму изменения исследуемой величины во времени, если на пластины  $Y$  подводится напряжение, пропорциональное изменениям исследуемой величины, а на пластины  $X$  подается напряжение, нарастающее пропорционально времени (развертка луча). При регистрации с помощью трубки периодически повторяющихся процессов пластины  $X$  питаются от генератора с пилообразной формой кривой напряжения — генератора развертки (§ 6-10). Пятно перемещается по экрану вправо при нарастании напряжения (прямой ход луча), и совершает быстрое возвратное движение по оси абсцисс при спадании напряжения (обратный ход луча). Во избежание наложения линии обратного хода на записываемую диаграмму стремятся к тому, чтобы луч совершал обратный ход при нулевом или близком к нулю значении регистрируемого явления. Меняя периодичность развертки, можно регистрировать разные скорости протекания изучаемых процессов.

Для того чтобы не допустить перегрева экрана (и прожого люминофора) при неподвижном пятне или слишком медленных его перемещениях и вместе с тем обеспечить нужную яркость при быстрых перемещениях пятна, токи в луче регулируются изменением величины отрицательного потенциала на модуляторе. В электронно-лучевых трубках, предназначенных для телевизионного приема (кинескопах), имеет место непрерывное изменение силы тока в луче (модулирование луча с помощью переменного напряжения, вводимого в цепь питания модулятора). Благодаря переменной яркости пятна в этих трубках и создается необходимая контрастность изображения на экране трубки.

Большая скорость записи, безинерционность, ничтожное потребление мощности на формирование и управление лучом являются теми неоспоримыми преимуществами, которые имеет электронно-лучевая трубка как измерительный прибор по сравнению с другими приборами и в том числе со шлейфовым осциллографом. В электронном осциллографе не требуется иметь отдельного источника света и светооптической системы. При переходе от обычного однолучевого электронного осциллографа к системам с двумя и большим числом электронных лучей (эмиссионных систем) число одновременно измеряемых величин может быть соответственно увеличено. Число одновременно наблюдаемых на экране периодически повторяющихся с достаточной частотой (не реже чем 15—20 циклов в секунду) величин может быть увеличено и при одной паре пластин Y, если в цепь управления пластинами ввести переключатель, периодически пересоединяющий измерительные цепи к этим пластинам.

По сравнению со шлейфовым осциллографом преимущество электронного заключается еще в том, что, применяя флюоресцирующий экран с длительным послесвечением (свечением, продолжающимся и после прекращения электронной бомбардировки), можно изучать однократно повторяющиеся процессы с длительностью, не превышающей несколько сотых долей микросекунды. Цвет (спектральный состав) свечения может быть в зависимости от потребности широко регулируем выбором типа люминофора. Это позволяет приспособить излучение экрана к максимальной восприимчивости различного типа приемников лучистой энергии (человеческий глаз, фотографическая пластинка, различные типы фотоэлементов и т. д.).

Описанные свойства электронных осциллографов и объясняют то исключительно широкое применение, которое они получили, для регистрации разного рода периодических и аperiodических процессов.

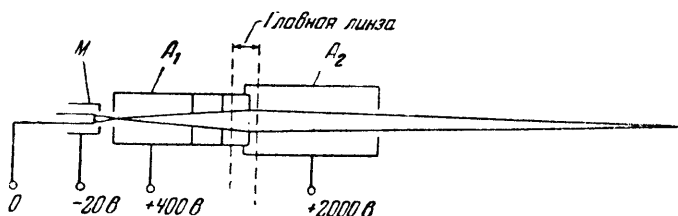
Мы рассматриваем здесь осциллографы только с вакуумными (запаянными) трубками с накалимым катодом, освещающ

устройство, принцип действия и работу осциллографов с так называемым холодным катодом, разработанных в Советском Союзе И. С. Стекольниковым [Л. VIII-1] во второй части книги.

## 8-2. УПРАВЛЕНИЕ ЯРКОСТЬЮ И ФОКУСИРОВКОЙ ЛУЧА

Электродная система, формирующая луч в электронно-лучевой трубке с электростатической фокусировкой, в более полном виде представлена на фиг. 8-3.

Здесь и первый и второй аноды выполнены в виде цилиндров с внутренними диафрагмами. Диафрагмы в первом аноде ограничивают угол раствора пучка (апертурный угол) и вместе с цилиндрическими частями анодов определяют поле



Фиг. 8-3. Эмиссионная система трубки.

главной фокусирующей линзы. Концевая диафрагма во втором аноде ограничивает угол схождения (апертурный угол) пучка, идущего к экрану.

Электрическое поле эмиссионной системы и поле главной линзы показаны на схеме фиг. 8-4,а, а на фиг. 8-4,б приведены аналогичные по действию две пары линз в двойной светооптической системе, поясняющие действие полей электронных линз.

Собирательной двояковыпуклой оптической линзе соответствует первая часть поля, где эквипотенциальные поверхности выпуклы (по ходу луча), а рассеивающей (двояковогнутой) оптической линзе соответствует вторая часть электростатического поля, где эквипотенциальные поверхности вогнуты (по ходу луча).

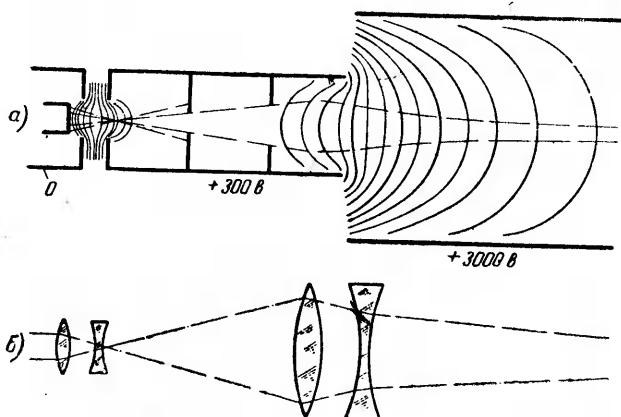
В поле главной линзы угол схождения лучей меньше (фокус дальше), что важно с точки зрения обеспечения более или менее одинаковой ширины электронного пучка при прохождении его между управляющими электродами.

При двухступенчатой фокусировке луча на экране получается изображение наиболее узкой части (шейки) электронного пучка, образуемой в месте прохождения пучком первого фокуса. Расширение шейки пучка в силу плохой фокусировки его эмиссионной линзой или плохой фокусировки пучка глав-

ной линзой приводит к размытию пятна на экране и к менее яркому изображению.

Создание требуемой конфигурации полей обеспечивается не только выбором соответствующей геометрии электродов, но и сообщением им определенных потенциалов от источников питания.

Потенциал второго анода по отношению к катоду (потенциал которого условно принимается равным нулю) определяет скорость (энергию) электронов, бомбардирующих экран.



Фиг. 8-4. Поле в эмиссионной системе трубки (а) и его оптическая аналогия (б).

В трубках относительно низкого напряжения этот потенциал выбирается в зависимости от типа трубки в границах от 2 до 5 кв, а в высоковольтных трубках он достигает нескольких киловольт. Промежуточный потенциал первого анода должен быть, с одной стороны, достаточен, чтобы при наличии малого отверстия в модуляторе (диаметр его меньше 1 мм) создать нужную для отвода электронов положительную напряженность поля у катода, а, с другой, — он должен быть меньше потенциала второго анода, чтобы обеспечить нужную конфигурацию поля главной линзы.

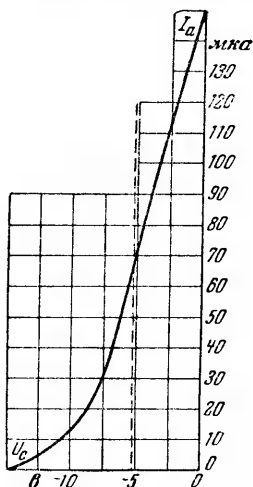
Этот потенциал составляет обычно от  $1/5$  до  $1/4$  от потенциала второго анода. Указанные на фиг. 8-3 потенциалы анодов  $A_1$  и  $A_2$  ( $U_{a1} = 400$  в и  $U_{a2} = 2000$  в) характеризуют низковольтные трубки с электростатической фокусировкой.

Изменение величины тока с целью регулировки яркости пятна достигается изменением поля в эмиссионной системе, главным образом на участках, прилегающих непосредственно к катоду. Действительно, изменяя потенциал модулятора, выполняющего в трубке ту же роль, что и сетка в трехэлектрод-



ной лампе, мы меняем соответственно фиг. 4,7,а и б активную площадь эмиссии катода, а также результирующую напряженность поля, ускоряющего электроны при выходе их из катода.

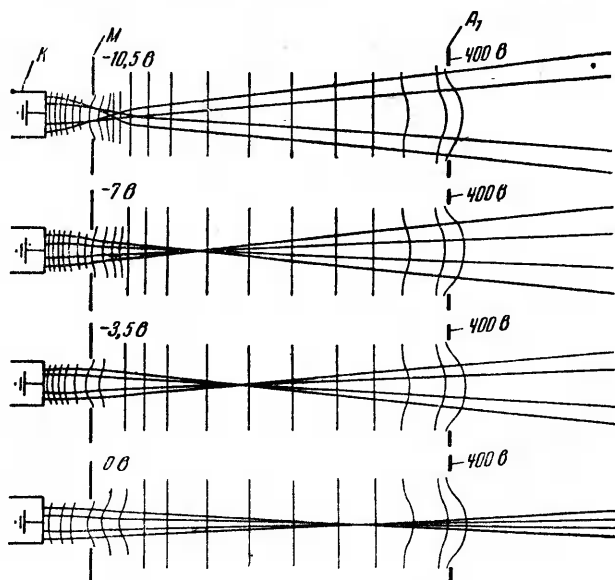
Зависимость тока эмиссии от потенциала на модуляторе определяется модуляционной характеристикой, приведенной на фиг. 8-5. По значениям на осях координат, определяющих эту характеристику, можно судить о порядке величины токов, достигаемых в луче электронно-лучевых трубок и регулировочном напряжении модулятора.



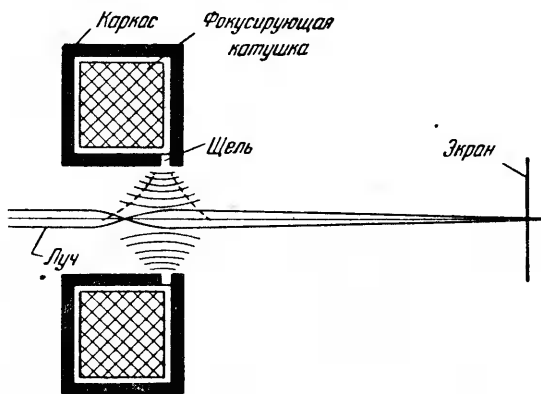
Фиг. 8-5. Зависимость анодного тока от напряжения на модуляторе.

С изменением потенциала модулятора в процессе регулировки яркости несколько изменяется и конфигурация поля, а следовательно, и расположение фокуса эмиссионной системы. Это иллюстрируется диаграммами на фиг. 8-6 (построенными в преднамеренно увеличенном по оси абсцисс масштабе). Для сохранения фокусировки луча на экране, одновременно с регулировкой яркости необходимо по этому регулировать фокусирующее действие линзы (регулировка фокуса).

Последнее достигается небольшим изменением потенциала на первом аноде. В трубках с магнитной фокусировкой электроны, пройдя фокус эмиссионной системы, попадают, как это видно из схемы на фиг. 8-7, в магнитное поле, создаваемое катушкой, заключенной в стальной каркас с узкой щелью. При таком электромагните продольное магнитное поле концентрируется на небольшом участке на оси трубки. Поскольку силы, действующие на перемещающийся в магнитном поле электрон, направлены перпендикулярно к плоскости, в которой расположены векторы магнитной индукции  $\mathbf{B}$  и скорости  $\mathbf{v}$ , то в результате действия сил магнитного поля электроны при прохождении вдоль оси трубки поворачиваются на некоторый угол по винтовой спирали с уменьшающимся радиусом. При этом электронные лучи приближаются к оси трубки. Пересечению лучей в фокусе вблизи экрана должна при заданном напряжении на ускоряющем (втором) аноде соответствовать вполне определенная индукция магнитного поля, т. е. вполне определенная сила тока в электромагните. Регулировка фокуса, связанная с регулировкой яркости, производится в силу этого изменением тока в фокусирующем электромагните.



Фиг. 8-6. Влияние потенциала модулятора на положение фокуса.



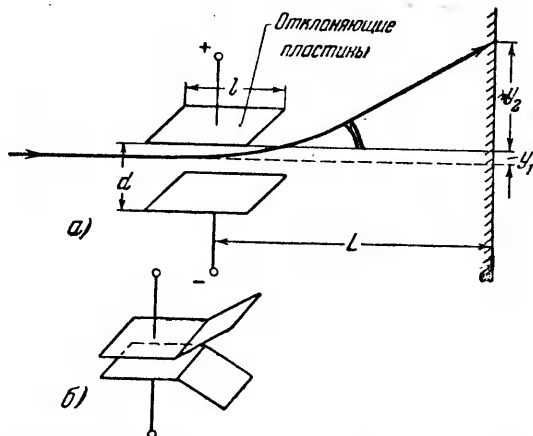
Фиг. 8-7. Фокусирование луча магнитным полем.

Преимущество электромагнитной фокусировки (применяемой главным образом в телевизионных, а отчасти — в радиолокационных трубках) заключается в заметном упрощении внутреннего устройства трубки. Недостатком такой фокусировки является большой вес устройства и относительно большая мощность, требующаяся для фокусировки луча, что ограничивает их применение в портативных электронных осциллографах;

### 8-3. УПРАВЛЕНИЕ ОТКЛОНЕНИЕМ ЭЛЕКТРОННОГО ЛУЧА

Смещение луча по экрану в трубках с электростатическим управлением достигается, как указывалось, с помощью двух взаимно перпендикулярных пар металлических пластин, которые видны на фиг. 8-1,а.

Выбор размеров и расположения пластин и величины сообщаемой им разности потенциалов базируется на следующих исходных требованиях:



Фиг. 8-8. К расчету отклоняющего действия пластин.

1. Отклонения должны быть линейными, т. е. величина отклонения должна быть пропорциональна отклоняющему луч напряжению. Только при этом условии запись на экране не будет искажать хода наблюдаемого процесса.

2. Чувствительность к отклонению, измеряемая в миллиметрах на вольт поданного на пластины напряжения, должна быть достаточно высокой. Чем больше чувствительность, тем меньше значение величин, которые могут быть измерены с помощью электронных осциллографов.

3. Пластины должны обеспечить, по возможности, полное использование всего диаметра экрана для отклонения луча.

Зависимость отклонения луча от размеров и расположения пластин (их длины  $l$  и расстояния между ними  $d$ ) от поданного на них напряжения при заданном расстоянии  $L$  пластин от экрана может быть найдено на основе построений на фиг. 8-8, а.

Из построений на этой фигуре видно, что полное отклонение  $y$  луча от оси можно рассматривать как сумму двух смещений [Л, IV-3]:

$$y = y_1 + y_2; \quad (8\cdot 1)$$

здесь  $y_1$  — смещение, получающееся в период прохождения луча между пластинами;

$y_2$  — смещение, получающееся в силу движения по инерции электронов после выхода их из сферы действия отклоняющих пластин.

Смещение  $y_1$ , происходящее под действием поперечного поля постоянной напряженности  $E$ , может быть вычислено по формуле равноускоренного движения

$$y_1 = \frac{at^2}{2} = \frac{eE}{2m} \cdot t^2 = \frac{eU_y}{ma} \cdot \frac{t^2}{2}; \quad (8-2)$$

здесь  $U_y$  — разность потенциалов, сообщаемая отклоняющим пластинам;

$m$  — масса электрона;

$t$  — время пребывания электрона в сфере действия поля пластин.

Это время может быть вычислено из равенства

$$t = \frac{l}{v_0}; \quad (8-3)$$

здесь  $v_0$  — аксиальная скорость, которую приобретает электрон после прохода им ускоряющего поля второго анода.

На основании (3-27)

$$v_0 = \sqrt{\frac{2U_a e}{m}}. \quad (8-4)$$

Второе смещение  $y_2$  может быть вычислено по формуле

$$y_2 = v_y \left| \frac{L}{v_0} \right|; \quad (8-5)$$

здесь  $v_y$  — составляющая скорости электронов в направлении нормали к пластинам в момент выхода их из промежутка между пластинами.

Решая совместно (8-1) — (8-5), находим:

$$y = \frac{U_y}{2U_a} \cdot \frac{l}{a} \left( \frac{l}{2} + L \right). \quad (8-6)$$

Из формулы (8-7) видно, что требование линейности при электростатическом управлении лучом (при неучете изменения ширины пучка) теоретически удовлетворяется,

Чувствительность к отклонению может быть найдена по относительной величине отклонения  $y$  к разности потенциалов  $U_y$ , вызвавшей эти отклонения,

$$h = \frac{y}{U_y} = \frac{1}{2U_a} \cdot \frac{l}{d} \left( \frac{l}{2} + L \right) [\text{мм/в}]. \quad (8-7)$$

При малой протяженности пластин  $l$  по сравнению с размером  $L$  величиной  $\frac{l}{2}$  в скобках (8-7) можно пренебречь.

Тогда

$$h \approx \frac{1}{2U_a} \cdot \frac{lL}{d} [\text{в/мм}] \quad (8-7a)$$

Из (8-7a) видно, что чувствительность зависит как от геометрических факторов ( $L$ ,  $l$  и  $d$ ), так и от приложенного к аноду напряжения  $U_a$ .

Увеличение чувствительности с помощью  $L$  ограничено технологическими трудностями изготовления длинных трубок, а также ростом влияния на ход луча внешних полей (пэмех). Возможность увеличения длины пластин  $l$  либо уменьшения расстояния между ними  $d$  также ограничивается тем, что сокращается амплитуда отклонения луча в поперечном направлении, в результате чего не используется для записи луча весь диаметр экрана.

Чтобы частично этого избежать, наружные края у пластин отгибаются, как это показано на фиг. 8-8,б. Рост анодного напряжения ведет к снижению чувствительности. Этим объясняется то, что, в то время как в трубках на малые и средние напряжения удается добиться достаточной чувствительности (от 0,2 до 0,5 мм/в без применения усилителей), в высоковольтных трубках с напряжением 20—30 кВ чувствительность получается на порядок величины меньше. Практически достигаемые значения чувствительности приведены в табл. 8-2.

В электронных осциллографах применяются большей частью трубки с электростатическим отклонением луча. В трубках же с магнитной фокусировкой (в телевизионных системах) применяется большей частью и магнитное управление лучом. Магнитное поле, управляющее лучом, должно иметь направление, перпендикулярное оси трубки, и поэтому создается электромагнитами, оси полюсов которых расположены перпендикулярно оси трубки.

Такая двухполюсная система катушек располагается, как это видно из фиг. 8-9,а, после фокусирующей катушки. Второй двухполюсный электромагнит, отклоняющий луч в перпендикулярном направлении, располагается перпендикулярно первому. На фиг. 8-9,а дано схематическое изображение отклоняющих катушек.

здесь  $U_a$  как и раньше, обозначает напряжение на ускоряющем (втором) аноде.

Чувствительность к отклонению в магнитном поле определяется отношением величины отклонения к току в отклоняющем электромагните

$$h_{\text{н}} = \frac{0,375w}{\sqrt{U_a}} \frac{l}{d} \left( L + \frac{l}{2} \right). \quad (8-10)$$

Меньшая зависимость чувствительности от питающего анод напряжения (значение входит под корнем) дает преимущества системам магнитного управления в высоковольтных трубках. В некоторых случаях применяются смешанные системы управления лучом с электростатическим управлением по оси X и магнитным — по оси Y.

#### 8-4. СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ФЛЮОРЕСЦИРУЮЩЕГО ЭКРАНА

Экран, светящийся под действием электронной бомбардировки, представляет собой, как указывалось, нанесенный на подложку слой люминофора. Люминофор представляет собой вещество довольно сложной химической структуры (сульфиды цинка и кадмия, сульфид-селениды цинка, силикаты цинка и бериллия, вольфраматы и т. д.), с ярко выраженным кристаллическим строением. Энергетическая диаграмма люминофора соответствует диэлектрику или полупроводнику с заметной концентрацией локальных уровней (§ 2-3), обусловленных атомами примесей (активаторов). Вещество, используемое для изготовления люминесцирующего экрана, носит название люминофора (иногда его также называют фосфором).

Попадая с большой энергией на люминофор, электроны проникают в поверхностные слои его и упруго и неупруго сталкиваются с атомами кристаллической решетки.

Энергия, теряемая электронами при упругих столкновениях, переходит в тепло (доля этой энергии составляет около 90%), т. е. затрачивается бесполезно. Другая, меньшая часть (около 10%) теряется электронами при неупругих столкновениях, заключающихся в освобождении некоторой доли электронов от их связей с атомами или кристаллами люминофора. Освобожденные или, как их называют, вторичные электроны частично (в относительно небольшой доле) покидают люминофор, участвуя во вторичной эмиссии с люминофора. Это совершенно необходимо, как это ниже выяснится, для сохранения баланса зарядов на экране, при котором потенциал экрана удерживается на уровне потенциала ускоряющего анода. Другая, большая часть возбужденных электронов не уходит за пре-

дела вещества люминофора и возвращается после небольшого интервала времени на исходные уровни в атомы либо кристаллы. Выделяющийся при восстановлении нормального состояния атомов либо кристаллов избыток энергии излучается в виде квантов лучистой энергии, что и обуславливает местное свечение экрана.

Для того чтобы свечение достигло нормального уровня, требуется некоторый, хотя и очень малый, промежуток времени (период разгорания).

Точно так же свечение исчезает не сразу, а постепенно, по некоторой затухающей кривой, после ухода электронного луча с данной площадки (явление послесвечения). Послесвечение зависит от состава люминофора и условий его возбуждения и может меняться в границах от  $10^{-5}$  сек. до нескольких минут и даже часов.

Основными требованиями, предъявляемыми к экрану, помимо физико-химической стойкости в вакууме и при электронно-бомбардировке являются:

- 1) высокая яркость излучения, зависящая при заданной величине мощности в луче от светооптических свойств экрана;
- 2) определенная цветность (спектральный состав) излучения;
- 3) определенная длительность послесвечения.

Яркость экрана зависит от плотности потока мощности в сечении электронного пучка в месте его соприкосновения с экраном, а также от доли мощности, которую данный люминофор в состоянии трансформировать в энергию квантов оптического излучения.

Экспериментальные исследования показывают, что яркость  $B$  в функции от плотности тока  $j$  и ускоряющего напряжения  $U_a$  может быть приближенно оценена выражением [Л. VIII-2]

$$B = A j U_a^n; \quad (8-11)$$

здесь  $n$  и  $A$  — константы люминофора.

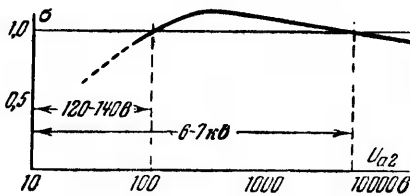
Численное значение  $n$  колеблется в границах от 1 до 2,8. Для фактически применяемых люминофоров оно близко к 2. Численные значения величины  $A$  зависят от принятых размерностей для плотности тока и яркости.

Плотность тока в луче измеряют обычно в микроамперах на кв. миллиметр. При нормальных значениях тока в луче от 10 до 80  $\mu\text{ка}$  и сечении луча у экрана от 0,3 до 1,0  $\text{мм}^2$  плотность тока достигает несколько сот микроампер на 1  $\text{мм}^2$ . Яркость измеряют в свечах на 1  $\text{см}^2$  (стильбах) (один стильб яркости характеризуется силой света в 1 свечу, приходящейся на 1  $\text{см}^2$  светящейся площади).

Формула (8-11) действительна не при всех плотностях тока, а только до тех пор, пока не достигнута граница насыщения по плотности тока.

Насыщение характеризуется прекращением дальнейшего нарастания яркости с ростом плотности тока. Для различных экранов оно различно, но среднее значение этой величины лежит в границах  $j=0,3 \div 0,7 \text{ ма/мм}^2$ .

Предельной плотностью тока и ограниченной площадью светящегося пятна (что важно для получения достаточной тонких светящихся линий на экране) и ограничивается в луче.



Фиг. 8-10. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии экрана от скорости электронов в луче.

Повышение тока выше тока насыщения вызывает лишь рост бесполезно затрачиваемой мощности, переходящей на экране в тепло.

Напряжение на ускоряющем электроде (втором аноде) не может быть также выбрано любым, а должно лежать в границах, при которых потенциал экрана автоматически поддержи-

вается на уровне, близком к потенциалу ускоряющего электрода. Это требование связано с необходимостью сохранить на определенном уровне коэффициент вторичной электронной эмиссии с экрана. В электронно-лучевой трубке экран изолирован и поэтому для сохранения потенциала его неизменным необходимо, чтобы число уходящих от него в единицу времени вторичных электронов было бы равно числу входящих к нему первичных электронов. Баланс зарядов зависит таким образом от коэффициента вторичной эмиссии  $\sigma$ . Зависимость  $\sigma$  от скорости первичных электронов (измеряемой потенциалом второго анода) определяется ходом кривой на фиг. 8-10. Эту кривую называют динактронной характеристикой экрана. На уровне  $\sigma = 1$  на этой фигуре проведена прямая, параллельная оси абсцисс. Она является ориентиром при установлении баланса зарядов.

При ускоряющих напряжениях до  $U_a = 20-140 \text{ в}$ , т. е. при  $\sigma < 1$ , экран получает больше первичных электронов, чем отдает вторичных. Это ведет к снижению потенциала экрана до потенциала катода. В результате после заряда экрана последующие потоки электронов до него не доходят. Поэтому при недостаточном напряжении на ускоряющем электроде экран после первой слабой вспышки пятна не дает больше свечения.

При превышении скоростей, соответствующих  $\sigma = 1$ , потенциал экрана растёт (так как число выходящих из экрана



электронов превышает число входящих в него первичных электронов) до тех пор, пока значение потенциала не начинает на несколько вольт (или даже на несколько десятков вольт) превышать потенциал ускоряющего анода. Последнее необходимо для возврата избытка вышедших из экрана вторичных электронов. Такой режим продолжается до тех пор, пока напряжение на втором аноде не достигает значения  $U_p$ , при котором  $\sigma$  становится вновь меньше единицы. Значение  $U_p$  носит название предельного потенциала. Увеличение напряжения сверх предельного приводит вновь к накоплению отрицательных зарядов на экране и к более замедленному росту яркости свечения. Для каждого типа люминофора, как это видно из табл. 8-1, характерна своя величина предельного потенциала.

Ток насыщения и предельный потенциал ограничивают мощность, которую целесообразно вводить через электронный луч для получения предельной яркости пятна. Уровень предельной яркости зависит от оптической эффективности люминофора. Последняя характеризуется светоотдачей  $S$ , под которой понимают отношение полной силы света в пятне (в свечах) к мощности (в ваттах), приносимой экрану электронным потоком. Светоотдача является одним из важнейших параметров экрана.

Требования к спектральному составу излучения, второму важнейшему параметру экрана, зависят от назначения электронно-лучевой трубки. В осциллографических трубках для визуальных наблюдений наиболее выгодно иметь экран с максимумом свечения в области желто-зеленой части спектра  $\lambda_{\text{макс}} = 550 \text{ мкм}$ , при котором чувствительность глаза наибольшая. В трубках, предназначенных для фотографической записи, наиболее выгодно иметь экран с максимумом свечения ближе к ультрафиолетовой части спектра (синее свечение). Для осциллографических трубок смешанного наблюдения компромиссным решением вопроса является выбор экрана с синевато-зеленым свечением. В кинескопах (приемных телевизионных трубках) применяются экраны и с другим спектральным составом свечения. Здесь выбор спектрального состава часто неотделим от вопроса получения от экрана максимума светоотдачи.

Спектральная характеристика экрана зависит не только от химической структуры основного вещества, из которого изготовлен люминофор, но и от тех примесей (активаторов), которые в него вводятся и образуют локальные уровни в запрещенной зоне диэлектрика.

Наиболее распространенными люминофорами являются в настоящее время сульфиды цинка и кадмия ( $\text{ZnS}$  и  $\text{CdS}$ ).

Они используются по отдельности и в твердых растворах друг с другом, называемых цинк-кадмий сульфидами. Их световая отдача достигает до 6—6,5 *св/вт* при почти неограниченной возможности произвольного изменения цвета.

Еще большую светоотдачу, до 8 *св/вт*, дают сульфид-селениды цинка. Преимущество последних сказывается еще в том, что предельный потенциал у них значительно выше (16—25 *кв*), чем у сульфидов цинка и кадмия (8—12 *кв*). Это особенно важно для высоковольтных осциллографических трубок, где требуется яркость в несколько килостильб в связи с высокой скоростью записи луча, доходящей до нескольких десятков тысяч километров в секунду. Характеристики люминофоров, применяемых для изготовления экранов, приведены в табл. 8-1.

Сульфиды и сульфид-селениды в значительной степени вытеснили собой в нормальных типах электронно-лучевых трубок широко раньше применявшиеся люминофоры из силикатов, в том числе и ортосиликат цинка ( $Zn_2SiO_4$ ), называемый виллемитом. Светоотдача виллемита не превышает 2 *св/вт*. Значение виллемитов сохранилось (в силу дешевизны их) там, где не требуется особенно высокая яркость свечения, и там, где очень важна высокая химическая стойкость экрана и его высокая разрешающая способность. Последнее особенно важно для электронно-оптических преобразователей, обработка катода которых связана с присутствием паров цезия. Особенностью виллемитов является совпадение максимума их спектральной характеристики с максимумом кривой чувствительности человеческого глаза и, кроме того, возможность изготовления экрана из более мелких зерен, что повышает разрешающую способность экранов.

Кроме сульфидов и силикатов в связи с чрезвычайно малым периодом послесвечения применяются еще вольфраматы, главным образом кальция ( $CaWO_4$ ). Их преимущество при фотографической записи: 1) в чрезвычайно малом послесвечении, что предупреждает размытость снимков, и 2) в высокой активничности синего света для фотографии. При визуальных наблюдениях однократно повторяющихся процессов, наоборот, важны люминофоры с длительным послесвечением.

Светоотдача экрана зависит также от того, работает ли экран на просвет, как в осциллографических трубках, или на отражение, как это имеет место в некоторых типах телевизионных трубок.

Для того чтобы обеспечить надежную работу высоковольтной трубки при напряжениях, близких к предельным потенциалам или даже их несколько превышающих, экраны в таких трубках нередко покрывают чрезвычайно тонким слоем (толщиной в несколько сотых долей микрона) металла (чаще —

Таблица 8-1  
Характеристики люминофоров для экранов электроннолучевых трубок

№ по пор.	Название вещества люминофора и активатора	Цвет свечения и спектральный максимум	Свето-отдача, $св/вт$	Пределъный потенциал, $кв$	Время послесвечения, $сек$	Область применений
1	Вилемит (ортосиликат кальция), активированный марганцем	Зеленый $\lambda_{\text{макс}} = 523 \text{ м.м.кн}$	1,8 ÷ 2,1	6,5 ÷ 10	5 · 10 <sup>-2</sup>	Осциллографы для визуальных наблюдений
2	Сульфид цинка, активированный медью	Синеваато-зеленый $\lambda_{\text{макс}} = 470 \div 525 \text{ м.м.кн}$	2 ÷ 4	8 ÷ 12	5 · 10 <sup>-2</sup>	Осциллографы для смешанного использования
3	Сульфид цинк-кадмий, активированный селенбромом	От зеленого до красного $\lambda_{\text{макс}} = 400 \div 750 \text{ м.м.кн}$	6 ÷ 6,5	7 ÷ 12	10 <sup>-3</sup>	Телевизионные трубки
4	Сульфид-селенид цинка	Синеваато-голубой $\lambda_{\text{макс}} = 450 \div 500 \text{ м.м.кн}$	6—8	16 ÷ 25	10 <sup>-3</sup>	Высоковольтные осциллографы
5	Вольфрамат кальция	Синий $\lambda_{\text{макс}} = 410 \text{ м.м.кн}$	0,2	5 ÷ 6	10 <sup>-5</sup>	Осциллографы для фотографической записи

алюминия). Слой такой толщины прозрачен для лучей света. Это облегчает отвод зарядов от поверхности экранов и, кроме того, повышает светоотдачу экранов, работающих на просвет.

### 8-5. ТИПЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК

Основными признаками для классификации электронно-лучевых трубок по типам являются:

1) выполнена ли трубка запаянной либо поддержание на надлежащем уровне вакуума в ней обеспечивается внешней насосной системой;

2) род катода трубки;

3) система фокусировки и управления лучом;

4) количество лучей, формируемое электродами трубки;

5) диаметр экрана;

6) применяется ли трубка на нормальные напряжения питания (до 5—7 кВ) либо трубка высоковольтная (с напряжением до 40—50 кВ).

Здесь мы рассматриваем только запаянные стеклянные трубки с накаливаемым катодом, применяющиеся во всех типах осциллографов на нормальную шкалу напряжений, и высоковольтные трубки, типы которых, развившиеся в последние годы, явились серьезным конкурентом металлическим трубкам с холодным катодом (рассматриваемым нами во второй части книги).

Разработка стеклянных запаянных трубок была проведена на заводе «Светлана» под руководством инж. И. П. Полевого. Отдельные конструктивные улучшения в ней были затем внесены сотрудником Всесоюзного электротехнического института К. М. Янчевским. Дальнейшая разработка типов и конструкций трубок на нормальные напряжения была проведена на московском заводе под руководством В. М. Цехановича и в институте под руководством В. А. Астрина. Высоковольтные трубки разработаны Г. М. Топчиевым под руководством проф. П. В. Тимофеева.

Основные параметры: 1) диаметр экрана; 2) системы фокусировки и управления отклонением луча; 3) рабочее напряжение на электродах; 4) чувствительность отклоняющих пластин; 5) цвет свечения и длительность послесвечения,— для трубок, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 8-2.

Первая цифра в условном обозначении типов трубок указывает диаметр экрана в сантиметрах. Следующие две буквы обозначают первые буквы слов: «лучевая», «осциллографическая». Расположенная за ними цифра характеризует отличия, не входящие в основные параметры трубки. Так, трубка 8ЛОЗВ рассчитана на круговую развертку с радиальным от-

Таблица 8-2

## Типы и параметры электронно-лучевых осциллографических трубок

Условное обозначение	Диаметр экрана, см	Фокусировка и отклонение	Напряжения на анодах		Чувствительность к отклонению		Запирающее напряжение на модуляторе, в	Цвет свечения	Длительность послесвечения
			$U_{a_1}, в$	$U_{a_2}, в$	пластин, более близких к экрану, мм/в	пластин, более близких к катоду, мм/в			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
5ЛО1В	5	Электростатическое	125	500	0,22	0,26	—30 —60	Зеленый	Среднее То же
			250	1 000	0,11	0,13			
8ЛО2В	8	То же	430	1 500	0,17	0,23	—45 —60	То же	То же
			575	2 000	0,13	0,17			
8ЛО3В	8	То же	430	1 500	При круговой раз-		—45 —60	То же	То же
			575	2 000	0,15	0,20			
13ЛО2В	13	То же	430	1 500/3 000	0,37	0,43	—45 —60 —60	То же	То же
			575	2 000/2 000	0,35	0,40			
			575	2 000/4 000	0,28	0,32			
13ЛО5П	13	То же	430	1 500/3 000	0,37	0,43	—45 —60 —60	Желто-оранжевый	Длительное
			575	2 000/2 000	0,35	0,40			
			575	2 000/4 000	0,28	0,32			
13ЛО6П	13	Магнитное	250	4 000	—	—	—45 —45	То же	То же
			250	7 000	—	—			
18ЛО1П	18	То же	575	2 000	—	—	—45 —60	То же	То же
			250	4 000	—	—			
23ЛО1П	23	То же	250	7 000	—	—	—45	То же	То же
31ЛО1П	31	То же	250	4 000	—	—	—45 —45	То же	То же
			250	7 000	—	—			

клонением (см. следующий параграф), в то время как трубка 8ЛО2В дает, как и все другие трубки из приведенных в табл. 8-2, отклонение в прямоугольной системе координат.

Последняя буква характеризует свойства экрана. Буква В обозначает зеленый цвет свечения, а буква П указывает на большую продолжительность послесвечения.

Катод в приведенных трубках нормализован; напряжение накала 6,3 в и ток накала 0,6 а.

В связи с тем, что фокусировка и управление лучом для каждого из приведенных в таблице типов одинаковы, то данные о них помещены в одном столбце (столбец 3). У осциллографов с диаметром экрана до 13 см фокусировка и управление лучом электростатические. У трубок с большим диаметром экрана ( $d = 18$  см), применяемых главным образом в радиолокационных устройствах, фокусировка и управление лучом магнитные. Трубки с диаметром экрана в 13 см строятся и с электростатической фокусировкой (тип 13ЛО5П) и с магнитной (тип 13ЛО6П). Рабочее напряжение на электродах трубки указано в столбцах 4 и 5. В том случае, когда в трубке с электростатической фокусировкой применяется третий электрод в виде графитового покрытия на конусной части колбы трубки (трубки 13ЛО2В и 13ЛО5П), напряжение этого электрода указано в знаменателе дробы столбца 5.

Чувствительность к отклонению, указанная в столбце 6, относится к паре пластин, более близко расположенной к экрану. Эта пара обычно используется для развертки луча. Для отклонения используется пара пластин, более близко расположенных к катоду, чувствительность которых несколько больше из-за большего удаления этих пластин от экрана.

Для большинства типов трубок с двумя анодами указаны в таблице две ступени напряжения. При больших напряжениях яркость пятна и скорость записи больше, но чувствительность понижается. При наличии третьего электрода указаны три ступени напряжения. В том случае, когда напряжение третьего анода (графитового покрытия) то же, что и второго анода, третий анод используется лишь для лучшего отвода вторичных электронов и некоторого улучшения фокусировки. При повышенных напряжениях третий анод определяет скорость приходящих к экрану электронов, а следовательно, и яркость пятна.

Напряжение на модуляторе, указанное в столбце 8 таблицы, полностью запирает луч в период бездействия трубки.

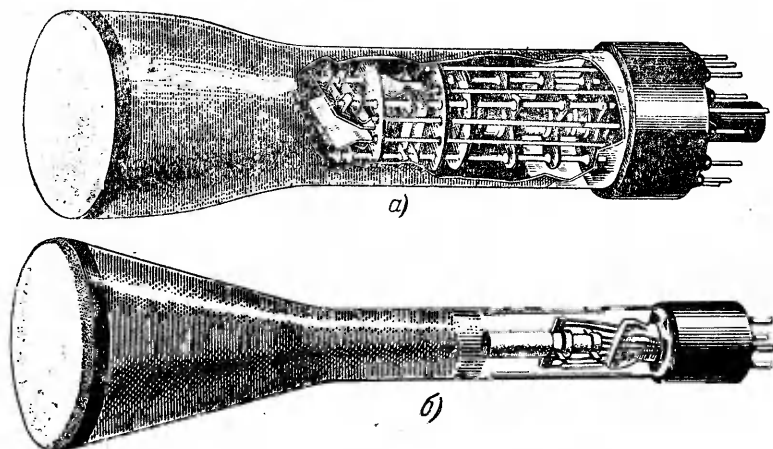
Последние два столбца (9-й и 10-й) содержат данные о цвете свечения экрана и длительности послесвечения. Большинство трубок рассчитано на оптимальную светоотдачу при визуальных наблюдениях.

О конструктивном выполнении трубок можно судить по изображениям их, представленным для трубки (нормальной конструкции) с электростатическим управлением на фиг. 8-11,а, а для трубки с магнитной фокусировкой и управлением на фиг. 8-11,б.

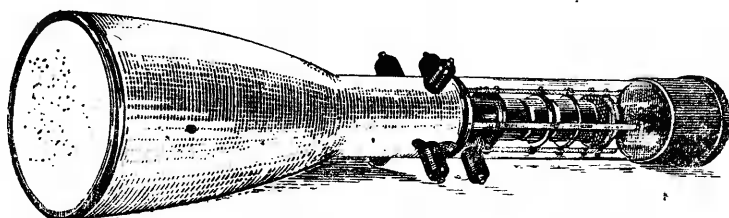
Для того чтобы сдвиг по фазе у регистрируемых процессов воспроизводился на экране без искажений, электродные си-

стемы должны быть так центрированы, чтобы оси их пересекались в центральной точке экрана.

Серьезным достижением в электронно-лучевом приборостроении явились разработанные научным сотрудником ВЭИ



Фиг. 8-11. Трубки с электростатическим (а) и магнитным (б) управлением.



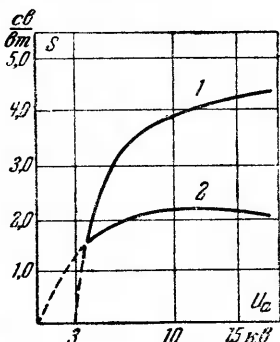
Фиг. 8-12. Высоковольтная электронно-лучевая трубка.

Г. М. Топчиевым высоковольтные трубки на рабочее напряжение 20 и 40 кВ, фотография одной из которых приведена на фиг. 8-12. Трубки предназначены для фотографической регистрации быстро протекающих однократных процессов с длительностью действия  $10^{-7}$ — $10^{-8}$  сек. (скорость записи 50 000—100 000 км в секунду), взамен применявшихся для этой цепи осциллографов с холодным катодом. В основу электронно-оптических систем трубок была положена конструкция электростатических линз с гиперболической структурой поля, предложенная П. В. Тимофеевым и В. В. Сорокиной [Л. VIII-4]. Гиперболическая структура электростатического поля обеспечивает минимум aberrаций. При конструи-

ровании эмиссионной системы была предусмотрена возможность работы катода в форсированном (импульсном) режиме.

Для того чтобы обеспечить фотографическую запись на пластинку при столь коротком интервале времени, какие дают столь быстрое перемещение пятна по экрану, как 50—100 тыс. км/сек, необходимо было повысить яркость в пятне в тысячи раз по сравнению с яркостью пятна в трубках нормального напряжения. Это удалось достигнуть за счет высокого напряжения на электродах, высокой плотности тока, высоких фокусирующих свойств гиперболического поля и соответствующего выбора люминофора, обладающего высоким предельным потенциалом. Светоотдачу такого экрана автору разработки удалось значительно повысить, как показывают кривые на фиг. 8-13, благодаря покрытию экрана тонкой пленкой алюминия. Повышение светоотдачи при металлизации имеет

Фиг. 8-13. Изменение светоотдачи металлизированного (1) и неметаллизированного (2) экранов в зависимости от скорости электрона в луче.



место в силу облегчения условий отвода вторичных электронов от экрана и отражения света от металлического слоя к фотопластинке.

### 8-6. СХЕМЫ ПИТАНИЯ ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИХ ТРУБОК С ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ

Наибольшее применение электронно-лучевые трубки с электростатическим управлением получили в промышленных типах электронных осциллографов (называемых также катодными).

Три характерных узла из общей схемы таких осциллографов приведены на фиг. 8-14. Эти узлы окаймлены пунктирными четырехугольниками. Узел 1 представляет собой делитель напряжения, подводящий выпрямленное напряжение к электродам эмиссионной системы и к анодам  $A_1$  и  $A_2$  (а также и  $A_3$ , если только последний имеется в трубке).

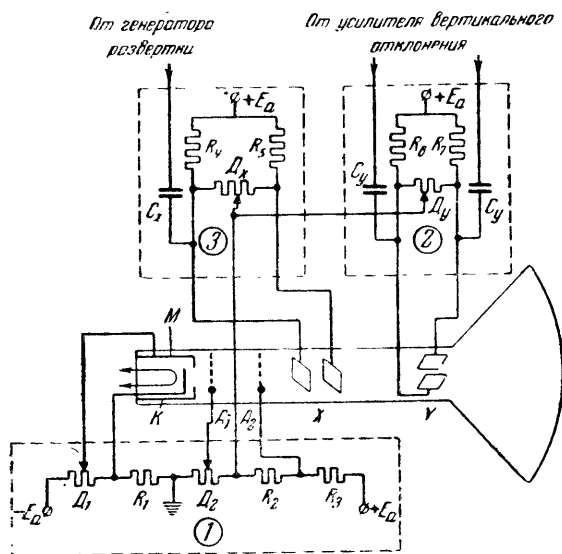
Узел 2 представляет собой ввод к пластинам  $Y$  от усилителя вертикального отклонения, повышающего входное напряжение до значений, необходимых для получения полного отклонения луча (в вертикальной плоскости). Кроме того, узел 2 содержит делитель постоянного напряжения, с помощью которого регулируется начальное положение луча.



Аналогичный по структуре узел 3 представляет собой ввод к пластинкам  $X$  напряжения от генератора развертки либо от усилителя горизонтального отклонения. В узел 3 входит также делитель постоянного напряжения, выполняющего функции смещения начального положения луча.

Рассмотрим характерные особенности электрической схемы каждого из этих узлов.

Делитель напряжения 1 питается от одного либо от двух последовательно соединенных выпрямителей с хорошо сгла-



Фиг. 8-14. Основные узлы схемы питания электронного осциллографа.

женной кривой напряжения. Ступени делителя напряжения как нерегулируемые, так и регулируемые (потенциометры) рассчитываются на те диапазоны напряжений, которые нужны для электродов данной трубки, в предназначенных для нее режимах работы. Так, делитель напряжения  $D_1$  рассчитывается на то, чтобы потенциал модулятора можно было бы изменять по отношению к катоду для регулировки яркости пятна в пределах от 0 до отрицательных значений, указанных в столбце 8 табл. 8-2.

Сопротивление делителя  $D_2$  рассчитывается на регулировку напряжения анода  $A_1$  с целью поддержания фокусировки луча при регулировке яркости пятна. Номинальное значение напряжения анода  $A_1$  указано в столбце 4 табл. 8-2. Анод  $A_2$

трубки получает неизменный по величине высокий потенциал, указанный в столбце 5 той же таблицы.

При наличии анода  $A_3$  ему сообщается потенциал от той же либо более высокой ступени напряжения в зависимости от значения его указанного в знаменателе дроби столбца 5 той же таблицы.

В делителе напряжения заземляется обычно та точка, которая связывает делитель напряжения с катодами ламп усилителей и генераторов развертки. Это вносит определенность в значения абсолютных потенциалов тех деталей, которые входят в общую схему осциллографа, и несколько ограничивает абсолютные значения потенциалов в схеме.

Пропускная способность по току отдельных ступеней делителя напряжения должна быть рассчитана на исключение заметного взаимного влияния режима работы одних ступеней на другие.

Узлы 2 и 3 отличаются между собой только тем, что в узле 2 измеряемое напряжение подведено к полному сопротивлению делителя (симметрично к обеим  $Y$  пластинам), в то время как в узле 3 переменное напряжение от генератора развертки подведено только через одно плечо делителя (к одной из  $X$  пластин).

Введение специальных делителей, подводящих напряжения к пластинам  $X$  и  $Y$ , обусловлено стремлением сохранить результирующий потенциал пластин по отношению к аноду  $A_2$  неизменным в процессе изменения разности потенциалов между пластинами. Последнее связано в свою очередь с необходимостью сохранения неизменным продольного поля между анодом  $A_2$  и пластинами, в процессе изменения поперечного поля, управляющего отклонением луча, с целью избежать расфокусировки его.

Требуемый режим изменения потенциалов может быть обеспечен только в случае, когда сумма изменяющихся с разным знаком потенциалов пластин остается строго неизменной по отношению к потенциалу анода  $A_2$  (либо  $A_3$ ).

Неизменный по отношению к аноду  $A_2$  потенциал и равный падению напряжения на  $R_2$  имеют, как это видно из схемы фиг. 8-14, подвижные контакты делителей  $D_x$  и  $D_y$ , называемые регуляторами положения луча. Если регуляторы положения так установлены, что потенциалы на концах делителей (отличающиеся от потенциалов подвижных контактов на величину падений напряжения в плечах делителей) одинаковы, то электронный луч при правильной геометрической центровке системы (и отсутствии переменного напряжения) проходит по оси симметрии, попадая в центр экрана. При смещении регуляторов положения луча от точек симметрии

потенциал одной пластины возрастает на величину напряжения смещения, а потенциал второй пластины уменьшается на ту же величину. При этом между пластинами появляется поперечное поле, в то время как продольное поле между пластинами и анодом  $A_2$  сохраняется неизменным (поскольку сумма потенциалов пластин остается прежней).

Под действием поперечного поля нулевое положение луча смещается от оси симметрии по направлению к той пластине, которая получает положительное приращение потенциала. С введением переменного напряжения через делитель луч начинает колебаться по отношению к линии постоянного смещения луча. Если переменное напряжение подводится при этом к наружным выводам делителя (симметрично по отношению к пластинам), то результирующий потенциал по отношению к аноду  $A_2$  остается все время неизменным. Это важно не только с точки зрения расфокусировки луча, но и в целях получения более строгой пропорциональности между подведенным переменным напряжением и величиной отклонения луча.

При введении переменного напряжения через одно плечо делителя разность потенциалов на концах его (фактически определяющих потенциалы пластин, а следовательно, и величину поперечного отклонения луча) не строго пропорциональна введенному напряжению. Степень отступления от пропорциональности зависит от положения подвижного контакта на делителях (регуляторах положения луча). При среднем положении, что более характерно для делителя, питающего пластины  $Y$  (поскольку вертикальные отклонения примерно одинаковы по обе стороны от нулевой линии) отступление от строгой пропорциональности больше сказывается, чем при сдвиге подвижного контакта ближе к одному из концов его, что характерно для делителя горизонтального отклонения. В связи с этим питание пластин  $Y$  в большинстве типов осциллографов производится через весь делитель (что требует выполнения усилителя с двухтактным выходом), в то время как подача переменного напряжения к пластинам  $X$  (от генератора развертки либо от одноктактного усилителя) производится в некоторых менее дорогих типах усилителей через одно из плеч делителя.

Потребность в усилителе для питания цепей управления пластинами  $Y$  возникает в связи с предъявлением к осциллографам требованием высокой чувствительности, т. е. измерения малых выходных величин, вплоть до десятых долей вольта. Непосредственная чувствительность пластин электронно-лучевой трубки, как это можно видеть из столбцов 6—7 таблицы 8-2, не превышает нескольких десятых долей миллиметра на вольт. При максимальных значениях отклонений, дости-

гающих 10 см и более, это требует управляющих напряжений в 100 в и более. Чувствительностью пластин и требуемой степенью чувствительности осциллографа и определяется необходимый коэффициент усиления в цепи управления вертикальным отклонением.

Применение усилителей для цепи управления горизонтальным отклонением обусловлено тем, что эта цепь должна быть рассчитана не только на питание от генератора развертки, но на измерение извне вводимых величин, как это имеет, например, место при исследовании вольтамперных характеристик приборов и аппаратов, в которых фактор времени не участвует.

Наиболее часто встречающимся типом усилителя в электронных осциллографах является реостатно-емкостный, описанный нами в § 5-12. К усилителю в осциллографах предъявляются очень высокие требования по коэффициенту нелинейных и частотных искажений. Для увеличения протяженности плоского участка усилительно-частотной характеристики (коррекции частотной характеристики) в анодную цепь усилителя вводится обычно дополнительно к активному сопротивлению еще индуктивность. С повышением частоты индуктивность увеличивает анодное сопротивление, в силу чего растет динамический коэффициент усиления и протяженность плоского участка усилительно-частотной характеристики. Такой коррекцией удается сохранить динамический коэффициент усиления мало изменяющимся в диапазоне частот, начиная от герц и кончая 100 и более кГц.

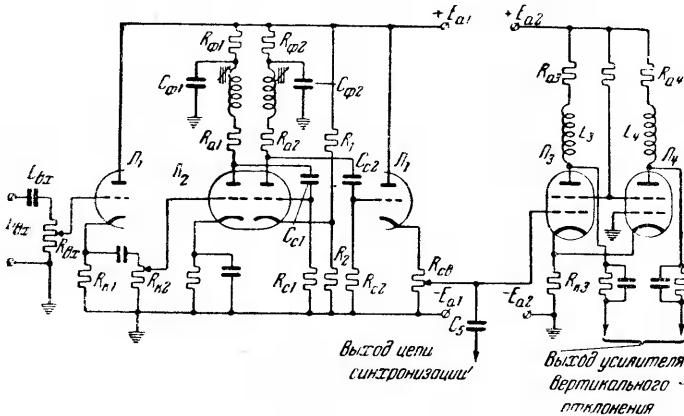
Требуемый коэффициент усиления определяет число каскадов усиления. При коэффициенте усиления, не превышающем 30—40, применяется один каскад усиления, при больших коэффициентах усиления в усилитель входит два и более каскадов. Дополнительные каскады появляются в усилителях и в связи с необходимостью иметь двухтактный выход, а также в тех случаях, когда надо искусственно увеличить входное сопротивление в сеточной цепи либо выходное сопротивление в анодной цепи отдельных каскадов. Для изменения сопротивления обычно применяются катодные повторители (см. § 5-11 и 5-18).

Полная схема усилителя вертикального отклонения, примененного в осциллографе типа ЭО-4, выпускаемого нашей промышленностью, приведена на фиг. 8-15. В схему входят два катодных повторителя (лампа  $L_1$ ) и двухкаскадный усилитель напряжения (лампа  $L_2$ ) и двухтактный выходной каскад (лампы  $L_3$  и  $L_4$ ).

Входной катодный повторитель, для которого используется левая половина лампы двойного триода  $L_1$  (тип 6Н8), меняет большое сопротивление входа (несколько мегом) применяе-

мого для уменьшения мощности, потребляемой осциллографом на малое сопротивление в выходной цепи катодного повторителя (не более ста килоом), чем достигается малое искажение частотной характеристики в последующих двух каскадах усиления напряжения.

Обе ступени реостатно-емкостного усилителя напряжения выполнены с лампой  $L_2$  (двойной триод типа 6Н8). Для коррекции характеристик в анодные цепи триодов включены



Фиг. 8-15. Двухкаскадная схема усилителя с катодными повторителями.

индуктивности и, кроме того, развязывающие фильтры  $R_{\phi 1}$ ,  $C_{\phi 1}$ ,  $R_{\phi 2}$ ,  $C_{\phi 2}$  (описанные в § 5-16) для ослабления паразитной связи между каскадами. С помощью делителя напряжения  $R_1$  и  $R_2$  введено смещение в правый триод лампы  $L_2$ . Выход из второго каскада усиления напряжения произведен через катодный повторитель, для которого использован правый триод лампы  $L_1$ . Большое входное сопротивление у выходного катодного повторителя обеспечивает высокий коэффициент усиления у второго каскада усиления напряжения, а малое значение выходного сопротивления  $R_{св}$  оказывает благоприятное влияние на усилительно-частотную характеристику двухтактного выходного каскада. Особенностью схемы последнего является то, что разные по знаку выходные напряжения у ламп  $L_3$  и  $L_4$  достигаются благодаря разным входам в эти лампы. Вход в лампу  $L_3$  осуществлен между сеткой и катодом (тип каскада СК), в то время как вход в лампу  $L_4$  осуществлен через катодное сопротивление  $R_{к3}$  (катодно-входной каскад, описанный в § 5-17), с напряжением, обратным по знаку. Для коррекции высокочастотного участка усилительно-частотной

характеристики в анодные цепи ламп  $L_3$  и  $L_4$  включены индуктивности.

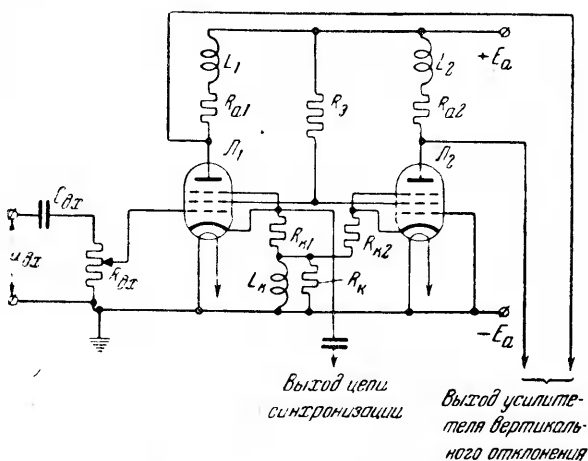
Регулирование переменной составляющей выходного напряжения производится через входной делитель напряжения  $R_{к2}$ , а дополнительное регулирование переменной и постоянной составляющих выходного напряжения производится через делитель связи  $R_{св}$ . Изменение постоянной составляющей используется для регулирования начального положения луча, что позволяет ограничить диапазон регулирования с помощью делителя  $D_y$ , приведенного на фиг. 8-14,а. Зажимы анодного питания усилителей напряжения и выходного усилителя мощности на схеме не объединены потому, что усилители напряжения в промышленной схеме осциллографа питаются через электронный стабилизатор напряжения, схема которого описана в § 5-22г. Введение мощных ламп в выходной каскад обусловлено потреблением некоторой мощности не пластинами, а делителями, поддерживающими симметричное изменение потенциалов на пластинах.

Усилитель описанного типа обеспечивает мало изменяющийся коэффициент усиления (порядка 2 000) в достаточно широком диапазоне частот, а именно: от 2 гц до 150 кгц.

В том случае, когда к осциллографу не предъявляют столь высокие требования по коэффициенту усиления и обеспечению столь значительных входных сопротивлений, для усиления может быть взята и более простая схема. Примером такой схемы может служить приведенная на фиг. 8-16, примененная в осциллографе тип ЭО-5. Здесь только две лампы, работающие по двухтактной схеме. Для получения двухфазности вход в одну из ламп (лампа  $L_1$ ) произведен, как и в выходном каскаде предыдущей схемы, через сеточную цепь первой лампы, а вход в другую лампу (лампа  $L_2$ ) осуществлен через катодное сопротивление  $R_k$ . Катодное сопротивление  $R_k$  шунтируется здесь индуктивностью и, кроме того, в катодные цепи лампы включены еще добавочные сопротивления  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  с целью получить коррекцию частотной характеристики также и в области низких частот. При низких частотах индуктивность  $L_k$  пропускает некоторую часть тока лампы через себя, а потому результирующая величина катодного сопротивления получается меньше. Поскольку катодное сопротивление является звеном обратной связи по току, то с уменьшением этого сопротивления коэффициент усиления каскада по мере снижения частоты растет. Коррекция высокочастотного участка характеристики производится и здесь анодными индуктивностями. Такой усилитель способен дать динамический коэффициент усиления (30—40), достаточный для

получения величины напряжения управления пластинами при входных напряжениях, не меньших 3—5 в.

Схемы усилителей в цепи управления горизонтальными пластинами несколько проще описанных, во-первых, потому, что генератор развертки обеспечивает напряжение в несколько десятков вольт, значит нет нужды в большом коэффициенте усиления и, во-вторых, потому, что в более простых схемах можно, как выше указывалось, ограничиться на выходе однокатной схемой усиления.



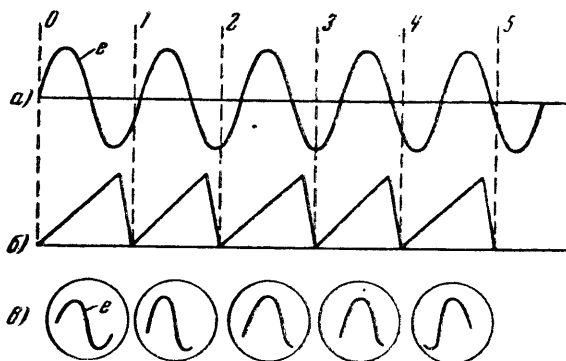
Фиг. 8-16. Однокаскадная схема усилителя для осциллографа.

Закономерность перемещения светового пятна вдоль оси времени определяется ходом кривой напряжения развертки. Из нескольких применяемых в настоящее время типов разверток наибольшее распространение получила развертка с помощью пилообразной кривой (фиг. 6-30,г), даваемая генераторами, схемы которых были описаны в § 6-10.

Пилообразная кривая обеспечивает равномерный ход луча при прямом перемещении по экрану (прямолинейный участок подъема зубца кривой) и быстрый возврат луча в исходное положение (участок спада зубца кривой). За один цикл повторяемости (один зубец в кривой напряжения) луч совершает прямой и обратный ход.

Если время одного периода развертки равно или кратно длительности одного периода исследуемой переменной величины, то под действием пластин Y луч запишет на экране диаграмму исследуемой величины, соответствующую одному либо нескольким периодам ее изменения.

Условием неподвижности изображения на экране является целночисленное отношение периода развертки к периоду исследуемой величины. Если это требование не соблюдено, то изображение смещается на экране, как это иллюстрируют диаграммы на фиг. 8-17. Верхняя синусоида на этой фигуре характеризует изменение во времени введенного для записи напряжения. пилообразная кривая развертки, период которой несколько меньше периода кривой входного напряжения, приведена на фиг. 8-17,б. Нижние кривые (фиг. 8-17,в) показы-



Фиг. 8-17. Смещение осциллографической записи при отсутствии синхронизации.

*a*—записываемый процесс; *б*—кривая генератора развертки; *в*—запись на экране.

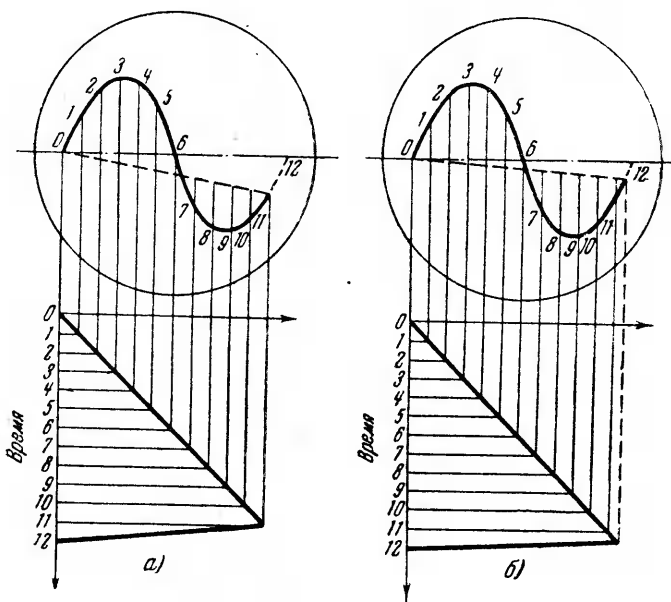
вают получаемые на экране изображения за ряд последовательных периодов развертки. От цикла к циклу изображение смещается (ползет) вправо. При периоде развертки, большем периода (или целого числа периодов) регистрируемого напряжения, изображение на экране смещается влево. Функции поддержания целночисленного соотношения между периодами развертки и периодами измеряемой величины выполняет в генераторе звено синхронизации, описанное в § 6-9,г. Напряжение для синхронизации берется либо от усилителя вертикального отклонения, цепи связи которого показаны на фиг. 8-15 и 8-16 (внутренняя синхронизация), либо от цепи переменного тока питающей осциллограф (синхронизация от сети), либо, наконец, от внешней цепи, прямо или косвенно связанной с исследуемой с помощью осциллографа цепью (внешняя синхронизация).

Для того чтобы запись на экране в ходе времени не искажалась к кривой напряжения генератора развертки предъявляются еще два требования, а именно: 1) прямолинейность участка подъема зубца кривой, что необходимо для обеспечения движения луча по оси абсцисс строго пропорционально



времени и 2) минимальное время спада зубца кривой, соответствующее обратному ходу луча. Влияние длительности последнего иллюстрируют кривые, построенные на фиг. 8-18, а и б. Левые две диаграммы соответствуют длительности обратного хода луча в  $\frac{1}{12}$  часть периода, а правые  $\frac{1}{24}$  части периода.

На нижних диаграммах построен один зубец кривой развертки по отношению к уходящей вниз оси времени.



Фиг. 8-18. Запись обратного хода луча.

а—при длительности обратного хода равной  $\frac{1}{12}$  периода; б—то же при  $\frac{1}{24}$  периода.

Полный период развертки разбит на 12 частей. Кривая, полученная при прямом ходе, соответствует на верхней диаграмме фиг. 8-18, а  $\frac{11}{12}$  частей периода, а на фиг. 8-18, б  $\frac{23}{24}$  частей периода. Во время обратного хода луч пишет кривые, обозначенные на верхних диаграммах пунктирными линиями, представляющими собой не что иное, как вытянутый по оси абсцисс. участок синусоиды, выпавший из полного периода измеряемой синусоиды.

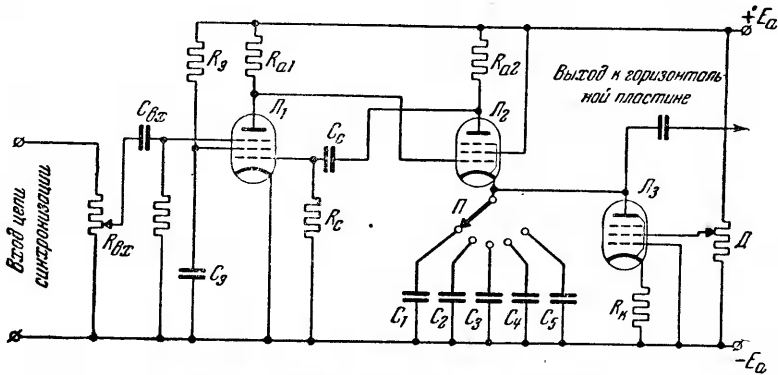
Запись обратного хода может быть вовсе исключена из записи на экране, если на время обратного хода запереть луч путем воздействия достаточно большим отрицательным потенциалом на модулятор. Величина такого потенциала опреде-

ляется из модуляторной характеристики, приведенной на фиг. 8-5.

Высоким требованиям линейности участка прямого хода и малого времени обратного хода удовлетворяет генератор развертки, схема которого была приведена на фиг. 6-32.

Практической модификацией такой схемы, примененной в осциллографе типа ЭО-5, является приведенная на фиг. 8-19.

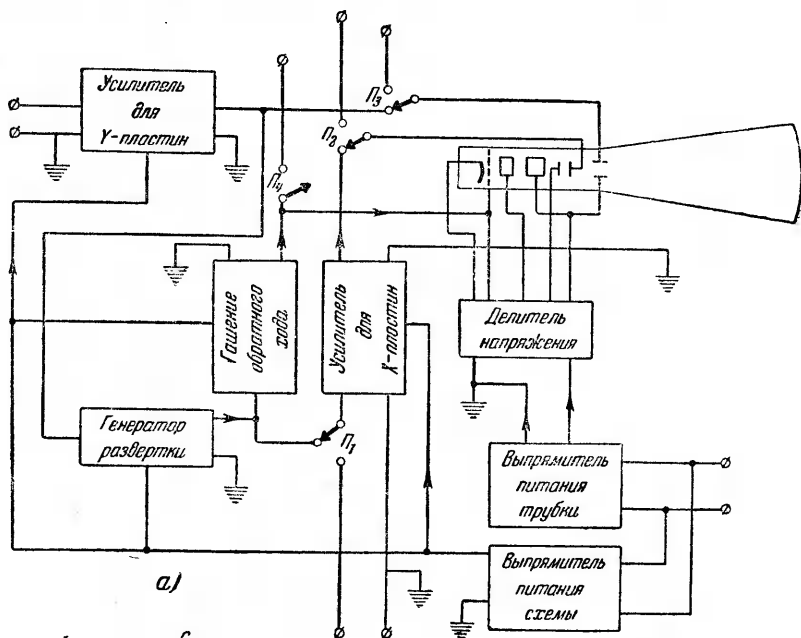
Один из группы конденсаторов  $C_1 — C_5$  в зависимости от положения переключателя обеспечивает здесь выходное пилообразное напряжение. Он заряжается в течение короткого про-



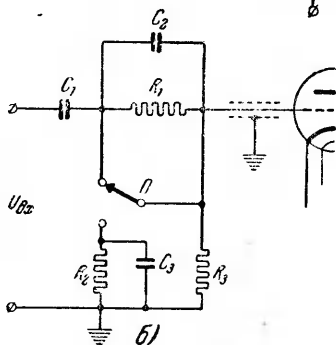
Фиг. 8-19. Схема генератора развертки.

межутка времени (обратный ход луча) через лампу  $L_2$  (пентод тип 6П6Б), а разряжается медленно (прямой ход луча) через лампу  $L_3$  (пентод типа 6Ж7Б). Пентод обеспечивает постоянство разрядного тока и тем самым линейность развертки. Лампа  $L_1$  связана двухсторонней обратной связью с  $L_2$  и управляет временем действия последней. Действительно, пока пропускает ток лампа  $L_1$ , лампа  $L_2$  заперта, так как потенциал управляющей сетки ее, связанный с анодом  $L_1$ , сильно отрицателен. Конденсатор связи  $C_с$  в это время заряжается через сопротивление связи  $R_с$ , а рабочий конденсатор в группе  $C_1 — C_5$  разряжается через пентод  $L_3$ . Только тогда, когда конденсатор  $C_с$  зарядится настолько, что потенциал сетки лампы  $L_1$  начнет приближаться к потенциалу катода этой лампы, повышающийся потенциал сетки лампы  $L_2$  отпирает эту лампу, и лампа  $L_1$  быстро запирается. Разряд конденсатора  $C_1 — C_5$  прекращается и начинается новый период его заряда. Регулировка частоты развертки по диапазоном производится здесь переключением рабочей емкости  $C$  с помощью переключателя. Тонкая регулировка в границах выбранного диапазона частоты производится с помощью делителя напря-

жения  $D$ , изменяющего потенциал защитной сетки в пентоде  $Л_3$ . Регулирование напряжения синхронизации производится с помощью делителя  $R_{в.х.}$ .



Фиг. 8-20. Блок-схема осциллографа.



У осциллографа типа ЭО-4 схема генератора развертки соответствует рассмотренной на фиг. 6-31.

Полная схема электронного осциллографа характеризуется типичной блок-схемой, представленной на фиг. 8-20. Прямоугольниками отмечены здесь узлы общей схемы.

основных узлов выше нами описанных в схему внесены два выпрямителя, преобразующие переменный ток промышленной частоты в постоянный ток требуемого напряжения. Схемы таких выпрямителей рассмотрены в § 1-6, 1-7, 1-8 и 3-16.

Один из выпрямителей питает делитель, подводящий напряжение к электродам трубки, а другой — анодные цепи усилительных и генераторных ламп. Делается это с целью уменьшения гальванической связи между электродами трубки

и цепями усилителей, где режим токов и напряжений переменный. При многокаскадных усилителях вертикального отклонения, применяемых в более высококачественных осциллографах, питание каскадов усиления напряжения и усиления мощности часто осуществляется от двух независимых выпрямителей, как это указывалось при описании схемы на фиг. 8-15.

Кроме сглаживающих фильтров выпрямители нередко снабжаются стабилизаторами напряжения, описанными в § 5-22г.

В полной схеме усиления заслуживают еще внимания осуществление входного звена в высокочувствительных осциллографах (входа в усилители напряжения вертикального отклонения) и звена запирающего обратного хода луча.

Схема входного звена в осциллографе типа ЭО-4 показана отдельно на фиг. 8-20,б. Для того чтобы можно было принять и малые и достаточно большие напряжения (выше 25 в), на входе предусмотрен делитель напряжения (аттенюатор) с переключателем  $\Pi$ . В верхнем положении переключателя напряжение (в границах до 25 в) подается непосредственно на входное сопротивление  $R_3$ , поскольку  $C_2$  и  $R_1$  шунтируются переключателем. В нижнем положении переключателя напряжение (до 250 в) подается на сетку через сопротивление  $R_1$  и параллельно включенную емкость  $C_2$  при уменьшенном значении входного сопротивления, образуемого двумя параллельными сопротивлениями  $R_2$  и  $R_3$ .

Величина сопротивлений выбирается из расчета снижения входного напряжения в 10 раз.

Дополнительные емкости  $C_2$  и  $C_3$  вводятся для того, чтобы сохранить и для гармонических высокого порядка то же результирующее сопротивление, которое имеет входное звено при прохождении через него низких частот.

Узел запирающего обратного хода работает на принципе сообщения большого отрицательного потенциала модулятору (напряжение смещения) и подачей в период подъема зубца в пилообразной кривой дополнительного положительного напряжения, компенсирующего отрицательное напряжение смещения. Положительный импульс, обычно прямоугольной формы, и опирает луч. При максимуме у зубца пилообразной кривой положительный импульс обрывается и луч вновь запирается.

При регулировке яркости пятна узел запирающего обратного хода отключается с помощью переключателя  $\Pi_4$  (фиг. 8-20). Переключатель позволяет также перевести питание модулятора на внешнее напряжение.

Переключатель  $\Pi_1$  в блок-схеме позволяет переключить X-пластины от генератора развертки к внешним зажимам, к которым подведено исследуемое напряжение. Переключа-

тели  $P_2$  и  $P_3$  используются в схеме для возможности подачи исследуемых напряжений непосредственно на отклоняющие пластины помимо усилителей.

### 8-7. СХЕМЫ ПИТАНИЯ ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИХ ТРУБОК С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ РАЗВЕРТОК

Основные узлы питания трубки, в которой не только отклонение луча, но и его фокусировка производятся с помощью магнитного поля, видны из принципиальной схемы, приведенной на фиг. 8-21.

Отличие в системе питания электродов эмиссионной системы против системы питания тех же электродов в трубке с электростатической фокусировкой заключается здесь в том, что напряжение анода  $A_1$  обычно не регулируется, так как фокусировка поддерживается с помощью магнитного поля, создаваемого катушкой  $\Phi. K.$

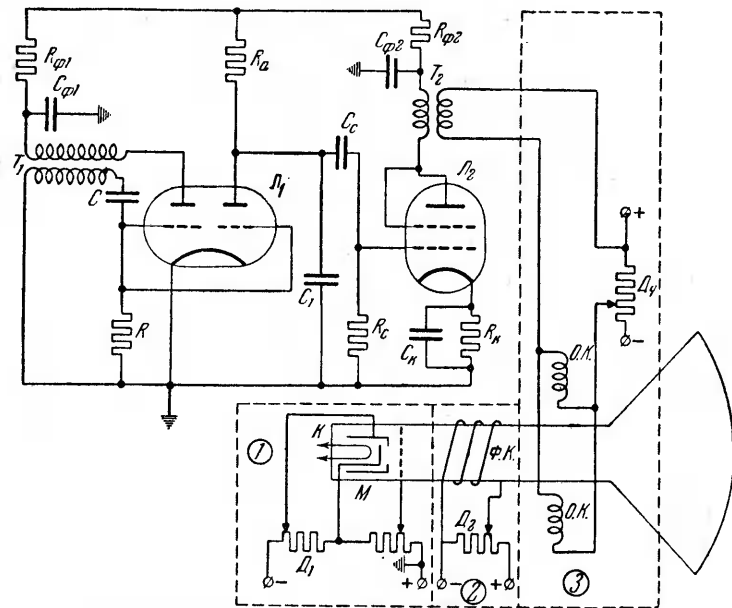
Степень фокусировки зависит от интенсивности поля, т. е. от величины тока в катушке  $\Phi. K.$ , регулируемого с помощью делителя напряжения  $D_2$ .

Узел 3 вводит в цепь отклоняющих катушек  $O. K.$  (показана одна пара) ток, магнитный поток которого управляет отклонением луча вдоль одной из осей координат. Другая пара катушек, отклоняющая луч в перпендикулярном направлении, на схеме не показана. Форма тока, пропускаемого через отклоняющие катушки  $O. K.$ , зависит от вида развертки, создаваемой магнитным полем катушек. Если каждая из пар катушек должна перемещать луч по своей оси координат, а изображение, записываемое лучом, возникает в силу модуляции яркости пятна, как это имеет, например, место в приемных телевизионных трубках (кинескопах), то ток, вводимый в катушки, меняется по кривой пилообразной формы. Такой ток может быть получен от импульс-генератора, описанного в § 6-7 и 6-10. Схема генератора, питающего узел 3 фиг. 8-21, является дальнейшим развитием схемы, рассмотренной на фиг. 6-34. Здесь импульс-генератор сочленен в двойном триоде  $L_1$  с катодным повторителем. Периодичность импульсов в генераторе определяется параметрами  $R$  и  $C$  в сеточной цепи. Параметры  $R_a$  и  $C_1$  в цепи катодного повторителя определяют максимумы колебаний.

Катодный повторитель связан через контур  $R_c$  и  $C_c$  с усилителем мощности (тока), в анодную цепь которого включена первичная обмотка трансформатора. Вторичная обмотка этого трансформатора питает отклоняющие катушки. В цепь вторичной обмотки включен также делитель напряжения постоянного

тока для регулировки начального положения луча в системе координат.

Модуляция яркости в такой трубке производится введением переменного напряжения в цепь модулятора. В трубки специального назначения вводятся еще дополнительные электроды, служащие для нанесения электрического масштаба времени, а также электрод для радиального отклонения луча, если в трубке используется круговая развертка.



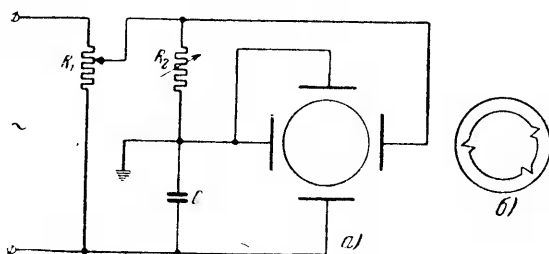
Фиг. 8-21. Схема осциллографа с магнитным управлением.

При круговой развертке в качестве оси времени выбирается концентрическая окружность, по которой луч перемещается непрерывно с постоянной скоростью. Для создания такой развертки используются обе пары пластин в трубках с электростатическим управлением и обе пары катушек в трубках с магнитным управлением.

Принципиальная схема питания пластин в трубке с электростатическим управлением для получения круговой развертки приведена на фиг. 8-22,а.

Здесь к пластинам подведено два сдвинутых по фазе на  $90^\circ$  напряжения. Одно снимается с активного сопротивления  $R_2$ , а другое — с последовательно включенной с активным сопротивлением емкости. На входе схемы напряжение синусоидальное. Под действием поля только одной пары пластин луч

совершал бы гармонические колебания вдоль одной из осей координат. Под действием двух полей, сдвинутых по времени и в пространстве на  $90^\circ$ , луч (аналогично вращающемуся магнитному полю, создаваемому двухфазным током, протекающим через две катушки, сдвинутые в пространстве на  $90^\circ$ ) перемещается по окружности, если амплитуды напряжения на обеих парах пластин строго одинаковы. Для подбора такого равенства сопротивление  $R_2$  делается регулируемым. Для измерения радиуса окружности развертки служит сопротивление  $R_1$ .



Фиг. 8-22. Схема круговой развертки.

При электромагнитной круговой развертке луч управляется вращающимся магнитным полем, создаваемым двухфазным током в двух парах катушек, сдвинутых в пространстве на  $90^\circ$ .

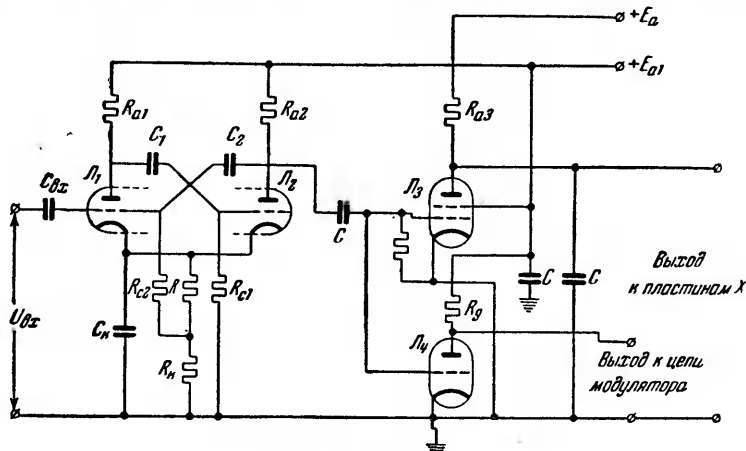
Осциллограмма при круговой развертке имеет вид, характеризующий кривой на фиг. 8-22,б.

Кроме круговой развертки в некоторых типах осциллографов применяется также спиральная развертка.

При регистрации с помощью электронного осциллографа неперiodических процессов и, в частности, однократных процессов к системе развертки предъявляется еще требование включения луча и развертки накануне либо в момент начала исследуемого процесса. Более раннее включение неподвижного луча, направленного на экран, вызовет прожог экрана, а включение процесса при непрерывно действующей развертке не обеспечивает использования наличного поля экрана для записи исследуемой величины.

Дополнительное звено, выполняющее функции задержки включения (направления) луча до появления записываемого явления получило название ждущей развертки. В отдельных вариантах такое звено включается как дополнительное к существующей системе развертки, в других случаях оно самостоятельно выполняет функции однократного пропускания луча по экрану и последующий его возврат. Одна из таких

схем с использованием мультивибратора (описанного в § 6-9, б и в) приведена на фиг. 8-23. Мультивибраторное звено осуществлено здесь на лампах  $L_1$  и  $L_2$ . Для него может быть взята и одна лампа с двойной системой электродов (двойной триод). Нормально лампа  $L_2$  пропускает ток, который, проходя через  $R_0$  и  $R_k$ , создает падение напряжения, запирающее лампу  $L_1$ . Только при появлении входного импульса (появляющегося одновременно или несколько раньше исследуемого явления) лампа  $L_1$  быстро открывается, а лампа  $L_2$  быстро закрывается



Фиг. 8-23. Схема ждущей развертки.

благодаря звеньям обратной связи  $C_1R_{c1}$  и  $C_2R_{c2}$ . Длительность пропускания тока лампой  $L_1$  (определяющая длительность прямого хода луча) зависит от времени разряда конденсатора  $C_c$  через  $R$ ,  $R_k$  и  $R_{c1}$  и лампу  $L_1$ .

При разряде конденсатора  $C_1$  до значения, делающего сетку лампы  $L_2$  менее отрицательной по отношению к катоду, чем это соответствует напряжению отсечки  $U_{c0}$  лампа  $L_2$  вновь открывается и ждет появления следующего входного импульса. Он может быть, однако, введен не раньше, чем зарядится конденсатор  $C_1$  через сопротивления  $R_{a1}$  и  $R_{c1}$ .

Выходным импульсом мультивибратора, имеющим прямоугольную форму, изменяется режим работы ламп  $L_3$  и  $L_4$ , из которых первая управляет цепью развертки, а вторая — цепью модулятора осциллографа. До появления импульса от мультивибратора (знак которого по отношению к сеткам ламп  $L_3$  и  $L_4$  отрицателен) обе лампы пропускают ток. При этом конденсатор  $C$  имеет минимум заряда. С появлением отрицательного импульса на сетках ламп они запираются. При этом ком-



денсатор  $C$  начинает заряжаться через сопротивление  $R_{\text{оз}}$ , давая нужное для развертки луча положительное напряжение на пластины. Снимаемый с анода лампы  $L_4$  (работающей, как усилитель напряжения) на модулятор положительный импульс превышает существующее на нем отрицательное напряжение смещения и тем самым вводит луч в действие.

### 8-8. НЕКОТОРЫЕ ИЗ ПРИМЕНЕНИЙ ЭЛЕКТРОННОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

Электронные осциллографы получили в настоящее время исключительно широкое распространение для измерения и исследования самых различных электрических процессов и неэлектрических величин, которые с помощью датчиков (преобразователей) могут быть переведены в процессы электрические.

Там, где эти процессы проходят во времени, как периодические, либо как легко воспроизводимые непериодические процессы, их запись производится с помощью нормальных схем управления трубками, описанных выше. В кратком показе отдельных применений электронно-лучевых осциллографов мы поэтому затрагиваем лишь отдельные характерные применения, связанные с дополнительными особенностями в использовании трубок и осциллографов.

#### а) Измерение характеристик грозовых разрядов

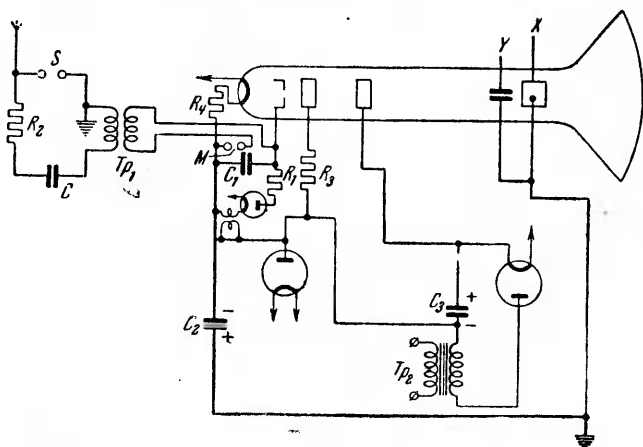
Грозовые разряды и отдельные виды перенапряжений в электрических системах характерны прежде всего неожиданным их появлением и чрезвычайно малыми промежутками времени их существования. Для того чтобы проследить за отдельными стадиями развития таких разрядов, необходимо обеспечить такую скорость пробегания луча по экрану, которая измеряется тысячами километров в секунду. Общая длительность процессов измеряется временами  $10^{-7}$ — $10^{-8}$  сек., а отдельные стадии процесса имеют длительность не более  $10^{-9}$  сек.

При такой большой скорости перемещения луча по экрану и неожиданном начале хода процесса возникает ряд трудностей, связанных:

- а) с синхронизацией процесса;
- б) с получением достаточной яркости линии на экране.

Для высокой яркости нужны высокие напряжения на трубке и повышение тока в луче. Для целей синхронизации требуются особо точно и быстро реагирующие ждущие развертки. Ряд конструкций осциллографов и схем исследования столь быстрых процессов был разработан и проверен в полевых условиях И. С. Стекольниковым [Л. VIII-1].

Принципиальная схема одного из таких устройств высоковольтной осциллографической трубки приведена на фиг. 8-24. Здесь между модулятором и катодом включен конденсатор  $C_1$ , заряжаемый через сопротивление  $R_1$  от однополупериодного выпрямителя. Полярность на конденсаторе в подготовительном периоде такова, что модулятор запирает луч. При появлении электростатического поля, индуцируемого в разряднике  $S$  проходящим вблизи грозвым облаком, разрядник  $S$  безинерционно (в силу наличия в нем возбуждающей искры) сраба-



Фиг. 8-24. Схема Стекольникова для записи грозвых разрядов.

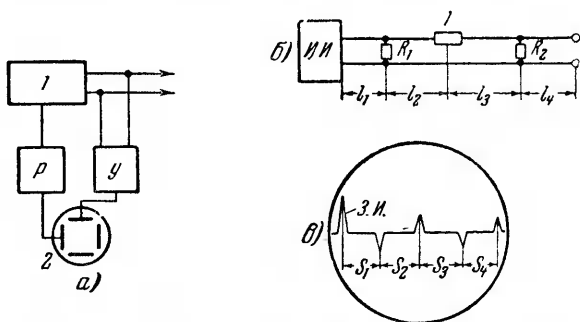
тывает и разряжающийся через него конденсатор  $C$  вызывает импульс в трансформаторе  $Tr_1$ , который передается в цепь модулятора. Имеющийся здесь шаровой разрядник также безинерционно пробивается и конденсатор  $C_1$ , разряжаясь, снимает отрицательный потенциал с модулятора, отпирая луч. Одновременно от синхронизирующего импульса вступает в действие ждущая развертка, подающая напряжение на пластины. При напряжении на трубке до 10—11 кВ автору удалось добиться скорости записи в несколько тысяч км/сек.

Совершенствуя далее схему путем: 1) подачи на анод импульсных напряжений с кратностью, в пять — восемь раз превышающей номинальные значения напряжений на трубке; 2) использования вместо описанного реле нового типа искровосветового реле, упрощающего схему управления модулятором; 3) использования повышенных импульсных значений токов эмиссии катодов, И. С. Стекольников добился при трубках (типа приведенных на фиг. 8-12) с номинальным напряжением в 40 кВ скорости записи в 100 000—200 000 км/сек.

### б) Измерение состояния линий электропередач и линий связи

Возможность записи с помощью электронно-лучевых трубок очень быстро протекающих процессов открыла путь к созданию приборов, позволяющих определить электрическое состояние длинной линии передачи энергии либо линий связи путем измерения этого состояния на одном из ее концов.

Идея осуществления таких приборов была предложена А. Я. Усыковым и развита затем в направлении создания: 1) приборов для обнаружения повреждений в линии В. А. Багатушевым, Н. В. Семеновым и С. В. Усовым; 2) приборов,



Фиг. 8-25. Блок-схема и запись импульсного измерителя линии.

позволяющих измерять состояние линии, Я. Л. Быховским и В. Л. Бакиновским. В приборе, разработанном последними авторами в Центральной научно-исследовательской электротехнической лаборатории МЭС, названном импульсным измерителем линии (ИЛ-1), состояние линий изучается с помощью падающих и отраженных волн в линии, возбуждаемых импульс-генератором [Л. VIII-11].

Прибор, получивший широкое применение, содержит, как показано на блок-схеме фиг. 8-25,а, два основных узла: 1) генератор, посылающий периодические импульсы в линию, и 2) электронный осциллограф, записывающий как прямые импульсы, посылаемые генератором, так и импульсы, отраженные с линии ( $P$  — блок развертки генератора;  $Y$  — усилитель сигнала).

Действие импульсного измерителя линии поясняет диаграмма зарегистрированных на экране электронно-лучевой трубки импульсов (фиг. 8-25,б) применительно к участку длинной линии передачи, приведенному на фиг. 8-25,б.

Первый слева из записанных импульсов является прямым (зондирующим) импульсом, посылаемым генератором в линию.

Последующие являются отраженными от пунктов линии, указанных на фиг. 8-25,б.

По знаку отраженного импульса можно судить об относительной величине волнового сопротивления линии в месте отражения импульса, поскольку по законам отражения волна напряжения отражается у мест повышения волнового сопротивления с прямым знаком, а у мест понижения волнового сопротивления с обратным знаком.

На оси времени нанесены отметки шкалы времени, являющиеся одновременно отметками шкалы расстояний. По этим отметкам устанавливается удаленность участка с ухудшенным состоянием изоляции либо место повреждения линии.

Нанесение электрического масштаба времени производится с помощью дополнительных звеньев, вносимых в блок развертки генератора импульсов.

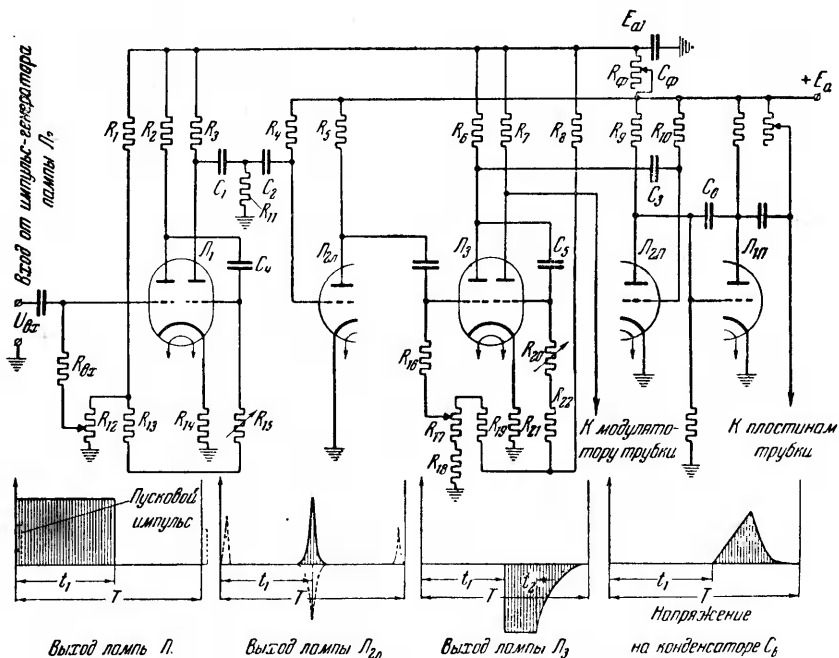
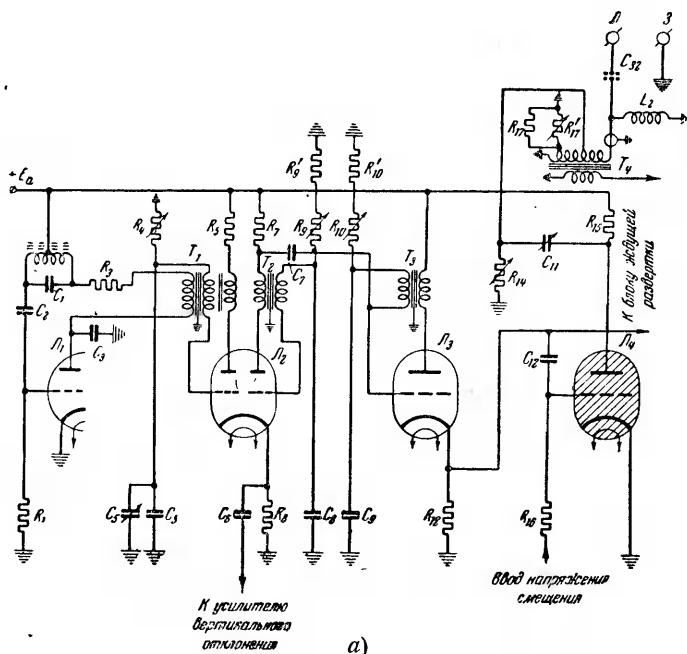
Развернутая схема блока генератора импульсов в ИЛ-1 представлена на фиг. 8-26,а.

Импульсы напряжения посылаются в линию через выходной дифференциальный трансформатор  $T_4$ . Они формируются на конденсаторе  $C_{11}$ , заряжаемом через сопротивления  $R_{14}$  и  $R_{15}$  и разряжаемом через лампу  $L_4$ . Последняя, по существу, и выполняет непосредственные функции генератора выходных импульсов.

Для возможности получать большие токи в импульсе в качестве генерирующей лампы  $L_4$  взята не электронная лампа, а аналогичный ей по действию в данной схеме ионный прибор — тиратрон (физический процесс работы которого рассматривается во второй части книги).

Выход импульсов в линию через дифференциальный трансформатор обусловлен необходимостью обеспечить одновременно прием электронно-лучевой трубкой (индикатором) относительно слабых сигналов, отраженных от участков линии, и вместе с тем защитить электронно-лучевую трубку от сильных прямых импульсов, посылаемых в линию. Длительность импульсов генератора (измеряемая временем в 20—30 мксек) определяется постоянной времени цепи  $C_{11}$  и  $R_{14}$ , так как тиратрон гаснет автоматически тогда, когда напряжение на его электродах спадает до определенного минимума, а частота посылаемых импульсов определяется частотой импульсов, вводимых в сеточную цепь лампы  $L_4$ .

Управляющие импульсы для лампы  $L_4$  дает электронная лампа  $L_3$  (триод), входящая в выходное звено трехзвенной генераторной цепочки из трех импульс-генераторов. Последние выполнены по одинаковой схеме, рассмотренной нами в § 6-7. Два из генераторов объединены в двойном триоде (лампа  $L_2$ ), а третий содержит лампу  $L_3$ .



Фиг. 8-26. Схема основных узлов импульсного измерителя линии.  
а—генераторный узел; б—индикаторный узел.

Потребность еще в двух импульс-генераторах кроме использующего лампу  $L_3$  вызвана необходимостью создавать на экране трубки отметки электрического масштаба времени (в 10 и 50 км).

Разные масштабные отметки, даваемые генераторами лампы  $L_2$ , требуют разных частот генерации. При 50-км отметках требуется частота в пять раз меньшая, чем при 10-км отметках. Еще меньше должна быть частота прямых (зондирующих) импульсов, посылаемых генераторам в линию, поскольку эта частота координируется с полной длиной испытуемого участка линии. Наибольшую частоту  $f_1$  дает генератор с левым триодом лампы  $L_2$ . Частота его, регулируемая  $R_4$  и  $C_5$ , соответствует отметкам в 10 км. Среднюю частоту  $f_2$  для 50-км отметок дает генератор с правым триодом в лампе  $L_2$ . Она регулируется с помощью переменного сопротивления  $R_9$ .

Управляющие импульсы для 10- и 50-км отметок, различающиеся по величинам, суммируются в выходном катодном сопротивлении  $R_8$ , связанном через емкость с входом усилителя вертикального отклонения луча.

Частота генератора выходных импульсов  $f$  регулируется с помощью переменного сопротивления  $R_{10}$ , включенного в цепь сетки третьего импульс-генератора. Кроме управления лампой  $L_4$  последний посылает еще пусковые импульсы во входную цепь блока ждущей развертки, рассматриваемого ниже.

Первый слева импульс-генератор управляется, в свою очередь, от самовозбуждаемого генератора типа  $LC$  с лампой  $L_1$ , выполняющего роль ведущего генератора стабильной частоты. От нормальных рассмотренных в § 6-1 типов генераторов последний отличается тем, что в сеточную цепь его для стабилизации частоты вводится кварц и, кроме того, анодная цепь лампы  $L_1$  для ослабления влияния паразитных емкостей шунтируется емкостью  $C_3$ . Регулирование частоты генератора производится с помощью перестановки магнетитовых сердечников в индуктивности  $L$  колебательного контура. Правый триод в лампе  $L_1$  использован в блоке ждущей развертки.

В блок ждущей развертки, схема которого приведена на фиг. 8-26,б, входят также три звена: 1) звено задержки развертки луча; 2) звено продолжительности развертки; 3) звено формирования пилообразного напряжения для развертки. Диаграммы, поясняющие работу отдельных звеньев блока развертки, приведены под соответствующими элементами схемы.

Задача первого из названных звеньев — обеспечить расположение зондирующего импульса, посылаемого генератором в испытываемую линию, в начале экрана не только тогда, когда исследуется вся линия, но и тогда, когда проверяется состоя-

ние отдельного участка ее, удаленного от начала на то или иное расстояние. Просмотр в увеличенном во времени масштабе (при большей скорости развертки) отдельных участков позволяет уточнить место и характер неисправности. Полное использование экрана во всех режимах наблюдения решается задержкой развертки луча на необходимый интервал времени.

Звено задержки выполнено аналогично левой половине схемы на фиг. 8-23 (правая половина используется в последующих звеньях) на двух триодах лампы  $L_1$ . На вход левого триода подаются импульсы с периодичностью  $f$  от импульс-генератора третьего звена (лампа  $L_3$ ). Эти импульсы обозначены на нижней левой диаграмме пунктиром.

Пусковой положительный импульс открывает левый триод лампы  $L_1$ . Эта лампа начинает пропускать ток и одновременно в силу большого падения напряжения на ее аноде она закрывает правый триод. Этот триод остается закрытым пока на разряжающемся через левый триод лампы  $L_1$  и  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  и  $R_{14}$  конденсаторе  $C_4$  не установится минимум напряжения, равный напряжению отсечки. Получающийся на выходе правого триода прямоугольный импульс напряжения (заштрихованный на левой нижней диаграмме) и определяет время задержки развертки, так как включение в действие следующего звена (каскада длительности развертки) происходит в момент спада импульса напряжения к нулю. Время разряда  $t_1$  регулируется переменным сопротивлением  $R_{15}$ . Нужный для управления вторым каскадом остроконечный импульс получается за счет дифференцирующего звена, состоящего из  $C_1$ ,  $C_2$  и  $R_{11}$ . Принцип действия такого звена был описан при анализе работы секции 4 схемы на фиг. 6-25. Левый триод лампы  $L_2$  усиливает входной импульс и изменяет его знак с отрицательного на положительный, как показано на второй слева диаграмме на фиг. 8-26, б.

Положительные импульсы входного напряжения почти полностью срезаются при этом, как мы это видели при анализе работы секции 5 в схеме на фиг. 6-25.

Каскад длительности развертки, в котором использован двойной триод лампы  $L_3$ , работает по тому же принципу и схеме, что и каскад с лампой  $L_1$ . Длительность получаемой на выходе прямоугольной части импульса, определяющая время прямого хода луча  $t_2$ , регулируется здесь сопротивлением  $R_{20}$ .

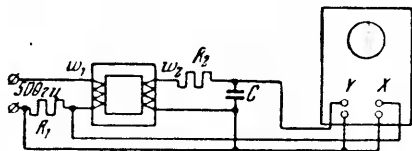
Дальнейшие функции преобразования прямоугольного импульса в импульс пилообразной формы, нужный для развертки луча, выполняет звено формирования напряжения развертки, включающее: 1) лампу  $L_{2n}$  (правый триод лампы  $L_2$ ), управляющую режимом заряда — разряда рабочего конденсатора  $C_6$ , и 2) лампу  $L_{1n}$  (правый триод лампы  $L_1$ , левый триод

которой используется в генераторном блоке), усиливающую напряжение конденсатора  $C_6$  до уровня, необходимого для управления горизонтальными пластинами  $X$ . Конденсатор  $C_6$  заряжается, когда лампа  $L_{2n}$  тока не пропускает, и разряжается через эту лампу в период ее проводимости. Напряжение развертки показывает крайняя справа диаграмма на фиг. 8-26, б. Скорость развертки регулируется изменением коэффициента усиления лампы  $L_{2n}$ .

Исключение записи обратного хода луча достигается подачей с правого триода лампы  $L_3$  положительного импульса на модулятор, компенсирующего постоянно действующее в цепи модулятора отрицательное напряжение смещения.

### в) Снятие петли гистерезиса

Можно получить на экране электронно-лучевой трубки запись кривой намагничения стали в виде петли гистерезиса, если на  $X$ -пластины, как показано на схеме фиг. 8-27, подать



Фиг. 8-27. Схема для записи на осциллографе петли гистерезиса.

напряжение, пропорциональное току намагничения стального образца, а на вертикальные пластины — напряжение, пропорциональное индукции в образце.

Напряжение, подводимое к пластинам, пропорционально в приведенной схеме к току намагничения потому, что оно снимается с активного сопротивления, много большего внутреннего сопротивления катушки намагничения. Напряжение снимаемое на пластины  $Y$  пропорционально индукции, потому, что э. д. с. во вторичной обмотке  $w_2$  пропорциональна производной от индукции, а напряжение на емкости  $C$  пропорционально интегралу от тока, который при большом значении емкости можно считать пропорциональным э. д. с. обмотки.

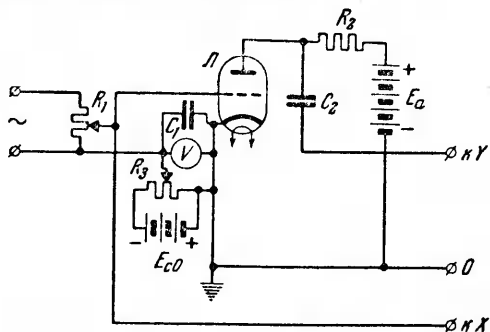
### г) Снятие характеристик электронных ламп

С помощью электронного осциллографа могут быть записаны на экране трубки любые характеристики электронных ламп в статическом и динамическом режимах. Так, при использовании схемы фиг. 8-28, содержащей испытуемую лампу, могут быть записаны статические и динамическая анодно-сеточные характеристики лампы.

Выходные зажимы  $O$  и  $Y$  соединяются с пластинами  $Y$ , а выходные зажимы  $O$  и  $X$  с пластинами  $X$ . На вход схемы



вводится переменное напряжение (лучше несколько повышенной против промышленной частоты), с тем, чтобы уменьшить емкость вспомогательных конденсаторов, введенных в схему, а также сделать меньше частотные искажения, получаемые от усилителей осциллографа.



Фиг. 8-28. Схема для записи на осциллографе характеристики электронных ламп.

Напряжение, снимаемое с нагрузки  $R_2$  через  $C_2$  можно принять в этой схеме пропорциональным току лампы, поскольку в анодную цепь входит чисто активное сопротивление.

Отдельные участки характеристик могут быть получены в увеличенном масштабе, если изменять напряжение смещения, а также амплитуду переменного напряжения одновременно с изменением коэффициента усиления в осциллографе.

#### д) Определение с помощью осциллографа сдвига фаз и соотношения частот. Запись одним лучом двух изображений

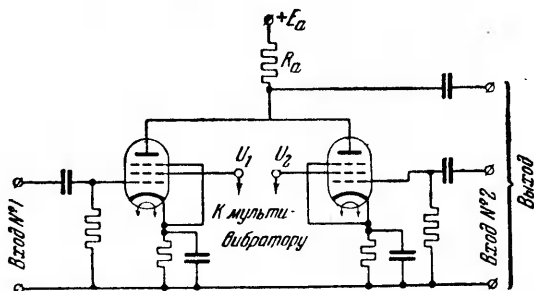
Сдвиг фаз и соотношение частот проще всего определить, пользуясь двухлучевым осциллографом либо однолучевым, в котором с помощью электронного коммутатора пластины переключаются из одной цепи в другую.

Принципиальная схема электронного коммутатора, позволяющего с большой скоростью производить переключение цепей, приведена на фиг. 8-29. Здесь два пентода (тип 6Ж7Б), на вход управляющих сеток которых подаются исследуемые напряжения от двух источников.

Каждая из ламп пропускает ток поочередно, благодаря тому что экранирующие сетки у них питаются от мультивибратора, подводящего прямоугольные импульсы напряжения переменного знака. Поочередное прохождение тока через лампы вызывает периодически повторяющееся падение напряжения в выходном нагрузочном сопротивлении. Это напряжение под-

водится к пластинам. Луч поэтому поочередно отклоняется пропорционально одному и другому измеряемым на входах ламп напряжениям.

К частоте переключений предъявляются некоторые требования. Во-первых, частота переключений должна быть не ниже 15—20 в секунду с тем, чтобы зрительная инерция глаза сохраняла впечатление непрерывности кривой. Впечатлению непрерывности содействует некоторое послесвечение экрана. При меньшей периодичности коммутации кривые на экране записываются сплошными линиями, а при много большей периодичности — пунктирными линиями. Частота переключений, во-вторых, не должна быть кратной частоте исследуемых явлений, так как в этом случае будут записываться только участки кривых, относящиеся к полупериодам.



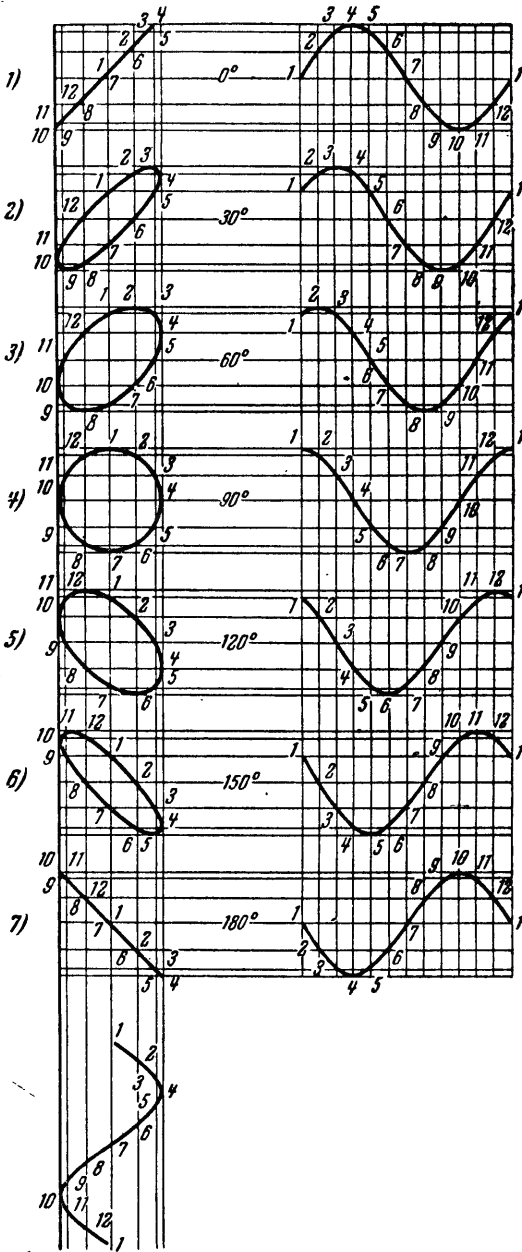
Фиг. 8-29. Схема электронного переключателя для одновременной записи одним лучом двух процессов.

Расширившиеся возможности в использовании однолучевого осциллографа с помощью электронного коммутатора объясняют то широкое применение, которое он получил в качестве приставки к осциллографу.

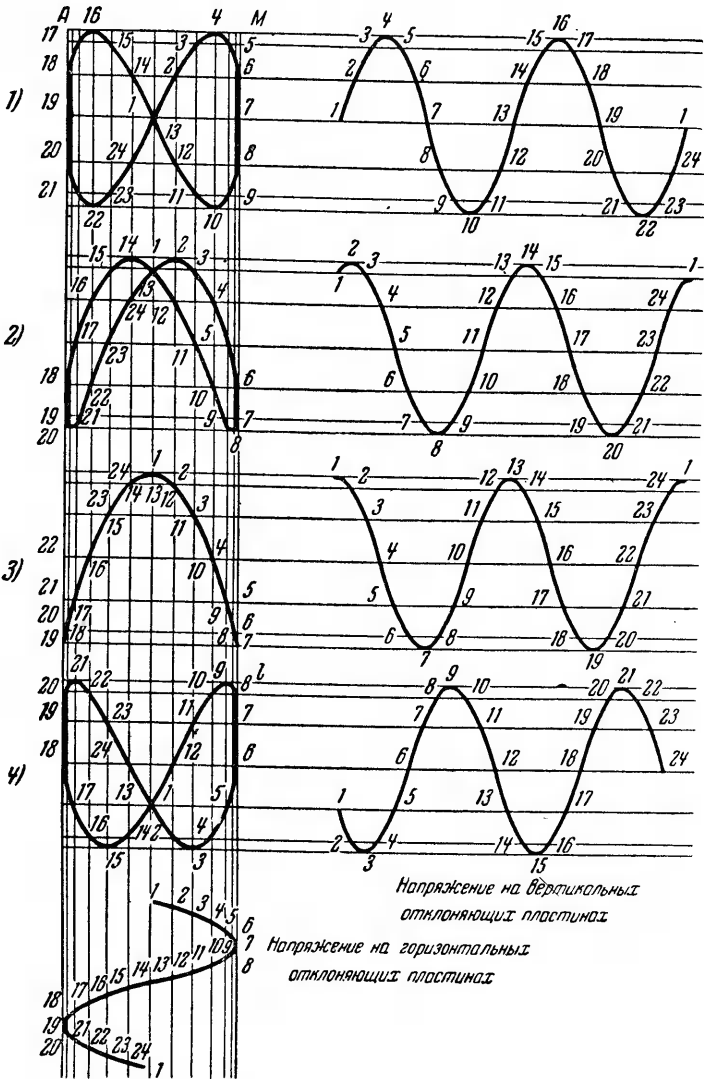
При отсутствии переключателя суждение о сдвиге фаз и соотношениях частот можно иметь и по результирующей записи на экране кривых, получаемых при включении одной измеряемой величины к пластинам  $X$ , а другой к пластинам  $Y$ .

Получающиеся при этом кривые получили название фигур Лиссажу. Какую форму получают фигуры Лиссажу при двух сдвинутых по фазе на разные углы синусоидах напряжения, имеющих одинаковую амплитуду и частоту, показывают построения на фиг. 8-30а.

Снизу построена синусоида одного напряжения, а в правом вертикальном ряду — синусоиды другого напряжения, сдвинутые по отношению к первой на разные углы, указанные в соответствующей строке фигуры. Фигуры Лиссажу построены по точкам пересечения горизонталей и вертикалей, проведен-



Фиг. 8-30а. Фигуры Лиссажу при различных углах сдвига фаз.



Фиг. 8-306. Фигуры Лиссажу при разных частотах.

ных через точки синусоид, делящие период синусоиды на 12 равных частей. Углы, дополняющие записанные на фигуре до  $360^\circ$ , приводят к той же форме фигур, что, и построенные.

При одинаковых амплитудах, но неодинаковых частотах кривые Лиссажу имеют более сложную форму. Это можно видеть из построений на фиг. 8-30б. Здесь отношение частот равно 2. Характерным в построенных кривых является наличие двух точек касания (за исключением строки 3, где обе точки касания сливаются с горизонтальной осью).

Такая закономерность в образовании точек касания с осями координат является общей и при других частотах. Поэтому по числу точек касания фигур Лиссажу и судят о соотношении частот в измеряемых цепях.

### 8-9. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ПРИБОРОВ

Кроме лучевых приборов, описанных в предыдущих главах (лучевые тетроды, индикаторы настройки и электронно-оптические преобразователи), и лучевых трубок, описанных в настоящей главе, в промышленную электронику вошел ряд специальных типов электронно-лучевых приборов, общим свойством которых является формирование в них электронных потоков в лучи.

В настоящем параграфе мы кратко рассмотрим важнейшие типы этих приборов.

#### а) Электронный микроскоп

Возможность фокусировать статическим либо магнитным полем электронные потоки при любых достижимых скоростях электронов открыла путь к созданию электронных микроскопов, разрешающая способность которых на несколько порядков выше разрешающей способности лучших типов оптических микроскопов.

Разрешающая способность определяется минимальным расстоянием между точками объекта, которые можно еще различать, как самостоятельные. Такие точки не могут быть бесконечно сближены, поскольку каждая точка при освещении объекта и изображении его на экране в силу явления дифракции характеризуется не точкой, а кружком, с более светлой центральной частью и менее светлыми кольцами, окружающими центральную часть. Расстояние между центрами ближайших раздельных пятен и определяет разрешаемое расстояние. У идеальной линзы (линзы, свободной от аберраций, т. е. такой линзы, у которой все проходящие через нее лучи преломляются строго в точечном фокусе) разрешаемое расстояние определяется из формулы [Л. VIII-6]

$$d = \frac{0,526\lambda}{n \sin \alpha}; \quad (8-12)$$

здесь  $\lambda$  — длина волны;

$n$  — показатель преломления среды;

$\alpha$  — предельное значение угла, образуемого главной оптической осью и лучом, исходящим из объекта, к незакрытому диафрагмой краю линзы. Такой угол называют апертурным.

При волнах видимого света, имеющих длину волны в границах от 0,4 до 0,8  $\mu$ , и предельно достижимых для оптических линз показателях преломления ( $n=1,5$ ) и синуса апертурного угла ( $\sin \alpha=1$ ) разрешаемое расстояние лежит в границах от 0,2 до 0,4  $\mu$ .

Полезное увеличение микроскопа обратно пропорционально разрешаемому расстоянию и определяется из равенства

$$M = \frac{p}{a}; \quad (8-13)$$

здесь  $p$  — наименьшее, различаемое человеческим глазом расстояние. При оптимальном удалении объекта от глаза, равном примерно 25 см,  $p$  принимают равным 0,02 см.

Это дает предельное увеличение для микроскопа, при пользовании видимым светом  $M=1000$ .

Волновые свойства, обнаруживаемые у быстро перемещающихся электронов, позволяют и им приписать (по предположению Де-Бройля) определенную длину волны, определяемую из равенства

$$\lambda = \frac{h}{mv}; \quad (8-14)$$

здесь  $h$  — постоянная Планка;

$m$  — масса электрона;

$v$  — его скорость.

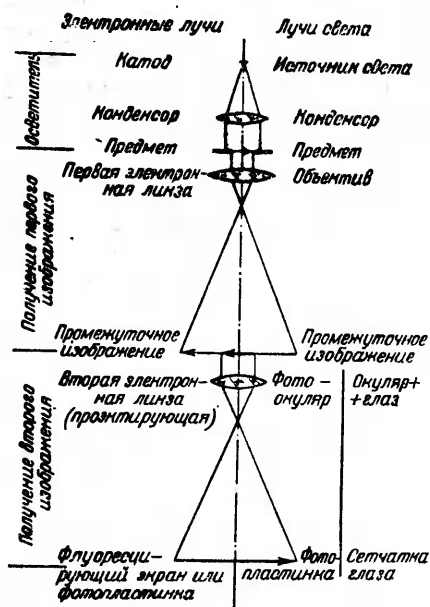
Так, если, например, электроны пройдут в ускоряющем поле напряжением в 50 кВ, то соответствующая им длина волны равна 0,005 мкм. Это меньше минимальной длины волны видимого света в  $10^5$  раз. Если бы электростатические или магнитные линзы удалось бы выполнить с таким же минимумом сферических aberrаций, которые удается получить в настоящее время при составных оптических линзах, то и разрешаемое расстояние электронного микроскопа можно было бы понизить по отношению к оптическому также в  $10^5$  раз, и, следовательно полезное увеличение повысить во столько же раз.

В силу, однако, значительно больших сферических aberrаций, которые дают электронные линзы по отношению к оптическим, ограничение уровня aberrаций у последних требует снижения апертурного угла у них на 2—3 порядка против оптических линз.

В результате полезное увеличение электронного микроскопа практически доводится до 100-кратного по отношению к лучшим типам оптических микроскопов. Это дает предельное полезное увеличение, равное примерно 100 000. Такое полезное увеличение открыло совершенно новые возможности для исследования с помощью электронного микроскопа столь малых частиц, которые совершенно не были доступны оптическим микроскопам.

Электронные микроскопы получили применение в различных областях естествознания и техники, где знание тонкой структуры вещества и содержащихся в нем примесей является вопросом первостепенной важности.

Схема действия электронного микроскопа, в котором изучаемые объекты просвечиваются электронными лучами, приведена на фиг. 8-31. На левой половине фигуры названы линзы, формирующие изображение в электронном микроскопе, а на правой половине фигуры для аналогии указаны соответствующие линзы



Фиг. 8-31. Схема действия электронного микроскопа.

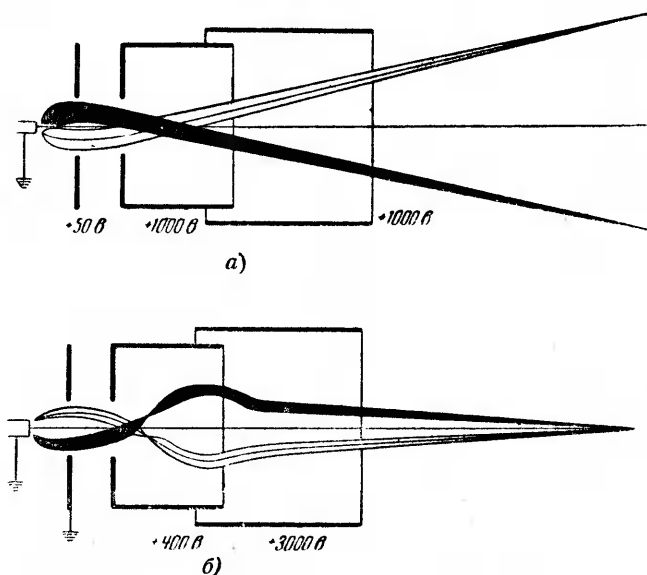
в оптическом микроскопе, работающем также на просвет.

Роль первой линзы, названной конденсорной, заключается в том, чтобы расходящийся от катода электронный поток сконцентрировать для прохождения его сквозь просвечиваемый объект, аналогично действию конденсорной линзы в оптическом микроскопе, собирающей световой пучок от источника к просвечиваемому объекту.

Электронный поток формируется в электронном микроскопе в эмиссионной системе (электронной пушке), имеющей примерно ту же конструкцию, что и эмиссионная система в электронно-лучевой трубке. Катод в микроскопе делается из вольфрама для обеспечения устойчивой эмиссии и предупреждения испарения составных элементов оксида и последующего осаждения его на исследуемый объект. Ход лучей в электронном микроскопе на пути их следования от катода к экрану схема-

тически показан на фиг. 8-32,а. Выходя из катода, лучи преломляются к фокусу эмиссионной системы, близко к которому располагается просвечиваемый объект, и затем лучи, расходясь, дают увеличенное изображение объекта на экране.

Характерным для эмиссионной и фокусирующей системы электронного микроскопа (фиг. 8-32,а) и электронно-лучевой трубки (фиг. 8-32,б) является то, что при примерно одинаковом конструктивном исполнении обеих систем ход лучей в них благодаря разным потенциалам, сообщенным электродам, получается различным. В то время как в электронно-лучевой



Фиг. 8-32. Ход электронных лучей.

а—в электронном микроскопе; б—в электронно-лучевой трубке.

рубке (фиг. 8-32,б) лучи, исходящие от разных точек промежуточного изображения (шейки луча), сходятся, подходя к экрану, в микроскопе они расходятся, давая увеличенное изображение.

На пересечении лучей, прошедших через фокус и центр линзы, получается промежуточное изображение с первой ступенью увеличения.

Вторая электронная линза называемая проекционной, дает вторую ступень увеличения для одного из участков промежуточного изображения (по выбору).

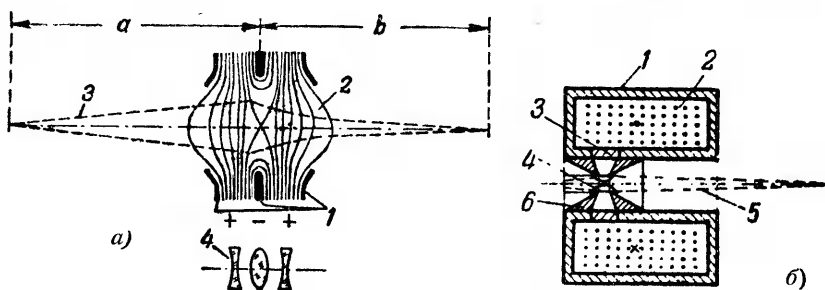
Результатирующее двукратно увеличенное изображение рассматривается невооруженным глазом либо с помощью оптиче-



ского микроскопа (с небольшим увеличением) на флюоресцирующем экране, а также фотографируется.

Электронные линзы создаются в микроскопе либо электростатическим, либо магнитным полем. Схема конструктивного исполнения электростатической линзы приведена на фиг. 8-33,а. Нужное для преломления электронных лучей поле характеризуется системой эквипотенциальных линий. В приведенной конструкции поле создается тремя дисками с центральными отверстиями. Наружным дискам сообщается общий потенциал, а внутреннему — отличный потенциал.

Получаемое при этом электростатическое поле действует в центральной части, как собирающее, а на наружных уча-



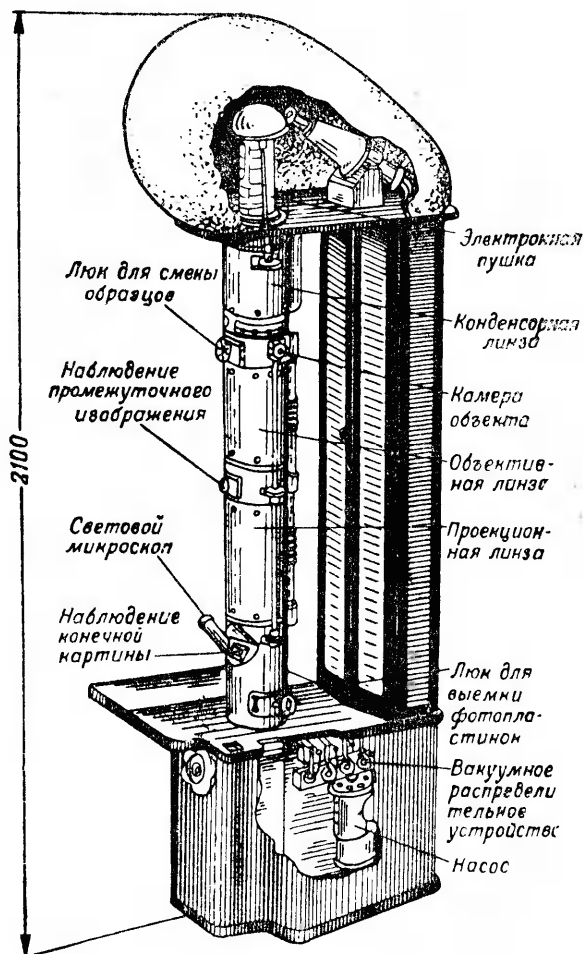
Фиг. 8-33. Фокусировка поля.

а—электростатической линзой; б—магнитной линзой.

ствах, как слегка рассеивающее. Это поясняется оптическим аналогом с помощью изображенных внизу двух двояковыпуклых и одной двояковыпуклой линзы. Схематический разрез магнитной линзы приведен на фиг. 8-33,б. Основная задача заключается здесь, как и в электростатической линзе, в том, чтобы сделать линзу короткофокусной. Это достигается созданием поля малой осевой протяженности. Для концентрации поля на коротком участке оси катушку, создающую это поле, заключают в стальной панцырь (отсюда и название — панцырная катушка) с внутренним кольцевым зазором, в котором и создается поле большой интенсивности. Нужная форма поля обеспечивается специальной формой полюсных наконечников.

С помощью таких линз удается при ускоряющих напряжениях для электронов порядка 50—100 кВ добиться фокусных расстояний порядка 1—3 мм. При таких относительно коротких фокусах заметно ослабляются сферические aberrации линзы. Относительно меньшие aberrации у магнитных линз и являются причиной того, что большинство из разработанных типов осциллографов снабжено магнитными линзами.

Промышленный тип электронного микроскопа с магнитными линзами, сконструированного в Государственном оптическом институте акад. А. А. Лебедевым, В. Н. Верцнером и И. Г. Зандиным, представлен на фиг. 8-34.

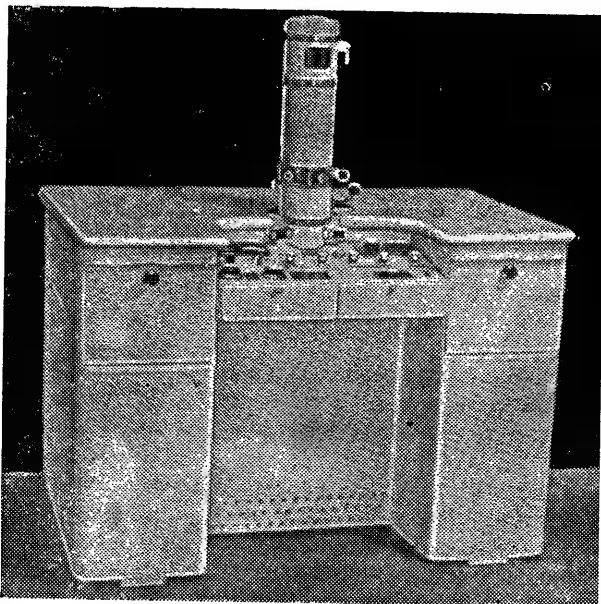


Фиг. 8-34. Внешний вид электронного микроскопа ГОИ.

Основной частью микроскопа является рабочая колонка, содержащая все основные узлы электронно-оптической системы микроскопа, начиная от электронной пушки (источника электронов) и кончая флуоресцирующим экраном. В герметически закрываемой колонке создается вакуум для свободного (без

столкновений с молекулами и атомами составных частей воздуха) перемещения электронов от катода к экрану. Вакуум поддерживается постоянно действующими насосами, установленными под колонкой, в нижней части корпуса микроскопа.

Установка объекта для наблюдения, а также смена фотокассет производятся с нарушением вакуума. Его восстановление после установки объекта требует относительно небольшого времени.



Фиг. 8-35. Внешний вид малогабаритного электронного микроскопа.

Электронная пушка расположена в верхней части колонки, а флюоресцирующий экран — внизу. Между ним расположена система линз, указанная на схеме фиг. 8-31, а также камера объекта и вспомогательные устройства, позволяющие производить смену объекта, регулировку его положения и наблюдение за промежуточным и конечным изображениями.

Микроскоп питается от выпрямительного устройства, снабженного сглаживающим фильтром и стабилизатором. Напряжение питания 50 кв. Общее увеличение, даваемое микроскопом, достигает 25 000.

Микроскоп на 100 кв, разработанный в Научно-исследовательском институте Электропромышленности под общим руководством Ю. М. Кушнера, дает разрешаемое расстояние в 2,5—3,0 ммкн и полезное увеличение до 70 000—80 000.

В тех случаях, когда не требуется иметь столь больших увеличений, а важны минимальные габариты прибора, применяются малогабаритные электронные микроскопы. Такой малогабаритный электронный микроскоп разработан в Научно-исследовательском Институте Министерства электропромышленности Н. Г. Сушкиным, П. В. Зайцевым и О. Н. Рыбаковым. Фото его дано на фиг. 8-35. Линзы в данном микроскопе также магнитные. Электронная пушка в нем находится внизу, а экран и фотокамера — наверху. В связи с малогабаритностью микроскопа это более удобно для наблюдений. Полезное увеличение микроскопа достигает 10 000 [Л. VIII-6].

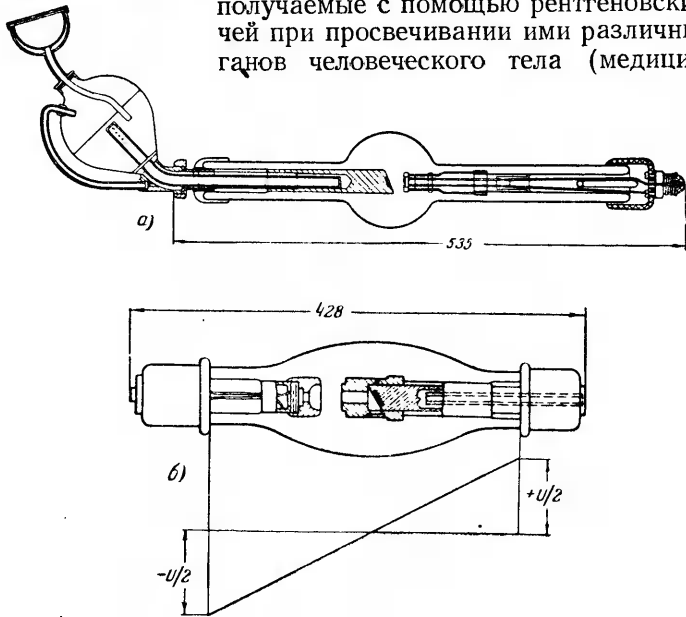
### б) Рентгеновские трубки

Рентгеновские лучи получили в настоящее время широкое применение не только в медицине (для целей рентгенодиагностики и рентгенотерапии), но и в технике: а) для просвечивания металлов значительных толщин; б) при рентгеноструктурном анализе кристаллического строения тел; в) при рентгеноспектральном анализе, применяемом для выяснения элементов, входящих в состав исследуемого вещества и г) в ряде специальных исследований [Л. VIII-7 и 8].

Достаточно интенсивное рентгеновское излучение возникает при бомбардировке различных веществ электронами с энергией, характеризующейся скоростью не менее, чем десятки тысяч вольт. В качестве источника рентгеновского излучения обычно используется анод высоковакуумной трубки, называемой рентгеновской трубкой. Последняя, как это видно из фиг. 8-36, а и б (где приведены две нижеописываемые конструкции), содержит два электрода катод и анод. Вольфрамовый катод в трубке, как и в других типах электронных ламп, накаливается током от внешнего источника. Излучаемые накаленным катодом электроны ускоряются электрическим полем анода и бомбардируют его. При бомбардировке возникает рентгеновское излучение двух типов: 1) излучение торможения, возникающее при торможении металлом быстрых электронов и характеризующееся присутствием относительно более длинных волн (мягкие лучи) и непрерывным спектром и 2) излучение, возникающее при возвращении на свои энергетические уровни во внутренние оболочки атомов или ионов кристаллической решетки металла электронов, возбужденных первичными быстрыми электронами. Такое излучение характеризуется для металлов с высоким атомным номером интенсивными спектральными линиями с короткими длинами волн (жесткие лучи). Чем выше энергия первичных электронов, зависящая от ускоряющего поля анода, тем интенсивность рентгеновского излучения больше и тем больше в нем относительная доля жестких лучей.

В связи с необходимостью фокусировки в рентгеновских трубках электронных потоков для получения на аноде относительно ограниченной площадки излучения (фокуса) такие трубки могут быть также отнесены к лучевым приборам.

Ограниченные размеры фокуса (острый фокус), особенно необходимы в диагностических трубках, где теневые картины, получаемые с помощью рентгеновских лучей при просвечивании ими различных органов человеческого тела (медицинские



Фиг. 8-36. Рентгеновские трубки.

[а—трубка ДВ-110 с водяным охлаждением; б—трубка БПМ-200 с проточным масляным охлаждением.

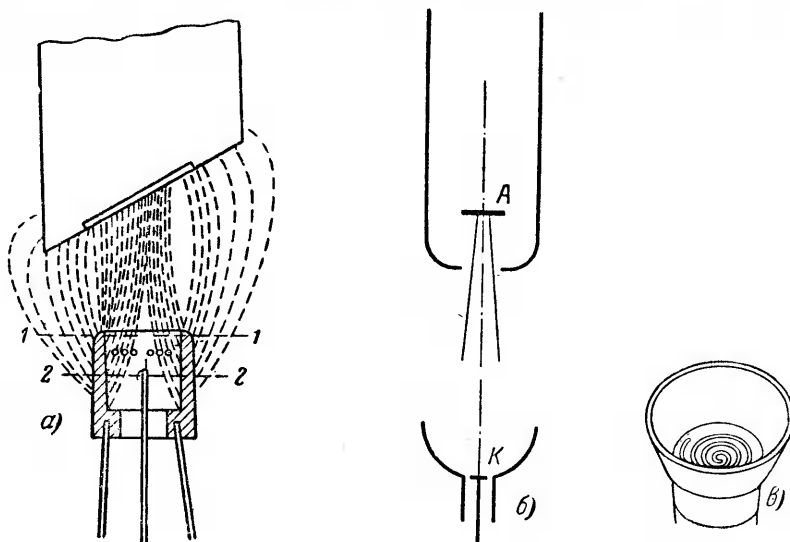
диагностические трубки) либо металлических деталей (трубки для просвечивания материалов), должны быть ясными и с хорошо очерченными границами (контрастными).

Фокусировка электронных потоков в рентгеновских трубках создается цилиндром (фиг. 8-37,а) либо куполообразной чашей (фиг. 8-37,б), окружающими катод.

Роль катодных экранов сводится в первую очередь к тому, что они определяют форму электрического поля вблизи катода, где электроны благодаря их малой начальной скорости следуют еще за линиями поля. Последние, как это видно из фиг. 8-37,а, сгущаются от стенок катодного экрана к оси трубки. Степень сгущения линий поля зависит не только от формы катодного экрана, но и от его размеров и глубины погружения катода в экран.

Более острую фокусировку дают обычно куполообразные экраны при глубоком размещении в них катода. Конструкция такого катода с экраном приведена на фиг. 8-37, в.

Не во всех, однако, трубках целесообразно иметь концентрический катод. Это обусловлено теми трудностями, которые возникают при конструировании трубок, когда важно иметь



Фиг. 8-37. Фокусировка лучей в рентгеновской трубке.

а—при цилиндрическом катодном экране; б—при чашеобразном экране; в—катод с чашеобразным экраном.

одновременно большую интенсивность рентгеновского излучения и возможно меньший фокус излучения. Для получения большой интенсивности излучения нужно к аноду подводить большую мощность, так как к. п. д. рентгеновского излучения очень мал (он не превышает 0,2%). Поскольку около 99% мощности, принимаемой анодом, превращается на нем в тепло, то для того, чтобы не допустить перегрева фокуса (зеркала) анода, выполняемого из металла с высоким атомным номером (обычно вольфрам), тепловое сопротивление между зеркалом и остальной массой анода (для которой выбирается обычно медь) не должно быть слишком большим. Это требует большой площади зеркала, что противоречит требованиям получения малого фокуса.

Известным разрешением таких противоречий является выполнение анода с некоторым скосом торцевой поверхности, как это показано на фиг. 8-38, а. При скошенном аноде эффективное сечение рентгеновского излучения остается тем же,

что и при коротком фокусе, между тем как приемная поверхность для электронов и площадь теплового контакта с анодом увеличиваются. Скошенный анод дает еще то преимущество, что выход излучения соответствует максимуму в полярной диаграмме, направление которого не совпадает с направлением потока первичных электронов.

При такой конструкции анода, естественно, более целесообразно иметь катод продолговатым (фиг. 8-37,а) с тем, чтобы сохранить оптический фокус коротким по всем направлениям излучения.

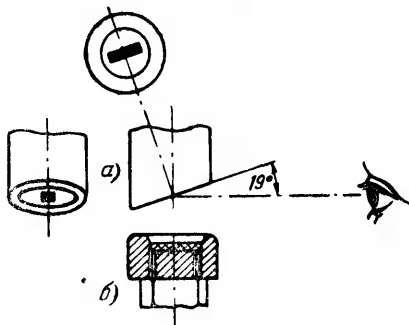
Такой скошенный анод имеют почти все диагностические трубки. Промышленный тип такой трубки (ДВ-110 на рабочее напряжение 110 кВ и секундной допускаемой мощностью 3—6 кВт), применяемой для диагностики в медицине, представлен на фиг. 8-36,а.

В связи с большой выделяющейся на поверхности анода мощностью медный анод трубки с вольфрамовым зеркалом на торце сделан полым. В полую часть анода введена трубка, подводящая к аноду охлаждающую воду. Вода, налитая в наружный шар, получает естественную циркуляцию при уносе тепла от анода.

Другой тип диагностической трубки, применяемой для просвечивания металлов (с целью обнаружения раковин в литье либо дефектных мест при сварке металлов) показан на фиг. 8-36,б. Особенность конструкции данной трубки заключается в том, что на аноде ее укреплен медный чехол с целью улавливания отраженных от анода электронов, а также вторичных электронов. Если такие электроны допустить к стеклу колбы, то, оседая на нем, они изменяют конфигурацию поля внутри трубки и тем самым нарушают фокусировку электронных потоков. Тип этой трубки БПМ-200. Она рассчитана на рабочее напряжение 200 кВ и длительно допускаемую мощность 3 кВт.

### в) Электронно-лучевые коммутаторы

Для решения задачи быстрого переключения одной цепи на ряд направлений применяются в настоящее время электронно-лучевые переключатели (коммутаторы). Роль подвижного контакта выполняет в них электронный луч, управляемый электрическим либо магнитным полем.

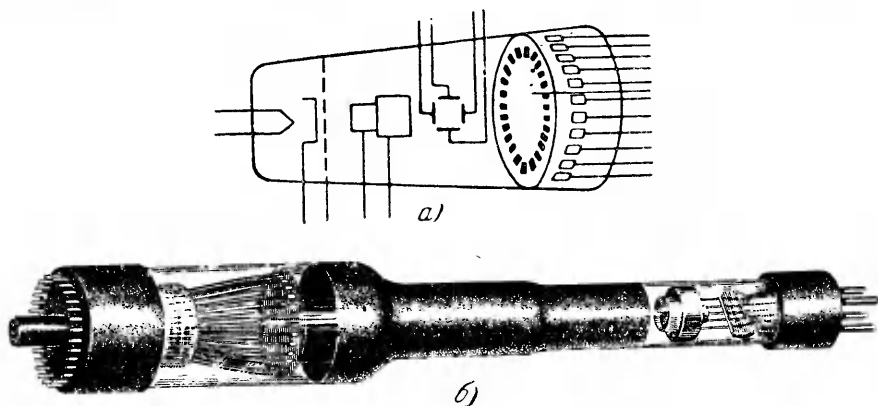


Фиг. 8-38. Образование острого фокуса путем скашивания анода.

а — скошенный анод и его проекции;  
б — катод.

По скорости переключений ни один из типов механических переключателей не может сравниться с электронным коммутатором.

Принципиальная схема устройства коммутатора приведена на фиг. 8-39,а, а одна из его конструкций, разработанная Д. А. Зерновым (аксиальный электронный коммутатор), приведена на фиг. 8-39,б. Узлы формирования и управления лу-



Фиг. 8-39. Электронный коммутатор.

а—схема действия; б—аксиальный коммутатор Зернова.

чом здесь те же, что и у электронно-лучевой трубки. Луч формируется, как это видно из схемы фиг. 8-39,а и б, эмиссионной системой, состоящей из катода, модулятора и анодов.

Анодный конец луча перемещается с помощью вращающегося электрического поля по окружности, где установлены контакты коммутатора. Это поле создается двумя парами пластин, питаемых, как и при круговой развертке (схема на фиг. 8-22,а), от двух синусоидальных напряжений, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$ . Для того чтобы луч при касании с одним из контактов не входил одновременно через боковые каналы рассеяния в соприкосновение и с соседними контактами, перед контактами на пути луча установлен металлический экран (с прорезями против каждого из контактов). В этом случае электроны, не принадлежащие основному лучу, попадают на экран и отводятся к ускоряющему аноду, с которым экран потенциально связан.

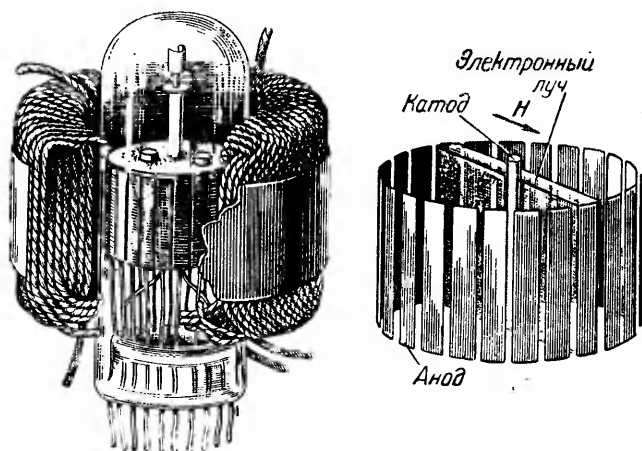
Для увеличения тока в луче на участке экран — контакт приемные поверхности контактов в рассматриваемой конструкции обрабатываются слоями вещества, обладающего повышенной вторичной эмиссией. В этом случае от контактов к экрану (обладающему более высоким потенциалом) уходит больше электронов, чем их приходит от катода. Анодом



является в этом случае экран, а сменными катодами — контакты коммутатора.

Коммутатор описываемой конструкции в состоянии обеспечить относительно небольшие токи в переключаемых цепях (не выше 0,5—1 ма).

Значительно большие токи (до 50 ма) и притом при меньших анодных напряжениях (от 50 до 150 в) дает коммутатор,



Фиг. 8-40. Радиальный коммутатор.

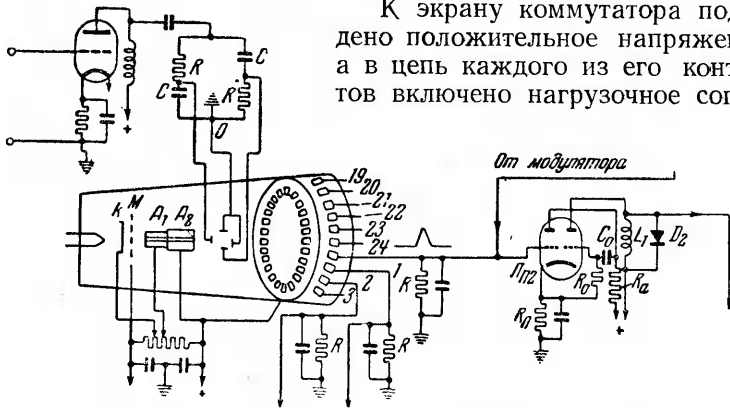
представленный на фиг. 8-40 и названный радиальным. Здесь контактные пластины (из немагнитного материала) размещаются по образующим цилиндра концентрично катоду. Электронный луч формируется и приводится во вращение бегущим магнитным полем, создаваемым двумя катушками, оси которых сдвинуты в пространстве на  $90^\circ$ , а токи, питающие их, сдвинуты во времени на  $90^\circ$ .

Радиально направленные линии магнитного поля не изменяют направления движения электронов, если их траектории совпадают с линиями поля, и препятствуют перемещению электронов, возвращая их к катоду, если по выходе из катода электроны обладают тангенциальными составляющими скорости.

В результате действия магнитного поля в коммутаторе образуется электронный двухконцевой пластинчатый луч, вращающийся вместе с магнитным полем вокруг катода как оси.

Кроме относительно больших пропускаемых токов данная конструкция коммутатора имеет еще то преимущество, что позволяет управлять величиной тока в луче с помощью сетки, размещаемой между катодом и приемными контактными электродами.

Пример применения электронно-лучевого коммутатора в телемеханическом устройстве, где для управления разными удаленными объектами требуется передавать по определенному коду сигналы, изменяющиеся по величине, группировке их во времени либо по сдвигу фаз, дает схема на фиг. 8-41. Питание электродов эмиссионной системы и управляющих пластин дано применительно к коммутатору Зернова.



К экрану коммутатора подведено положительное напряжение, а в цепь каждого из его контактов включено нагрузочное сопро-

Фиг. 8-41. Включение электронно-лучевого коммутатора в телемеханическую систему.

тивление  $R$ , зашунтированное емкостью. Так как токи, проходящие через сопротивления, ограничены пропускной способностью луча и поскольку выходной импульс напряжения изменяется по кривой треугольной формы, то напряжения, получаемые на выходных сопротивлениях, нуждаются не только в усилении, но и в преобразовании их в прямоугольные импульсы.

Усилительно-преобразовательное звено (одно из которых показано на схеме) представляет собой мультивибратор с полувзависимым управлением, описанный в § 6-9б.

При появлении сигналов на входе мультивибратор срабатывает и дает прямоугольный импульс тока на выходе.

Продолжительность импульса может быть отрегулирована с помощью  $C_0$  и  $R_0$ . При отсутствии дополнительного воздействия на вход мультивибратора со стороны датчика, действующего в схеме, прямоугольные импульсы выходного тока, передаваемые через общий канал связи, одинаковы по величине и одинаково между собой сдвинуты.

С началом функционирования датчика, связанного через усилитель с входом в мультивибратор, токи в последнем изменяются либо по величине, либо по началу их протекания.

Установленный на приемной стороне такой же коммутатор преобразует приходящие импульсы в сигналы управления разными объектами.

### г) Ускорители электронов (бетатроны)

В рассмотренных до сих пор электронно-лучевых приборах требующаяся для функционирования прибора скорость электронов создавалась ускоряющим электрическим полем. Это целесообразно, пока требующиеся ускоряющие напряжения не столь велики, чтобы вызвать заметные затруднения в получении нужных источников напряжения. Положение изменяется при переходе к скоростям, измеряемым сотнями тысяч и миллионами вольт. Здесь метод ускорения электрическим полем получается много сложнее и дороже (по источникам питания), чем метод получения требующихся скоростей с помощью переменного магнитного поля.

Использование переменного магнитного поля для ускорения электронов поясняет схема, приведенная на фиг. 8-42. Переменное поле создают здесь магниты. В каждом из контуров, охватывающих часть или весь магнитный поток, индуцируется вихревое поле, линейный интеграл вектора напряженности которого определяет э. д. с. в контуре.

Величина э. д. с. может быть определена из уравнения Максвелла

$$U_r = -\frac{d\Phi}{dt} = -\pi r^2 \frac{dB}{dt}; \quad (8-15)$$

здесь  $r$  — радиус concentрической окружности, рассматриваемой нами в качестве замкнутой траектории;

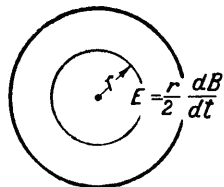
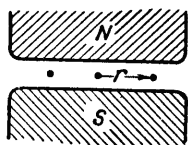
$\Phi$  — поток внутри рассматриваемой траектории;

$B$  — средняя индукция в контуре.

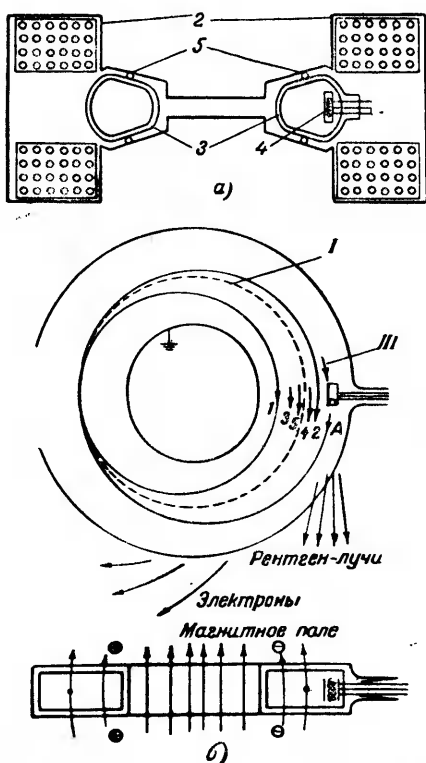
Создаваемая при этом напряженность электрического поля направлена по касательной к окружности

$$E_r = \frac{r}{2} \frac{dB}{dt}. \quad (8-16)$$

Напряженность вихревого электрического поля, как и полная э. д. с., зависит от скорости изменения магнитной индукции, а также от радиуса окружности рассматриваемой траектории.



Фиг. 8-42. Перемещение электронов в переменном магнитном поле.



Фиг. 8-43. Принцип действия бетатрона. а—схема устройства; 1—магнитопровод; 2—катушки магнита; 3—камера; 4—эмиссионная система; 5—смещающая катушка; 6—траектория электронов.

Электрон, введенный в переменное магнитное поле, начинает под действием электрического поля ускоренно перемещаться, если отсутствуют помехи его движению (при введении его, например, в тороид из стекла, в котором создан вакуум).

Сделав один оборот в поле, электрон получает новую скорость, большую прежней на  $U_r$ . При каждом следующем обороте скорость электронов будет соответственно нарастать. Орбитой перемещения электронов будет окружность только в том случае, когда возникающая центробежная сила у электрона, перемещающегося по орбите, будет в точности равна центростремительной силе, зависящей от величины индукции  $B$  в месте расположения в данный момент электрона.

Исходя из такого условия для центробежной и центростремительной

сил, можно рассчитать закономерность, по которой должна изменяться индукция вдоль радиуса, чтобы орбита перемещения электрона была окружностью заданного радиуса  $r_0$ . Оказывается, что индукция должна изменяться так, чтобы  $B$  в месте расположения окружности вращения электрона была равна среднему значению индукции внутри контура. Такое условие удовлетворяется при любых значениях  $r_0$ , если сконструировать магнит так, чтобы индукция убывала от оси магнитов к их периметру по линейному закону. Так как такой идеальный случай практически неосуществим, то расчет поля (определяемого конструкцией полюсных наконечников у электромагнитов, это поле создающих) ведется на вполне определенные значения  $r_0$ , при которых удовлетворяется равенство:

$$B = B_{cp}. \quad (8-17)$$

Принципиальную схему установки индукционного ускорителя электронов, получившей впоследствии название бетатрона, предложил в 1935 г. В. В. Ясинский. Им же разработана основная схема узлов и теория их работы [Л. VIII-9].

Конструктивная схема современного бетатрона представлена на фиг. 8-43,а. Здесь переменное поле создается электромагнитами, питаемыми током промышленной частоты. Форма полюсных наконечников здесь такова, что она обеспечивает требуемую неравномерность поля для получения устойчивых орбит у электронов, вращающихся по оси вакуумной камеры. С каждым оборотом электрон увеличивает свою скорость. Нужное число оборотов даже при очень высокой выходной скорости (порядка нескольких десятков миллионов вольт) может быть достигнуто за относительно малое время, легко получаемое при питании электромагнитов бетатрона током промышленной частоты и полезном использовании только небольшой части положительной четверти периода.

Так, например, если поле внутри вакуумной камеры таково, что э. д. с., индуцируемая в замкнутом контуре, по которому перемещается электрон, равна 20 в, то за  $10^{-3}$  сек. (время, равное  $\frac{1}{20}$  периода промышленной частоты), электрон проходит путь, равный 290 км, т. е. за это время он сделает 925 000 оборотов. Так как при каждом обороте электрон набирает скорость 20 в, то за указанное число оборотов он наберет скорость, равную 18,5 мзв.

Электроны вводятся в магнитное поле электронной пушкой, расположенной, как это видно из схемы на фиг. 8-42,б, внутри ускорительной камеры. Введение электронов из пушки в ускорительную камеру приурочено к выбранному участку положительного полупериода переменного напряжения. Для четкой фиксации момента ввода и быстрого его осуществления анод электронной пушки питается импульсным напряжением.

Вывод электронов производится в момент набора электронами полной скорости путем введения дополнительного магнитного поля, создаваемого витками смещающей катушки 5, наложенной, как это видно из фиг. 8-43,а, на камеру ускорителя. Под действием магнитного поля смещающей катушки электроны уходят с устойчивой орбиты и, сделав несколько оборотов по спиральям (занумерованным на фиг. 8-43,б), покидают бетатрон либо ударяются о мишень, как это имеет место при использовании бетатрона для получения рентгеновских лучей.

## ЛИТЕРАТУРА

### К главе I

1. В. Ф. Миткевич, Аллюминиевый выпрямитель переменного тока и его применение, «Электричество», № 2, 1901.
2. А. Л. Гершун, Некоторые свойства выпрямленного переменного тока, «Электричество», № 21, 1901.
3. Н. Д. Папалекси, О процессах в цепи переменного тока с электрическим вентилем, *Annalen der Physik*, № 15, 1912.
4. М. А. Чернышев, Закон первичных токов многофазных мутаторов, «Электричество», № 6, 1946.
5. Б. П. Терентьев, Выпрямители для радиоустройств, Связьрадиоиздат, 1948.
6. В. В. Ясинский, Явления в трансформаторе при работе на цепь с выпрямителем, «Электричество», № 2, 1937.
7. В. П. Вологдин, Выпрямители, ОНТИ, 1936.
8. Н. М. Фетисов и В. А. Соловьев, Сглаживание пульсаций напряжения ртутных выпрямителей, Трансжелдориздат, 1933.
9. В. Шиллинг, Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты, ГЭИ, 1950.
10. Глязер и Мюллер-Любек, Теория электронных и ионных преобразователей тока, Трансжелдориздат, 1938.

### К главе II

1. А. Ф. Иоффе, Полупроводники в современной физике и технике, «Электричество», № 6, 1936.
2. А. Ф. Иоффе, Полупроводники и их применение, «Электричество», № 1, 1946.
3. А. Ф. Иоффе, Полупроводники и их применения, «Известия АН СССР», т. X, № 1, 1946.
4. Ф. Ф. Волькенштейн, Электронные процессы в реальных кристаллах, «Успехи физических наук», т. XXVIII, вып. 4.
5. Б. И. Давыдов, О выпрямляющем действии полупроводников, ЖТФ, т. VIII, вып. 1, 1938.
6. Д. И. Блохинцев, Б. И. Давыдов, К теории твердых выпрямителей, ДАН, т. XXI, № 1 и 2.
7. А. З. Левинзон, Полупроводниковые выпрямители, ГЭИ, 1948.
8. В. Г. Комар, Селеновые выпрямители, «Электричество», № 2, 1947.
9. В. Г. Комар, Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления, ГЭИ, в печати.
10. В. Г. Комар, Расчет селеновых выпрямителей, «Электричество», № 9, 1946.
11. С. Б. Юдицкий, Синхронные машины с твердыми выпрямителями, ЦБТИ МЭП, 1948.
12. Ф. Ф. Соколов, Тепловой расчет селеновых выпрямителей, Диссертация, НИКФИ, 1949.

13. И. Л. Каганов, Бесконтактный быстродействующий регулятор тока, «Электричество», № 5, 1948.
14. И. И. Ратгауз и В. А. Белоус, Бесконтактные зарядные устройства, «Электричество», № 12, 1949.
15. В. Г. Комар, Стабилизаторы напряжения и тока с феррорезонансным управлением дросселями насыщения, «Электричество» № 12, 1944.
16. В. Л. Иносов и П. В. Цукерник, Компаундирование мощных синхронных генераторов с электромагнитным корректором напряжения, «Электричество», № 9, 1949.
17. В. Г. Комар, Полупроводниковый усилитель, «Электричество», № 7, 1949.

## К главе III

1. Н. А. Капцов, Электрические явления в газах и вакууме, Гостехиздат, 1947.
2. В. Ф. Власов, Электровакуумные приборы, Госсвязьиздат, 1949.
3. А. Л. Рейнман, Термоионная эмиссия, Издательство технико-теоретической литературы, 1940.
4. А. М. Утевский, Теория и метод расчета  $m$ -фазных выпрямителей с емкостным фильтром, ГЭИ, 1947.
5. H. Rothe u. W. Kleen, Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren.

## К главе IV

1. В. Ф. Власов, Электровакуумные приборы, Госсвязьиздат, 1949.
2. Шапошников, Электронные и ионные приборы, Связьтехиздат, 1938.
3. Г. А. Тягунов, Электровакуумные приборы, ГЭИ, 1949.
4. Ю. А. Кацман, ЖТФ, т. VII, вып. 4, 1937.
5. Б. М. Царев, «Успехи физических наук», т. XXXV, вып. 2, 1948.
6. Брюхе и Рекнагель, Электронные приборы, ГЭИ, 1949.
7. А. Г. Александров, Производство радиоламп, ГЭИ, 1946.

## К главе V

1. Г. В. Войшвилло, Усилители низкой частоты, Связьиздат, 1939.
2. С. Н. Кризе, Усилители низкой частоты, Связьиздат, 1948.
3. Б. П. Асеев, Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.
4. Г. С. Цыкин, Отрицательная обратная связь и ее применение, Связьиздат, 1940.
5. С. И. Евтянов, Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.
6. А. А. Соколов, Электронные усилители постоянного тока, «Электричество», № 10, 1949.
7. А. А. Соколов, Триггеры — релейные усилители постоянного тока. «Автоматика и телемеханика», Сборник статей, ГЭИ, 1948.
8. Г. Д. Рейх, Теория и применение электронных приборов, ГЭИ, 1948.
9. Методы экспериментальной электроники, Изд. иностранной литературы, 1948.

## К главе VI

1. З. И. Модель и И. Х. Невяжский, Курс радиопередатчиков, Связьрадиоиздат, 1938.
2. З. И. Модель и И. Х. Невяжский, Радиопередающие устройства, Связьиздат, 1949.
3. Г. И. Бабат, Индукционный нагрев металлов, ГЭИ, 1946.

4. Г. И. Бабат, Развитие техники высокой частоты, «Электричество», № 1, 1949.
5. Д. В. Мондрус, С. М. Марголин и В. М. Зильберман, Унификация высокочастотных установок, «Электричество», № 4, 1948.
6. А. Н. Мазнин, А. В. Нетушил и Е. П. Парини, Высоко-частотный нагрев диэлектриков и полупроводников, ГЭИ, 1950.
7. А. В. Нетушил и Б. А. Гольдблат, Высокочастотная сушка и пропитка древесины, «Электричество», № 4, 1948.
8. О. С. Паккл, Генераторы развертки, ГЭИ, 1948.
9. А. Е. Гаррисон, Клитрон, Советское радио, 1946.
10. Д. Фиск, Г. Хагструм и П. Гатман, Магнетроны, Советское радио, 1948.

## К главе VII

1. С. Ю. Лукьянов, Фотоэлементы, Издательство Академии наук, 1947.
2. П. В. Тимофеев, Фотоэффект и вторичная эмиссия со сложных эмиттеров, Труды ВЭИ, ГЭИ, 1940.
3. П. В. Тимофеев, Фотоэлементы, Труды ВЭИ, ГЭИ, 1940.
4. П. И. Лукирский и С. С. Прилежаев, Журнал Физико-химического общества, 1928.
5. Л. А. Кубецкий, Техническая физика, т. IV, № 1, 1938.
6. Н. С. Хлебников и А. Е. Меламед, Новые фотоэлементы с сурьмяноцезиевыми катодами, «Известия Академии наук СССР» т. VIII, 1944.
7. Б. Г. Коломиец, Фотоспротивления, «Электричество», № 3, 1949.
8. А. Л. Юз и Л. А. Дюбридж, Фотоэлектрические явления, ОНТИ, 1936.

## К главе VIII

1. И. С. Стекольников, Электронный осциллограф, ГЭИ, 1949.
2. И. Москвин, Катодолюминесценция, т. II, Гостехиздат, 1949.
3. С. И. Катаев, Основы телевидения, Связьрадиоиздат, 1940.
4. П. В. Тимофеев и В. В. Сорокина, О форме поля для электростатических линз, «Доклады Академии наук СССР», т. 56, 1947.
5. Современный катодный осциллограф, Изд. иностранной литературы, 1950.
6. Н. Г. Сушкин, Электронный микроскоп, Гостехиздат, 1949.
7. Ф. Н. Хараджа, Общий курс рентгенотехники, Оборонгиз, 1940.
8. В. К. Шмелев, Рентгеновские аппараты, ГЭИ, 1949.
9. А. А. Воробьев, Ускорители заряженных частиц, ГЭИ, 1949.
10. Б. С. Сотсков, Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры, ГЭИ, 1950.
11. Я. Л. Быховский и В. Л. Бакиновский, Импульсные изменения линий электропередач и электросвязи, ГЭИ, 1949.
12. Электронно-лучевые трубки и индикаторы, Советское радио, 1949.



## АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматическое смещение 368  
Активированные катоды 214  
Анализатор фотоспектральный 588  
Анодная модуляция 534
- Базисный ток 57  
Балансная схема усиления 433  
Безнакальный кенотрон 234  
Блок-схема осциллографа 623
- Вентили сернисто-медные 108  
Вентиль идеальный 21  
— меднозакисный 102  
— полупроводниковый 23, 100  
— ртутный 23  
— селеновый 105  
— электронный 23, 199  
Вентильный фотоэлемент 541, 565  
Внутреннее сопротивление 284  
— уравнение лампы (триода) 291  
Вольтамперная характеристика фото-  
элемента 556  
Вторичная эмиссия 283  
Входное сопротивление контура 476  
Выпрямительный столб 103  
Выпрямление двухполупериодное 34,  
58, 66, 77  
— однополупериодное 28, 53, 61, 69  
— тока 18  
— трехфазного тока 40  
Высокочастотная пайка 497  
Высокочастотный нагрев пластмасс  
498  
— пентод 305
- Генератор групповых импульсов 503  
— пилообразного напряжения 515  
— развертки 515, 622  
— типа LC 463  
Генераторные лампы 467  
Генераторы для индукционного на-  
грева 496  
— импульсов типа L 501  
— — — RC 506  
Гептод-преобразователь 314  
— -смеситель 314  
Глубина модуляции 533
- График параметров отечественных  
ламп 353
- Двухполупериодное выпрямление 34,  
58, 66, 77  
Двухтактная схема усиления 350, 374  
Деление частоты 513  
Детектирование 258, 452  
Динамическая крутизна 337, 393  
Динамический коэффициент усиления  
336, 393  
Диод 200  
Добротность контура 475  
— лампы 338  
Дрейф 422  
Дробовой эффект 324
- Емкостная нагрузка выпрямителя 61  
Емкость вентиля 129
- Ждущая развертка 627
- Закон Столетова 544, 554  
Законы внешнего фотоэффекта 542  
Запирающий слой 103, 105  
Зарядка аккумуляторов 185
- Измерение малых токов 461  
Измерители прозрачности фотоэлек-  
тронные 585  
Импульсный усилитель постоянного  
тока 437  
Инверсная схема 390  
Индуктивная нагрузка выпрямителя  
52  
Индукционный нагрев 494  
Интегральная чувствительность фо-  
тоэлемента 550, 555  
Искажения переходные 437  
— усиления 342
- Каскады усиления 338  
Катодно-входной усилитель 427  
Катодный повторитель 392  
Катоды активированные 214  
Кенотрон 200  
— безнакальный 234  
Кинескоп 593, 625  
Классы усиления 346

- Клистрон 525  
 Компенсационная схема электронного вольтметра 456  
 Концентратор для индукционного нагрева 498  
 Коррекция частотных характеристик 407  
 Коэффициент акустического воздействия 95  
 — затухания контура 475  
 — использования лампы по току 358  
 — — напряжения питания 358  
 — — обмоток трансформатора 52  
 — модуляции 99, 533  
 — нелинейности 343, 367, 372  
 — пульсаций 81  
 — обратной связи 419  
 — токораспределения 308  
 — усиления 284  
 — усреднения 130  
 — фазовых искажений 345  
 К. п. д. вентилей 24, 98, 138  
 — выпрямления 99  
 — генератора 478  
 — усилителя 347, 357, 383  
 Критическая частота усилителя 399  
 Круговая развертка 626  
 Крутизна динамическая 393  
 — преобразования 317  
 — характеристики 284  
 — — электронного вентиля 232
- Лампа «жолудь» 320  
 — маячковая 524  
 Лампы комбинированные 313  
 — металлокерамические 525  
 — метрового диапазона 523  
 — многосеточные 262  
 — преобразовательные 313  
 Линза магнитная 645  
 — электростатическая 645  
 Лучевой тетрод 299  
 Люминофор 589, 602
- Магнетрон 529  
 Магнитный усилитель 187  
 Машина Юдицкого 191  
 Меднозакисный вентиль 102  
 Междузлектродные емкости 292  
 Многосеточные лампы 262  
 Модуль частотных искажений 345  
 Модуляция 258, 532  
 Мостовые схемы электронного вольтметра 38, 48, 456  
 Мультивибратор 512  
 «Мю»-каскад 431  
 Напряжение пробивное 24, 127, 235  
 Нелинейные усилители (триггеры) 440
- Нестабильность полупроводниковых вентиляей 125  
 — дрейф усилителя 422  
 Несущая частота 532
- Обратная проницаемость 270  
 — связь 416  
 Ограничение нестабильности 430  
 Однонаправленное намагничение 45  
 Однополупериодное выпрямление 28, 53, 61, 69  
 Отражательный клистрон 528
- Пайка высокочастотная 497  
 Пентод 310  
 — «варимю» 311  
 Переключатель электронный 637  
 Переходные искажения 346, 437  
 Пирометр фотоэлектронный 587  
 Питание осциллографической трубки 612  
 Поверхностный нагрев металлов 494  
 Полосовой фильтр 416  
 Полупроводниковый вентиль 23, 100  
 Порог фотоэффекта 545  
 Послесвечение экрана 593, 603  
 Постоянная преобразования 316  
 Поток однонаправленного намагничения 45  
 Преобразователь электронно-оптический 576  
 Применение генераторов LC 494  
 Применения электронного осциллографа 629  
 Пробивное напряжение 24, 127, 235  
 Проницаемость сетки 267  
 Пульсации напряжения на выходе выпрямителя 78
- Работа выпрямителя на встречную э. д. с. 65  
 Развязывающий фильтр 420  
 Распределение Максвелла 202  
 Расчет генератора LC 490  
 Регулятор напряжения генератора 450  
 Режим работы колебательного контура 473  
 Резонансный усилитель 413  
 Результирующая характеристика двухтактной схемы 376  
 Релаксационные схемы 509  
 Реле времени электронное 448  
 Рентгеновская трубка 649  
 Реостатно-емкостный усилитель 395  
 Ртутный вентиль 23
- Сглаживающий фильтр 18, 60, 63, 81, 244

- Селеновые вентили 105  
 Сернисто-медные вентили 108  
 Сеточная модуляция 536  
 Сеточный ток триода 275  
 — трансформатор 391  
 Синхронизация генераторов 513  
 Спектральная характеристика фото-  
 элемента 546, 548, 567  
 Срок службы вентиля 25  
 Стабилизатор напряжения электрон-  
 ный 451  
 Старение полупроводниковых венти-  
 лей 125  
 Статические характеристики триодов  
 270  
 Схема инверсная 390  
 — мостовая 38  
 — удвоения напряжения 255  
 — усиления двухтактная 374  
 — утроения напряжения 257  
 Схемы выпрямления 19  
 — с нулевым выводом 34, 244  
 — — ограниченной нестабильностью  
 430
- Темновой ток 559, 561  
 Термоэлектронная эмиссия 209  
 Трансформатор сеточный 391  
 Требования к вентилям 23  
 Триггер 440  
 Триод 259  
 Трубка Кубецкого 573  
 Туннельный эффект 234
- Угол отсечки анодного тока 347  
 Управляемый полупроводниковый  
 вентиль 197  
 Уравнение «трех вторых» 224  
 Усиление широкополосное 412, 428  
 Усилители нелинейные 440  
 — фазовые 443  
 Усилитель балансный 433  
 — катодно-входной 427  
 — мощности 351  
 — постоянного тока 341, 421, 437  
 — резонансный 413  
 — реостатно-емкостный 395  
 — с катодной нагрузкой (катодный  
 повторитель) 392  
 — — промежуточным преобразова-  
 нием 435  
 — — трансформаторной связью 407  
 — тока 392  
 Усилительно-частотная характери-  
 стика 396  
 Ускоритель электронов (бетатрон)  
 655  
 Утомление фотоэлемента 551, 556,  
 563
- Фазовые искажения 344  
 — усилители 443  
 Фазометр электронный 459  
 Фильтр полосовой 416  
 — развязывающий 420  
 Фокусировка магнитная 596  
 Формовка полупроводниковых венти-  
 лей 123  
 Фотокатоды 547  
 Фотометрическая схема 582  
 Фоторелейные схемы 579  
 Фотоспротивление 541, 561  
 Фотоспектральный анализатор 588  
 Фотоумножители 570  
 Фотоэлектронные измерители про-  
 зрачности 585  
 Фотоэлектронный пирометр 587  
 Фотоэлемент с внешним фотоэффе-  
 ком 539, 547, 552  
 Фотоэффект 539
- Характеристика вольтамперная полу-  
 проводникового вентиля 117  
 — спектральной чувствительности  
 глаза 544  
 — электронного вентиля анодная 229  
 Характеристики выпрямителей внеш-  
 ние 151  
 — высокочастотного пентода 307  
 — гектода-преобразователя 316  
 — и параметры фотоэлементов 552  
 — лучевого тетрода 300  
 — сеточного тока триода 277  
 — спектральные абсолютночерного  
 тела 542  
 — тетрода анодные 296  
 — тока эмиссии 217, 221  
 — триода статические 270  
 — фотоумножители 575  
 — фотоэлементов спектральные 549  
 — частотные и фазовые 344, 399, 409
- Частота критическая (усилителя) 399  
 Частотная характеристика 344  
 — — фотоэлемента 559  
 Частотные искажения 344  
 Частотомер электронный 460  
 Чувствительность фотокатода 544,  
 546
- Широкополосное усиление 412, 428  
 Шумы в лампах 324
- Эквивалентное сопротивление конту-  
 ра 476  
 Эквивалентный диод 265  
 Электрический вентиль 19, 22  
 Электрометрическая лампа 317

- 
- |   |   |
|---|---|
| Электронное реле 446                              | Электронный микроскоп 589, 641              |
| Электронно-лучевая трубка высоко-<br>вольтная 611 | — переключатель 637                         |
| Электронно-лучевой переключатель<br>67            | — стабилизатор напряжения 451               |
| Электронно-лучевые трубки 589, 608                | — частотомер 460                            |
| Электронно-оптический преобразова-<br>тель 576    | — фазомер 459                               |
| Электронный вентиль 23, 190                       | Электропроводность полупроводни-<br>ков 113 |
| — вольтметр 455                                   | Эффект мерцаний катода 324                  |
|   | — поля (Шоттки) 213, 231                    |
-

## ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
66	10 снизу	$\psi - \lambda$	$\psi + \lambda$
512	Подпись под фигурой	регенатор	генератор
628	15 снизу	$C_c$	$C_1$

И. Л. К а г а н о в. Электронные и ионные преобразователи.