

И. А. МИШУСТИН



САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИЕСЯ КАСКАДЫ НА ЛАМПАХ И ТРАНЗИСТОРАХ



• ЭНЕРГИЯ •

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ



Выпуск 31

И. А. МИШУСТИН

САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИЕСЯ КАСКАДЫ НА ЛАМПАХ И ТРАНЗИСТОРАХ

*Издание второе, переработанное
и дополненное*



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА, 1971



Scan AAW

БФ2.1

М 71

УДК 621.382:621.316.722.1

Мишустин И. А.

М 71 Самостабилизирующиеся каскады на лампах и транзисторах, изд. 2-е перераб. и доп. М., «Энергия», 1971.

200 с. с ил. (Библиотека по радиоэлектронике), вып. 31.

Рассматриваются принципы построения некоторых типов ламповых и транзисторных устройств, обладающих способностью поддерживать стабильность рабочих режимов при колебаниях питающих напряжений, разбросе характеристик и старении электровакуумных и полупроводниковых приборов.

Книга рассчитана на специалистов, занимающихся разработкой, регулировкой и проверкой радиоизмерительной аппаратуры, к которой предъявляются повышенные требования по идентичности и стабильности параметров, а также на квалифицированных радиолюбителей.

3-4-1

292-71

Игорь Аркадьевич Мишустин

Самостабилизирующиеся каскады на лампах и транзисторах

Редактор *И. М. Полковский*

Редактор издательства *В. А. Солдатенков*

Технический редактор *О. П. Преснякова* Корректор *И. Д. Панина*

Сдано в набор 20/IV 1971 г. Подписано к печати 12/VIII 1971 г. Т-13355

Формат 84×108¹/₃₂

Бумага типографская № 1

Усл. печ. л. 10,5

Уч.-изд. л. 11,55

Тираж 18 000 экз.

Цена 61 коп.

Зак. 154

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных недостатков многих радиоэлектронных устройств и приборов, получивших широкое практическое применение, является нестабильность их характеристик во времени.

Присущая электронным лампам и транзисторам нестабильность параметров при колебаниях питающих напряжений и старении, а также наличие ощутимого производственного разброса параметров существенно затрудняют возможность создания на их основе высокостабильных устройств без значительного усложнения схем и конструкции последних. Поэтому при конструировании радиоэлектронных устройств часто стремятся создать благоприятные условия для их функционирования, в частности, за счет применения высокостабильных источников питания, термостатирования, отбраковки ламп и транзисторов и т. д. При этом не всегда учитываются специфические особенности конкретных схем, не производится дифференцирование требований, предъявляемых к различным узлам и каскадам, что приводит к усложнению источников питания, повышению стоимости, габаритов и веса аппаратуры.

В частности, в измерительных приборах повышенной точности источник питания и его стабилизатор в ряде случаев занимают до половины общего объема прибора. При этом к нему подключаются узлы и каскады, предъявляющие неодинаковые требования к стабильности питающих напряжений.

Однако возможно создание простых и в то же время экономичных и надежных устройств со стабильными параметрами. В них используются способности к взаимной компенсации внутренних нестабильностей, заложенные в самих схемах устройств.

Схемы такого типа названы здесь самостабилизирующимися: для их питания можно использовать слабо стабилизированные выпрямители или выпрямители без ста-

билизаторов. Последние могут содержать встроенные блоки стабилизаторов небольшой мощности, обеспечивающие питание только тех узлов, стабилизацию которых трудно осуществить. Это сулит определенные выгоды, так как позволяет заметно повысить стабильность и точность работы многих электронных приборов, увеличить сроки их службы, реже осуществлять регулировку и калибровку сложных измерительных устройств.

Во втором издании книги значительно расширен материал, посвященный транзисторным схемам, и сокращен объем материалов, касающихся ламповых схем. Однако в измерительных приборах и устройствах промышленной электроники лампы все еще находят широкое применение.

Поэтому материалы по стабилизации ламповых схем во многом сохраняют свою актуальность, тем более что ряд методов стабилизации, разработанных для них, может найти применение и в схемах на транзисторах.

Автор считает своим долгом выразить благодарность канд. техн. наук И. М. Полковскому, взявшему на себя редактирование настоящей работы,

ОСОБЕННОСТИ САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИХСЯ КАСКАДОВ

1-1. КРАТКИЙ АНАЛИЗ ПРИЧИН НЕСТАБИЛЬНОЙ РАБОТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И МЕТОДОВ БОРЬБЫ С ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИМИ ФАКТОРАМИ

Нестабильность питающих напряжений. Основной причиной неустойчивости радиоэлектронной аппаратуры чаще всего являются изменения параметров их активных элементов (ламп и транзисторов) как при работе, так и в периоды хранения. Изменения параметров пассивных элементов также могут быть весьма значительными, однако в целом их влияние на устойчивость радиоэлектронных устройств все же сказывается слабее, чем влияние активных элементов. Оно должно учитываться в тех случаях, когда эти элементы определяют параметры соответствующих устройств (например, элементы, определяющие устойчивость частоты RC -генераторов или усиление избирательных RC -усилителей).

Транзисторам и лампам присущи такие недостатки, как сильная зависимость параметров от питающих напряжений, внешних условий и времени, наличие существенного производственного разброса параметров, значительные собственные шумы и т. п. Для электронных ламп более характерны разброс параметров и зависимость их от рабочего режима и питающих напряжений и интенсивные процессы старения, а у транзисторов в большей степени проявляются зависимость параметров от температуры и режима питания, велики уровень собственных шумов и производственный разброс параметров. Стремлением создать более благоприятные условия для работы радиоэлектронной аппаратуры продиктовано применение высокостабильных источников питания, термостатирование неустойчивых узлов и т. п. Эта тенденция ведет

к усложнению источников питания, увеличению габаритов и весов радиоэлектронной аппаратуры и повышению ее стоимости.

Нестабильность напряжения энергосетей приводит к необходимости усложнения силовых блоков аппаратуры. Для ослабления пульсаций, наводок и бросков напряжения промышленных энергосетей требуется применять меры по улучшению фильтрации выпрямленного напряжения и его стабилизации. Если в 40—50-х годах суммарная емкость конденсаторов фильтров большинства типов приборов и устройств бытовой и промышленной электронной аппаратуры составляла 10—30 мкф, то в настоящее время она, как правило, повышена более чем на порядок. Значительно возросли и требова-

ния к качеству работы радиоэлектронной аппаратуры, что также сильно влияет на требования, предъявляемые к источникам питания.

Важное значение в этих условиях имеет выявление наиболее влияющих дестабилизирующих факторов. Зафиксируем с помощью самопишущего прибора, включенного в измерительную компенсационную схему, изменения уровня выходного напряжения разрабатываемого устройства (генератора, усилителя при $U_{вх} = \text{const}$ и т. п.) во времени. При этом легко выявить три фактора, влияющих на характер происходящих изменений. Медленные изменения среднего уровня записи отражают процессы старения активных элементов. Более быстрые (периодические) изменения уровня отражают суточные колебания напряжения в энергосети. Наконец, наиболее быстрые флуктуации выходного напряжения (или отклонения режимов) имеют непериодический характер и выражаются в появлении пиков или провалов различной амплитуды.

Исключая отдельные виды нестабильностей, можно последовательно оценить все факторы, влияющие на работу конкретной радиоэлектронной аппаратуры и наметить пути ликвидации нестабильностей. Изменение уровня выходного напряжения источников

питания относится к ряду основных дестабилизирующих факторов. При разработке сложных радиотехнических устройств на лампах, содержащих высокочувствительные многокаскадные усилители, решающие усилители постоянного тока, усилители записывающей аппаратуры, особое внимание обычно обращают на стабилизацию питающих напряжений и в первую очередь напряжений, питающих нити накала ламп. Как показывает опыт, применение устройств типа барреторов или барреторов совместно с феррорезонансными стабилизаторами

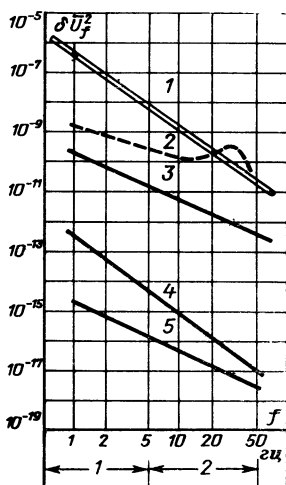


Рис. 1-1. Зависимость величины δU_f^2 от частоты для различных источников питания.

1 — энергосеть; 2 — феррорезонансный стабилизатор; 3 — сухая батарея БАС-70 ($i=8$ ма); 4 — разряженный аккумулятор АКН ($i=30$ ма); 5 — свежезаряженный аккумулятор АКН ($i=30$ ма).

не обеспечивает требуемого постоянства напряжения накала. Упомянутые устройства сглаживают броски напряжения сети, но степень этого сглаживания не всегда достаточна. На некоторых частотах (рис. 1-1) феррорезонансные стабилизаторы увеличивают интенсивность флуктуаций. Броски питающего напряжения неизбежно вызывают флуктуации усиления ламповых усилителей. Нередки случаи, когда для питания цепей накала ламп стабильным напряжением в аналоговых вычислительных машинах и больших моделирующих установках создаются специальные громоздкие и дорогостоящие сети питания со своими генераторами, буферными аккумуляторными батареями большой мощности или специальными выпрямителями, содержащими опорные нормальные элементы в термостатах. Однако даже обычные схемы современных стабилизированных источников питания подчас все же громоздки, так как содержат две-три лампы или транзистора, дроссель, группу конденсаторов, несколько диодов, стабилитроны. Особенно важно стабилизировать напряжение выпрямителей для транзисторных устройств, параметры которых в сильной степени зависят от рабочих режимов на постоянном токе. Часто транзисторные узлы радиоэлектронной аппаратуры снабжаются собственными выпрямителями, к которым предъявляются жесткие требования по величине внутреннего сопротивления и допустимым отклонениям напряжения, которые могут вывести из строя транзисторы. Такое усложнение устройств электропитания имеет место и в многокаскадных устройствах на лампах или транзисторах, особенно при отсутствии в них отрицательной обратной связи.

Заметим, что источников питания со строго постоянным уровнем выходного напряжения нет. Все они в той или иной степени имеют нестабильность, которая обычно характеризуется величиной относительных флуктуаций выходного напряжения $\delta U_{\text{выпр}} = \Delta U_{\text{выпр}} / U_{\text{выпр}}$. Флуктуации напряжения источников питания многих радиоэлектронных устройств связаны с флуктуациями амплитуды напряжения сети на различных частотах выражением [Л. 1]

$$\delta \bar{U}_{\text{выпр}}^2 = b f^{-\alpha},$$

где b — коэффициент, характеризующий качество напряжений энергосети ($b \approx 10^{-5} \div 10^{-7}$); α — коэффициент, определяющий наклон прямых зависимостей

$$\delta \bar{U}_f^2 = \varphi(f), \quad (\alpha \approx 2 \div 2,2).$$

Изменения величины коэффициента b отражают медленные колебания амплитуды напряжений в различных по качеству сетях в течение суток. На рис. 1-1 приведены зависимости величины $\delta \bar{U}_f^2$ от частоты для различных источников напряжений. Кривая 1 отражает величину относительных флуктуаций напряжений энергосети или на выходе обычного выпрямителя с фильтром. Для весьма нестабильных сетей величина коэффициента b составляет $10^{-6} \text{—} 10^{-4}$. Кривая 2 характеризует относительные флуктуации напряжения на выходе феррорезонансного стабилизатора или питаемого от него выпрямителя. Как видно из рис. 1-1, феррорезонансный стабилизатор удовлетворительно стабилизирует медленные флуктуации ампли-

туды напряжения сети и значительно хуже быстрые флуктуации, причем он может даже увеличивать их, особенно в области частот 30—40 гц (в зависимости от параметров конкретного типа феррорезонансного стабилизатора). Кривые 3, 4 и 5 соответственно характеризуют стабильность бата-

рей и аккумуляторов, которые используются не только в качестве источников питания узлов аппаратуры, но также в качестве источников опорных напряжений, служащих эталоном для других источников питания, как правило, значительно более мощных. Ход кривых рис. 1-1 указывает на преобладание медленных и относительно медленных случайных процессов изменения уровней амплитуд напряжений источников. Для ослабления влияния колебаний напряжения сети применяются различного рода стабилизаторы. Влияние быстрых флуктуаций может быть ослаблено, в частности, за счет введения отрицательной обратной связи.

При конструировании многокаскадных усилительных устройств следует стремиться к уменьшению числа каскадов при достижении

максимально возможного усиления в каждом из них [Л. 1]. Для значительного повышения стабильности сложных многокаскадных устройств желательно для питания отдельных каскадов применять различные источники. Однако этот путь эффективен только при питании аппаратуры от двух-трех независимых источников. Поэтому значительный практический интерес представляет возможность создания схем, обладающих низкой чувствительностью к изменениям питающих напряжений.

Влияние старения активных элементов схем. На рис. 1-2 приведены кривые изменения крутизны трех групп ламп типа 6КЗ, выбранных из партии в 150 шт. Первая группа (рис. 1-2,а) имеет примерно постоянную или даже увеличивающуюся крутизну в течение сотен часов (процесс формовки катода продолжается при работе). Вторая группа (рис. 1-2,б) имеет относительно медленно уменьшающуюся крутизну, а третья (рис. 1-2,в) — быстро изменяющуюся крутизну, величина которой за 500—600 ч достигает минимального зна-

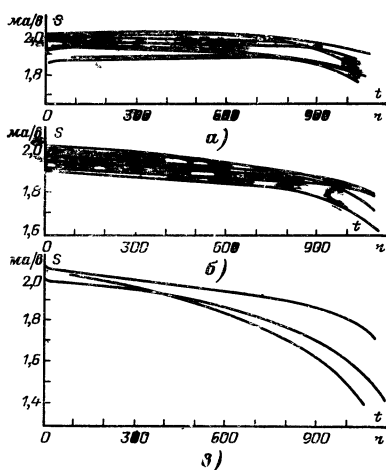


Рис. 1-2. Изменения во времени крутизны электронных ламп типа 6КЗ. а — группа со стабильной крутизной; б — группа с постепенно уменьшающейся крутизной; в — группа с быстро уменьшающейся крутизной.

чения, допустимого техническими условиями, исходя из нормированного срока службы (заметим, что при этом частота отказов является примерно постоянной).

Анализ кривых, изображенных на рис. 1-2, показывает, что уже после первых 100—150 ч работы лампы можно составить примерное суждение об ее качестве и характере дальнейшего изменения крутизны или анодного тока (процессы идентичны). В начальный период работы у обычных ламп упомянутые параметры, как правило, нестабильны. Особенно это проявляется у ламп двух последних групп, так как у них сильнее сказывают-

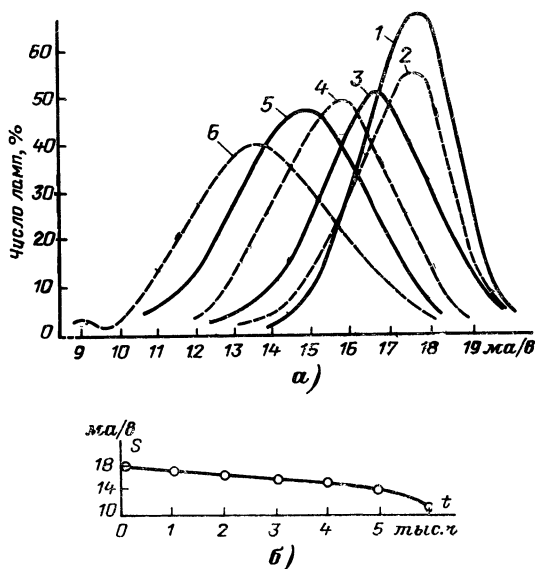


Рис. 1-3. Распределение ламп по крутизне в течение срока службы.

а: 1 — в начале эксплуатации; 2, 3, 4, 5, 6 — через каждые 1000 ч работы; б — усредненная кривая, построенная по данным графика на рис. 1-3, а.

ся недостаточность формовки катода и дефекты технологии производства. Процессы старения ламп с увеличенным сроком службы аналогичны, но протекают более длительное время. Для иллюстрации этих процессов на рис. 1-3 приведены кривые распределения крутизны ламп 6Ж9ПЕ в течение срока их службы: через каждую тысячу часов работы (рис. 1-3, а) и усредненная зависи-

мость (рис. 1-3,б), характеризующая процесс старения всей партии ламп (150 шт.). Как видно из рис. 1-3,а, в ходе эксплуатации число ламп с малыми значениями крутизны растет, причем для обычных ламп крутизна (и аналогично анодный ток) изменяется более интенсивно в первый и последний периоды работы. Для уменьшения влияния изменений параметров в начале работы иногда прибегают к искусственному старению ламп, например «отжигу» в течение нескольких десятков часов. Отжиг

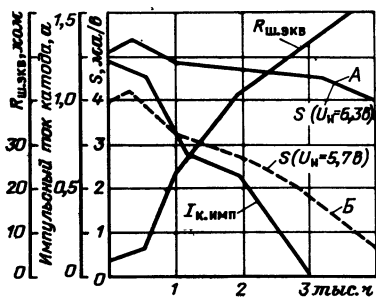


Рис. 1-4. Изменение параметров пентода 6Ж1П в ходе эксплуатации.

надо сопровождать периодическим контролем характеристик. Если лампа относится к группе а (см. рис. 1-2,а), то отжиг позволит устранить первый недостаточно стабильный участок, а для ламп группы в (графики S приведены на рис. 1-2,в) он несколько уменьшит срок службы. Отбор ламп только по начальному значению крутизны в дальнейшем не гарантирует однородности параметров.

Однако к длительной тренировке ламп прибегают лишь в тех случаях, когда требуется обеспечить стабильную работу их с высокой степенью гарантии или если предметом проверки являются долговечные лампы, на тренировку которых можно без ущерба затратить 5—10% времени общего срока службы.

В ходе эксплуатации у электронных ламп постепенно изменяются основные электрические параметры: ток катода (I_k), сопротивление шумов ($R_{ш}$) и крутизна (S). Как можно судить из графиков, приведенных на рис. 1-4 для лампы 6Ж1П, процессы этих изменений взаимосвязаны. Главной причиной изменения свойств электровакуумных ламп при старении является уменьшение эмиссии катода. Падение эмиссионной способности катода и рост сопротивления его промежуточного слоя непосредственно определяют уменьшение тока $I_{к.имп}$. Производными процессами от падения эмиссии являются: уменьшение анодного тока, увеличение внутриламповых шумов и падение крутизны; меньшая интенсивность дан-

ных процессов наблюдается у ламп с повышенным сроком службы, имеющих улучшенные катоды [Л. 2]. Следует обратить внимание и на то, что у некоторых типов ламп с высокой крутизной и сроком службы в несколько тысяч часов процессы старения протекают столь же интенсивно, как и у обычных ламп ($T_{\text{раб}} \approx 500$ ч). Так, например, лампа 6Ж11П с начальным значением крутизны 28 ± 7 ма/в и долговечностью 1 000 ч имеет в конце срока службы крутизну, равную 16,8 ма/в.

У такой лампы в предельном случае изменение крутизны за 10 ч работы может составить 0,12 ма/в. Для усилителя, имеющего 4—5 каскадов и не охваченного отрицательной обратной связью, при этом происходит весьма ощутимое падение усиления (порядка долей процента в час), что совершенно недопустимо для многих случаев практики. Кроме падения крутизны, в подобных лампах иногда наблюдается перегрев сетки (для увеличения крутизны сетка приближена к катоду), в результате которого она провисает, что приводит к изменению токораспределения лампы (в первую очередь отношения величины анодного тока к току экранирующей сетки).

Старение ламп имеет свои особенности. На рис. 1-5 представлены кривые, характеризующие изменение во времени сеточного смещения триодов 6Н8. Дрейф выходного напряжения ламп может быть оценен по величине смещения, которое необходимо дополнительно приложить к сетке лампы ($\Delta U_{\text{см}}$), чтобы восстановить прежнее значение анодного тока. Например, чтобы восстановить начальный анодный ток в лампе (кривая А) после 100 ч работы, необходимо изменить напряжение на сетке на величину $+\Delta U_{\text{с}} = +(1,7 - 1,13) = +0,57$ в.

Как видно из рис. 1-5, у одних экземпляров ламп (кривые А' и А) дополнительное смещение на сетке в течение 1000 ч работы изменяется на 0,65—0,5 в, у других ламп — на 0,1—0,25 в (кривые В и В'). Дрейф для различных секций одной и той же лампы, который

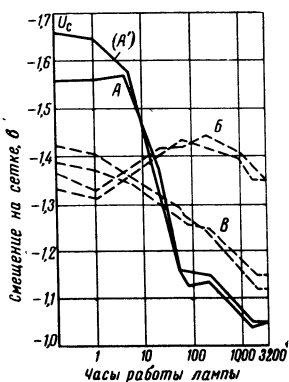


Рис. 1-5. Изменение во времени напряжения сеточного смещения отдельных секций трех экземпляров двойных триодов типа 6Н8.

часто называют разностным, отличается незначительно. Это обусловлено тем, что крутизна различных секций двойного триода изменяется примерно идентично. При снятии кривых, представленных на рис. 1-5 [Л. 3], напряжения анода U_a и накала U_n не были стабилизированы и определялись колебаниями напряжения энергосети. Кроме того, смещение устанавливалось так, чтобы $I_a \approx 0,1$ ма при $U_a = 7,5$ в. Стабилизацией анодного напряжения и напряжения накала можно значительно уменьшить дрейф, но полностью устранить его нельзя. Кроме причин, которые были упомянуты ранее, следует дополнительно отметить роль переноса частиц с оксидной поверхности подогревного катода на сетки, приводящего к изменению контактной разности потенциалов $U_{ск}$ между поверхностями катода и сетки. По этой причине анодно-сеточные характеристики ламп после 1 000 ч службы смещаются вправо на 0,3—0,7 в.

Таблица 1-1

Усредненные показатели нестабильности лампы типа 6Н8С

Ток анода, ма	Потенциал, анода, в	Средняя величина напряжения сеточного смещения $U_{см}$, в (при $U_n = 6,3$ в)	Средняя величина полного дрейфа при $\Delta U_n = \pm 0,2 U_n$, мв	Наиболее вероятное отклонение от средней величины полного дрейфа, мв
10,9	240	—6,70	245	± 90
2,0	60	—1,65	210	± 15

Особенно мал разностный дрейф в тех случаях, когда лампы работают при значительно уменьшенных анодных токах (в 7—20 раз). В подобных условиях он в 10—15 раз меньше дрейфа каждой из ламп. При нормальных токах свойства катодов менее стабильны: полный дрейф увеличивается примерно в 2 раза, а разностный — в 4—7 раз по сравнению с дрейфом при относительно малых токах анода. Для ослабления дрейфа уменьшают не только ток анода, но и анодное напряжение (до 50—100 в), а напряжение накала снижают примерно на 10% от номинального для уменьшения сеточных токов. Для иллюстрации в табл. 1-1 приведены усредненные для 20 ламп типа 6Н8С величины, характеризующие напряжения автоматического смещения и дрейфа, а также наиболее вероятные отклонения напряжения последнего от среднего значения.

Как уже отмечалось (см. рис. 1-5), старение секций двойных ламп происходит примерно идентично. Особенно это свойственно двойным лампам с общим катодом (например, 6Н15П). Данное явление можно использовать для компенсации процессов изменения параметров, обусловленных старением. В частности, используя одну из секций двойной лампы в качестве компенсирующей (или переменного резистора), можно ослабить медленные флуктуации крутизны. Подробнее об этом будет сказано в гл. 2.

Изменение свойств полупроводниковых приборов нормально происходит в течение значительно большего периода времени, чем у обычных ламп, так как сроки их службы обычно определяются 5—10 и более тыс. ч.

При разработке приборов на транзисторах, однако, надо учитывать изменения их параметров как в процессе работы, так и при хранении (сроки хранения современных транзисторов по ТУ доходят до 10—12 лет). Прежде всего необходимо учитывать изменения величины обратного тока коллектора ($I_{к0}$) и потенциала базового перехода. Уже в первые несколько сотен часов работы указанные токи могут измениться в несколько раз.

На рис. 1-6 приведена зависимость $I_{к0} = f(T)$ для германиевых транзисторов типа П416Б, в какой-то мере типичная для плоскостных диффузионных транзисторов. В начальный период величина $I_{к0}$ весьма нестабильна, в дальнейшем она проявляет тенденцию к возрастанию, а затем стабилизируется. Коэффициент передачи тока базы β также имеет период «приработки», а затем его величина стабилизируется. По изменению величины β можно судить об изменении усилительных свойств каскадов во времени. Так, если в начале работы кремниевых сплавных транзисторов серии П702 при температуре от +20 до +120°C $\beta \geq 25$, то после 100 ч работы β может измениться в пределах от —50% до +100% от номинала. После 1000 ч $\beta \approx 8 \div 10$. Наиболее быстро величина β изменяется в течение первых 100—400 ч работы. Соответственно в этот период будут наблюдаться также изменения свойств устройств, в которых применены данные транзисторы. Заметим, что резкие изменения величины β наблюдаются в периоды, непосредственно следующие за моментом включения (явление ползучести параметров) и особенно после длительного хранения транзисторов.

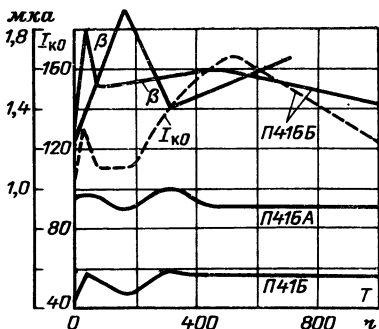


Рис. 1-6. Зависимость коэффициента передачи тока базы (β) и величины обратного тока коллектора ($I_{к0}$) от срока службы для германиевых транзисторов типа П416.

Время нестабильного режима после включения часто оговаривается в технических условиях, причем нормируются также пределы изменения электрического режима. Например, у транзисторов П702 допускаются изменения величины $I_{к0}$ через одну минуту после включения не более чем на 500 мка.

Постепенное изменение свойств транзисторов при хранении и в эксплуатации связано с диффузионными процессами, изменяющими кон-

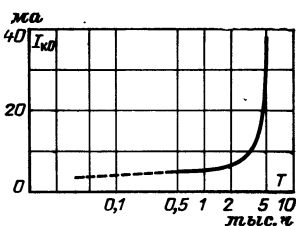


Рис. 1-7. Изменение величины обратного тока коллектора $I_{к0}$ в ходе эксплуатации для фиксированной температуры коллекторного перехода $t_{п}=90^{\circ}\text{C}=\text{const}$ и $U_{кб}=4$ в.

центрацию примесей в области переходов. Интенсивность этих процессов зависит от температуры окружающей среды. В течение срока службы (T) транзистора начальные токи коллектора $I_{к0}$ постепенно возрастают. Так, у транзисторов типа П210 в начале срока службы $I_{к0} \leq 8$ ма, а после 10 тыс. ч работы $I_{к0} \approx 24$ ма (при $U_{кб} = 65$ в). При повышении температуры переходов ($t_{п}$) транзисторов и особенно коллекторного перехода усиливается

нестабильность рабочего режима и параметров транзисторов. Известно, что при повышении температуры на 10°C величина обратного тока коллектора возрастает примерно в два раза для германиевых и в 2,5 раза для кремниевых транзисторов. Увеличение $I_{к0}$ происходит интенсивнее в конце срока службы T , который во многих случаях определяется по данному показателю. Типичная для германиевых транзисторов картина изменения величины $I_{к0}$ во времени представлена на графике рис. 1-7 [Л. 4]. Между сроком службы транзистора и начальным значением тока $I_{к0}$ отсутствует однозначная зависимость. Вместе с тем с ростом $I_{к0}$ происходит увеличение коэффициента шума транзистора. Последний показатель в некоторых случаях принимается в качестве критерия срока службы транзистора. Срок службы транзистора значительно сокращается при росте температуры перехода. Установлено, что у германиевых сплавных транзисторов возрастание температуры перехода на 6°C в диапазоне температур до $+80^{\circ}\text{C}$ приводит к уменьшению срока их службы примерно в 2 раза [Л. 5].

Это положение экспериментально подтверждено на партии из 400 транзисторов при температуре коллекторного перехода, возрастающей до $+100^{\circ}\text{C}$ (рис. 1-8). Средняя кривая на этом графике может быть аппроксимирована формулой

$$T = f(U_{\text{кб}}, t_{\text{п}} - t_{\text{к}}) \exp\left(\frac{k}{t_{\text{п}}} + !c\right), \quad (1-1)$$

где $t_{\text{п}}$ — температура перехода; $t_{\text{к}}$ — температура корпуса; c и k — постоянные, причем k зависит от значения параметра, определяющего срок службы. Экспоненциальный вид зависимости соответствует характеру физических процессов, вызванных тепловыми эффектами. Как видно из рис. 1-8, зависимость срока службы от величины $U_{\text{кб}}$ имеет нелинейный характер, причем максимальный и минимальный сроки службы различаются почти на два порядка.

Зависимость параметров активных элементов от рабочих режимов. Для ламп такая зависимость проявляется при использовании в форсированном режиме, когда перегрев их

ведет к ухудшению вакуума, увеличению количества ионов и усилению интенсивности бомбардировки ими катода, снижению его активности, т. е. интенсификации процессов старения. При нормальных режимах работы параметры ламп зависят от области, в которой выбрана рабочая точка, и при правильном выборе последней сохраняют относительную стабильность. Особенно вредны для ламп большие сеточные токи и глубокие недокалы катода. Это видно, в частности, из рис. 1-4, кривая Б которого соответствует случаю работы лампы 6Ж1П с недокалом. Это же подтверждается кривыми рис. 1-9.

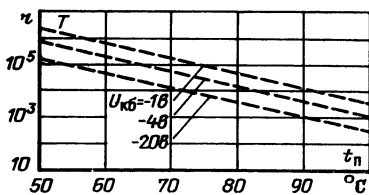


Рис. 1-8. Зависимость среднего срока службы транзисторов при фиксированных значениях напряжения на коллекторе и температуре перехода и допустимой величине обратного тока коллектора $I_{\text{кб}}$.

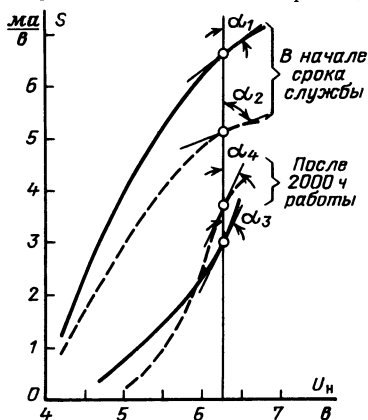


Рис. 1-9. Зависимость крутизны двух экземпляров ламп от напряжения накала в начале срока службы и после 2000 ч работы.
— экземпляр № 1; — — — — — экземпляр № 2.

Если провести касательные к кривым в точках, соответствующих напряжению накала 6,25 в, то можно, как это представлено на рис. 11-9, убедиться в том, что углы $\alpha_1 > \alpha_3$ и $\alpha_2 > \alpha_4$. Это означает, что с увеличением времени работы ламп их чувствительность к изменениям напряжения накала и особенно к недокалу повышается. Вместе с тем опыт показывает, что для увеличения срока службы большинства типов ламп полезен небольшой недокал катода (в пределах 3—5%), однако при этом необходимо тщательно соблюдать рекомендации по их использованию.

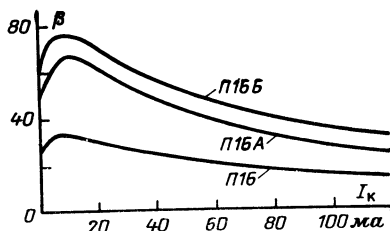


Рис. 1-10. Зависимость коэффициента передачи тока базы от тока коллектора для германиевых транзисторов типа П16.

Во всех случаях полезно обеспечивать необходимое охлаждение баллонов ламп при их работе.

Крайне нежелательными являются сочетания: недокал катода при его большом токе, перекал при малом токе катода, рассеяние значительной мощности на аноде при большом сопротивлении сеточного резистора. Последовательное включение подогревателей в бестрансформаторных схемах питания повышает интенсивность отказов ламп в 2—3 раза. Приведенные в [Л. 6] экспериментальные данные свидетельствуют о том, что при последовательном включении четырех ламп типа 6Н2ПЕ в сеть напряжением 27 в $\pm 10\%$ напряжение накала одной лампы (в худших случаях) может колебаться от 5,4 до 8 в, что совершенно недопустимо.

Влияние рабочих режимов на работу ламп обычно учитывается в специальных случаях. Для транзисторов выбор рабочего режима на постоянном токе является очень важным. На рис. 1-10 представлена типичная для транзисторов зависимость коэффициента передачи тока базы от тока коллектора. Как видно из рисунка, при величинах коллекторного тока, превышающих обратный ток (I_{K0}) коллектора, сначала происходит рост величины β с увеличением тока коллектора, а затем постепенное ее уменьшение. Подобный характер зависимости $\beta = \varphi(I_K)$ приводит к появлению неустойчивости ряда параметров каскадов, особенно ощутимой при колебаниях

температуры переходов и питающих напряжений. Влияние влажности и изменений атмосферного давления слабо сказывается на параметрах транзисторов последних выпусков. В специальных же случаях для компенсации подобного рода влияний применяют схемы с влагозависимыми резисторами или другими специальными элементами.

Основным фактором, наиболее сильно влияющим на срок службы транзисторов, является правильность выбора их рабочего режима. Выполнение при монтаже и эксплуатации транзистора требований технических условий способствует повышению срока его службы. Особенно важно выдержать нормальный тепловой режим, обеспечить стабилизацию рабочей точки и исключить возможность перенапряжений. Чем меньше в ходе эксплуатации изменяются условия работы транзистора и чем они ближе к оговоренным в технических условиях, тем больше срок его службы. Ощутимое увеличение последнего в ряде случаев имеет место, когда рабочие токи и напряжения на 20—30% ниже номинальных.

Нежелательными являются предельные режимы по напряжению, при которых любые даже весьма кратковременные всплески этого напряжения могут вывести транзистор из строя. В отличие от ламп, которые выдерживают значительные перенапряжения на электродах, транзисторы легко повреждаются при этом. Предпочтительнее использовать режимы, при которых имеют место предельно допустимые токи при малых напряжениях, нежели малые токи при больших напряжениях.

1-2. РАЗБРОС ХАРАКТЕРИСТИК АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ПУТИ ЕГО УМЕНЬШЕНИЯ

Современные лампы, благодаря малым расстояниям между электродами и особенно между первой сеткой и катодом, характеризуются большой крутизной и работают при относительно небольших величинах анодного напряжения.

Однако выдержать эти расстояния с требуемой точностью очень трудно даже при самой совершенной технологии, тщательном контроле и автоматизации основных операций по изготовлению деталей и сборке ламп.

Как следует из технических условий на современные электронные лампы, разброс величин тока анода и крутизны у серии ламп одного типа весьма значителен. После некоторого периода работы

отношение максимального и минимального значений анодного тока и крутизны ламп может быть равно двум. Поэтому параметры аппаратуры в начале работы, даже при применении в ней ламп с относительно небольшим начальным разбросом параметров, в процессе эксплуатации могут значительно изменяться.

Для n -каскадного усилителя отношение между коэффициентом усиления в начале срока службы (K_1) и коэффициентом усиления после некоторого времени наработки (K_2) в предельном случае составит: $K_1/K_2 \approx 2^n$. Нетрудно видеть, что уже при $n=3$ $K_2 \approx 0,125K_1$, т. е. различие в усилении в зависимости от разброса

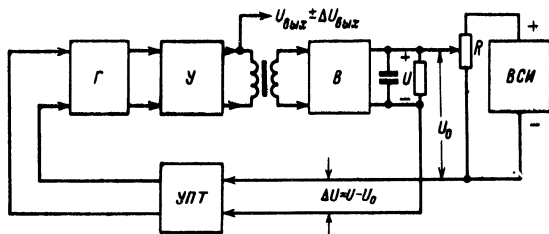


Рис. 1-11. Блок-схема устройства со стабильным выходным напряжением.

крутизны ламп становится недопустимо большим. Влияние разброса характеристик ламп можно ослабить путем рационального построения схем соответствующих устройств. Путь, связанный с разбраковкой ламп на заводе-изготовителе, менее приемлем, так как повышение требований к разбросу параметров ламп приводит к значительному увеличению их стоимости.

Говоря о рациональном построении схем, в которых могут использоваться практически все лампы, имеющие параметры, находящиеся в пределах норм технических условий, следует отметить, что даже жесткая стабилизация питающих напряжений не уменьшает влияния производственного разброса параметров, так как со временем происходит старение лампы и режимы работы электродов изменяются. Следовательно, результаты усилий по дополнительному повышению стабильности силовых блоков радиоэлектронной аппаратуры могут быть сведены к минимуму вследствие наличия процессов старения электронных ламп. Эффективная борьба с влиянием разброса характеристик активных элементов обычно достигается при введении глубокой отрицательной обратной связи (особенно охватывающей все устройство).

На рис. 1-11 изображена блок-схема устройства, в котором стабилизация амплитуды выходного напряжения достигается за счет введения отрицательной обратной связи. Устройство содержит генератор G , усилитель переменного напряжения U , выпрямитель B , высокостабильный источник питания BCI и усилитель постоянного тока $УПТ$, включенный в цепь отрицательной обратной связи.

С выхода выпрямителя B напряжение U поступает на схему сравнения, на которую подается также эталонное (опорное) напряжение U_0 от высокостабильного источника питания BCI . Разностное значение $\Delta U = U - U_0$ усиливается усилителем постоянного тока $УПТ$ и по цепи отрицательной обратной связи (ООС) подается на

генератор Γ как управляющее напряжение. Стабильность амплитуды выходного напряжения генератора зависит от глубины обратной связи, качества стабилизации ВСИ и ряда других причин. Так, например, для достижения стабильности выходного напряжения генератора $\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}} \leq 3\%$ при изменении анодного напряжения в пределах от $+10\%$ до -15% от номинала и напряжения накала от 4 до 6,5 в устройство стабилизации, кроме двух-трех ламп ВСИ, должно содержать еще не менее четырех ламп. Коэффициент усиления УПТ при этом должен быть равен примерно 200.

Значительный практический интерес представляют менее эффективные по действию, но значительно более простые схемы стабилизации отдельных каскадов и устройств радиоэлектронной аппаратуры, в которых в значительной степени ослаблено влияние разброса параметров активных элементов. Данные схемы в настоящей работе названы самостабилизирующимися. Количество типов таких схем достаточно велико: практически почти все каскады радиоэлектронной аппаратуры могут быть выполнены в виде самостабилизирующихся. Сравнительно просты и достаточно эффективны схемы стабилизации, действие которых основано на наличии линейной зависимости между током электрода активного элемента и напряжением на этом электроде (при питании его через резистор). В частности, это справедливо для зависимости между током второй сетки пентода и крутизной его анодного тока при постоянстве токораспределения в лампе. Рассмотрим две простейшие схемы стабилизации каскадов на лампах, которые исключают необходимость подбора активных элементов и могут работать на любых работоспособных лампах, параметры которых находятся в пределах норм технических условий.

Схемы выполнены на лампах с внутренними цепями стабилизации (со встроенным стабилизатором). Кроме уменьшения влияния разброса параметров, обе схемы значительно ослабляют влияние изменения питающих напряжений. Использование специальных ламп ограничивает область применения схем такого рода, однако они представляют известный интерес, так как содержат минимум дополнительных элементов.

Схема окончного каскада маломощного передатчика с лампой, содержащей внутри анода стабилизирующее сопротивление, изображена на рис. 1-12,а. Анод лампы выполнен в виде графитового блока (показан в разрезе) с отверстием, в котором смонтирован термочувствительный проволочный резистор r , покрытый слоем изоляции (алунда). Выводы этого резистора подключены через цоколь лампы к цепи питания экранирующей сетки. При изменении анодного на-

пряжения происходит также изменение мощности, рассеиваемой анодом, и его температуры. Отклонение от исходного теплового режима приводит к изменению сопротивления терморезистора r , находящегося внутри анодного блока. Возникающее при этом дополнительное падение напряжения изменяет смещение на экранирующей сетке и тем самым способствует стабилизации режима работы каскада.

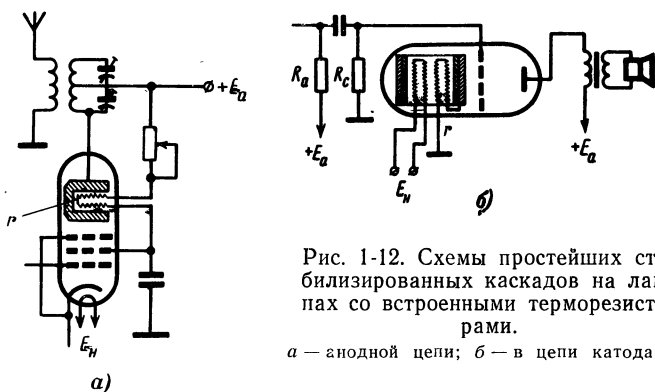


Рис. 1-12. Схемы простейших стабилизированных каскадов на лампах со встроенными терморезисторами.

a — анодной цепи; $б$ — в цепи катода.

На рис. 1-12,б изображена схема усилителя мощности, стабилизация параметров которого основывается на принципе, аналогичном рассмотренному выше. Отличие заключается лишь в том, что терморезистор r размещен внутри цилиндра (показан в разрезе) катода лампы с косвенным подогревом (резистор r также изолирован от цилиндра и нити накала слоем алунда). Через терморезистор r осуществляется отрицательная обратная связь по току [Л. 7]. Данная схема может быть выполнена на некоторых типах ламп прямого накала отечественного производства, имеющих секционированную нить. Вторая секция нити может быть использована в качестве резистора r .

Эффективность стабилизации режима ламповых схем определяется отношением величины разброса электрических параметров лампы $\Delta\alpha$ в каскаде без стабилизации к величине разброса их после стабилизации $\Delta\alpha_{ст}$

$$K_{ст} = \frac{\Delta\alpha}{\Delta\alpha_{ст}}. \quad (1-2)$$

На рис. 1-13 приведены схемы двух каскадов на триодах, из которых один нестабилизирован (рис. 1-13,а), а стабилизация второго обеспечивается с помощью резистора R_{ϕ} , включенного в цепь анода лампы (рис. 1-13,б). Действие данного резистора в аperiodических усилитель-

ных каскадах может быть оценено с помощью коэффициента стабилизации анодного тока

$$K_{\text{ст}} = \frac{R_{\Phi}}{R_i} + 1, \quad (1-3)$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы.

На рис. 1-13,б пунктиром показаны элементы, обеспечивающие уменьшение влияния разброса параметров каскадов на тетрадах и пентодах. Значение коэффициента стабилизации $K_{\text{ст}}$ для каскада на тетроде или пентоде соответственно равно:

$$K_{\text{ст}} = \frac{R_{\Phi}}{R_i} + S_{c2} R_{c2} + 1, \quad (1-4)$$

где S_{c2} — крутизна анодного тока по второй сетке.

Стабилизирующее действие резистора R_{c2} увеличивается с ростом величины его сопротивления и крутизны по второй сетке. Рассмотрим более подробно данный метод стабилизации. Питание к экранирующей сетке обычно подводится через гасящий резистор R_1 (рис. 1-13,б) или через делитель R_1 — R_2 . Сопротивление гасящего резистора зависит от того, насколько напряжение U_{c2} меньше анодного. Если напряжение на экранирующую сетку подводится через делитель на резисторах или от стабилитрона, то через него обычно протекает ток, соизмеримый с током в цепи второй сетки. Поэтому изменения тока, протекающего через общее плечо делителя R_1 при колебаниях тока сетки, сравнительно невелики и напряжение на сетке является относительно стабильным (особенно при наличии стабилитрона). Такой способ питания рекомендуется для схем на лампах стержневого типа (1Ж17Б, 1Ж18Б, 1Ж29Б и др.) с большим разбросом токов экранирующих сеток [Л. 6]. Применяют такие схемы и для стабилизации тока в нагрузке с изменяющимся сопротивлением. Однако режим, при котором необходимо длительно поддерживать стабильность анодного тока и крутизны лампы, не является оптимальным, так как при фиксированном значении напряжения U_{c2} имеет место максимальный сдвиг рабочей точки усилителя при изменении параметров ламп, а также при их смене.

При питании же экранирующей сетки через гасящий резистор напряжение на ней зависит от токораспределения ($m = I_{c2}/I_a$) в лампе и напряжения источников пита-

ния. Если, например, увеличивается отрицательное смещение на управляющей сетке или уменьшается ток эмиссии, а сетки не деформированы и не сместились, т. е. $m = \text{const}$, то соответственно уменьшается и ток в цепи экранной сетки, а следовательно, напряжение на ней повышается. Благодаря этому при соответствующем выборе сопротивления R_{c2} может быть обеспечено высокое постоянство I_a и S . При применении гасящего резистора в каскадах на лампах типа «варимю» с удлинненными анодно-сеточными характеристиками последние становятся по форме близкими к экспоненциальным, так как

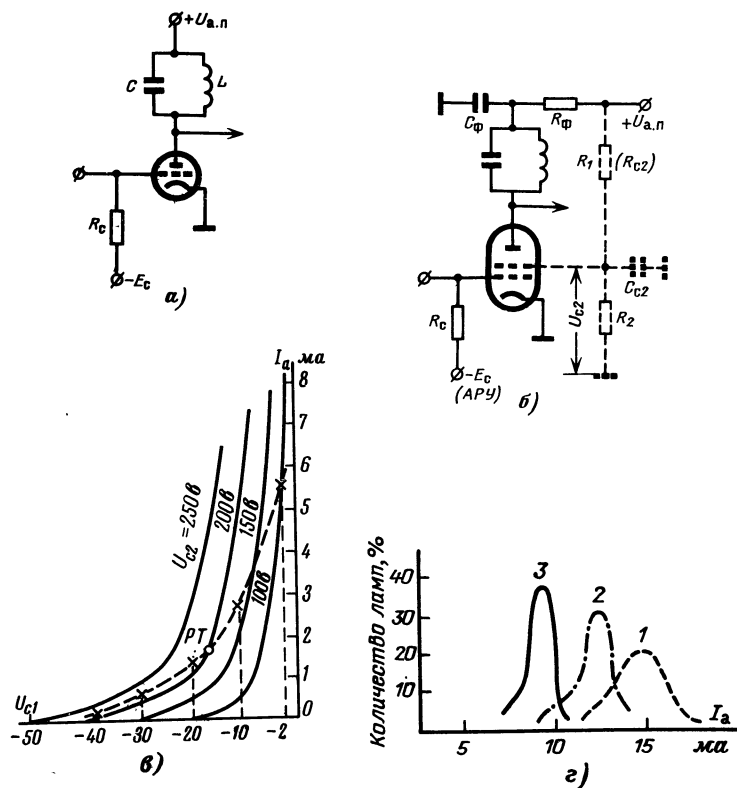


Рис. 1-13. Схемы усилительных каскадов.

а — не имеющего стабилизации; б — стабилизированного с помощью резисторов R_{ϕ} и R_{c2} ; в — перемещение рабочей точки стабилизированного каскада при питании второй сетки лампы через гасящий резистор R_1 ; г — распределение лампы типа 6Ж9П по анодному току в схеме на рис. 1-13. б: 1 — $R_1=0$ и $U_{c2}=150$ в; 2 — $R_1=47$ ком и $U_{c2}=300$ в; 3 — $R_1=75$ ком и $U_{c2}=300$ в.

изменение напряжения U_{c2} приводит к перемещению рабочей точки (РТ) не по одной, а по различным кривым семейства анодно-сеточных характеристик, как это представлено на рис. 1-13,в.

На рис. 1-13,г дано распределение ламп по анодному току в зависимости от режима питания экранирующей сетки, осуществляемого через гасящий резистор R_1 (см. рис. 1-13,б). Кривые получены путем усреднения результатов измерений 20 ламп. В случае, когда стаби-

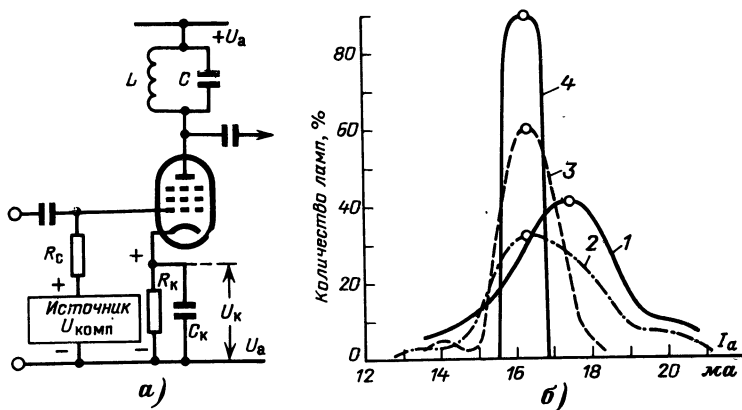


Рис. 1-14. Каскад с автоматическим смещением и источником компенсирующего напряжения.

а — схема каскада; б — кривые распределения ламп типа 6Ж9П по анодному току в схеме с последовательной ООС: 1 — $R_k=0$, в цепи сетки включен источник $U_{\text{комп}}=0$; 2 — $R_k=80$ ом, $U_{\text{комп}}=0$; 3 — $R_k=500$ ом и $U_{\text{комп}}=6,3$ в; 4 — $R_k=1$ ком и $U_{\text{комп}}=16,5$ в.

лизация отсутствует ($R_1=0$, $U_{c2}=150$ в), наблюдается значительный разброс анодного тока (I_a) ламп (см. кривую 1 на рис. 1-13,г). При включении в цепь экранной сетки резистора $R_1=47$ ком и повышении напряжения источника питания экранирующей сетки до 300 в кривая распределения сдвинулась влево, так как анодные токи уменьшились, зона разброса стала более узкой (кривая 2). Еще лучшие результаты дает включение в цепь экранирующей сетки резистора с сопротивлением $R_1=75$ ком (кривая 3). В том случае, когда устройство питания содержит трансформатор, работающий на выпрямительный мост, целесообразно для подачи повышенного напряжения на экранирующие сетки использовать схему удвоения (см. рис. 2-22).

Как уже упоминалось, эффективность схем ослабления влияния разброса характеристик ламп со стабилизирующим сопротивлением в цепи катода (R_K) более высока вследствие наличия при этом отрицательной обратной связи по постоянному току. Простейшими являются схемы с автоматическим смещением с помощью катодного резистора R_K , шунтированного для уменьшения отрицательной обратной связи по переменному току конденсатором C_K (рис. 1-14,а). Ток анода (I_a) создает на резисторе R_K падение напряжения $-U_{cm}=I_a R_K$. С возрастанием тока анода падение напряжения на катодном сопротивлении увеличивается, что вызывает уменьшение анодного тока, в результате чего положение рабочей точки стабилизируется. Действие резистора R_K эффективнее действия резистора R_1 (см. рис. 1-13,б) потому, что управляющее действие первой сетки на поток электронов лампы значительно сильнее действия второй сетки ($S \gg S_{c2}$). В выражении (1-4) при введении в каскад на пентоде или тетроде катодного резистора R_K появляется дополнительный член SR_K , а сама величина коэффициента стабилизации значительно увеличивается:

$$K_{ст} = \frac{R_\Phi}{R_i} + S_{c2} R_{c2} + SR_K + 1. \quad (1-5)$$

Так как крутизна современных ламп велика, член SR_K становится в выражении (1-5) определяющим для схем с автоматическим смещением. Значительное увеличение сопротивления катодного резистора для повышения результирующего значения $K_{ст}$ приводит, однако, к чрезмерному возрастанию U_c и сдвигу рабочей точки в область малых значений анодного тока и крутизны. Для сохранения рабочей точки в области, рекомендуемой техническими условиями, одновременно с введением катодного резистора с повышенным сопротивлением необходимо включить в цепь сетки положительное напряжение, компенсирующее отрицательное смещение. В каскадах с компенсационным напряжением $U_{комп}$ относительно просто достигается высокая степень ослабления разброса параметров ламп ($K_{ст} \geq 10 \div 50$), см. гл. 3.

Для примера на рис. 1-14,б приведены экспериментальные зависимости распределения анодного тока ламп типа 6Ж9П при различных значениях сопротивления резистора в цепи катода R_K и различных величинах напряжений компенсации $U_{комп}$. Как видно из графиков, с уве-

личением сопротивления резистора R_K резко уменьшается зона разброса по анодному току [Л. 8]. Если сравнить между собой кривые, изображенные на рис. 1-13,а и рис. 1-14,б, то можно убедиться в том, что схемы с отрицательной обратной связью по току являются более эффективными, чем схемы на рис. 1-13,б. Они позволяют

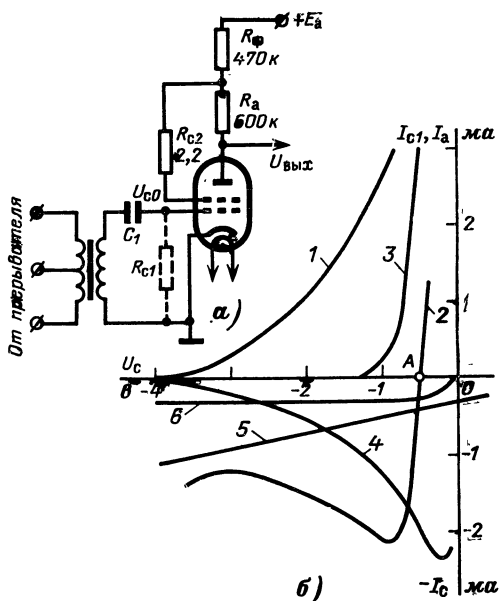


Рис. 1-15. Каскад с «плавающей сеткой».
а — схема каскада; б — основные составляющие сеточного тока электронной лампы.

применять электронные лампы без предварительного отбора. Действительно, если при $R_K=80$ ом разброс тока относительно среднего значения 16 ма составляет 30—40% (кривая 2 на рис. 1-14,б), то при $R_K=1$ ком (кривая 4) почти все лампы работают при токе $16 \pm 0,5$ ма (разброс составляет примерно 3%) [Л. 8]. Для сравнения на рис. 1-14,б приведена кривая распределения для случая $R_K=0$ (кривая 1), полученная для другой партии ламп.

Метод уменьшения влияния разброса параметров ламп с помощью сеточного резистора с большим сопротивлением требует дополнительных пояснений. Схема каскада, в котором применен стабилизирующий сеточный

резистор (R_{c1}) с высоким сопротивлением, приведена на рис. 1-15,а. Данная схема, особенно на специальных электрометрических лампах, применяется в качестве усилителя малых токов (входного каскада УПТ). Сетка лампы в таком каскаде не соединена с землей, поэтому ее называют иногда лампой с «плавающей» сеткой. Роль сеточного резистора играет сопротивление утечки конденсатора C_1 (совместно с сопротивлениями утечки по стеклу баллона, панельке, арматуре лампы и т. п.), причем его величина часто превышает 1 000 *Мом*.

Процессы, происходящие в цепи сетки каскада, иллюстрируются рис. 1-15,б, на котором приведены характеристики анодного I_a (кривая 1) и сеточного токов I_c (кривая 2), а также и основные составляющие сеточного тока: относительно стабильный прямой (электронный) ток $I_{c.э}$ (кривая 3), за счет которого происходит стабилизация рабочей точки, и нестабильный ионный ток $I_{c.и}$ (кривая 4). Обратный ток сетки состоит из ионного и термоэлектронного токов (кривая 5) и тока утечки (кривая 6). Прямой ток зависит от конфигурации сетки, напряжения на ней и эмиссии катода. Обратный ток в основном определяется ионной составляющей. Он зависит от потенциала сетки, площади ее поверхности, степени вакуума и интенсивности ударной ионизации, которая в свою очередь зависит от токов электродов. Величина ионного тока при нормальной температуре составляет доли микроампера. При повышении температуры она иногда достигает величины нескольких микроампер. Термоэлектронный ток зависит от переноса частиц активного слоя катода на витки сетки и от ее температуры, определяемой температурой катода. Ток утечки зависит от величины сопротивления изоляции деталей лампы; его росту способствует также повышение напряжения накала. При эксплуатации лампы величина обратного тока обычно постепенно растет. Поэтому по величине нарастания этого тока можно нормировать долговечность лампы.

Потенциал плавающей сетки U_{c0} определяется равновесием на ней зарядов, переносимых ионами и электронами. Для большинства ламп при $I_{c.э} = I_{c.и}$ потенциал «плавающей» сетки $U_{c0} \approx 0,5 \div 1$ в. Он изменяется при распылении оксидного слоя катода на проволоку витков сетки. На рис. 1-15,б точка А определяет потенциал «свободной» сетки U_{c0} на характеристике $I_c = f(U_c)$.

Из-за наличия технологических допусков, допусков на размеры первой сетки и расстояние сетка—катод, отклонений от стандартной технологии в процессе активировки катода, а также по целому ряду других причин наблюдается разброс параметров сеточной цепи, приводящий к колебаниям величин потоков электронов, проходящих сквозь сетку при фиксированном смещении. Это приводит к усложнению регулировки усилителей и необходимости повторной отладки их при смене ламп. Разброс сеточных характеристик увеличивается и при старении лампы.

При смещении или деформации витков сетки изменяется поток электронов, проходящих через нее. В случае включения в цепь сетки небольшого сопротивления картина качественно не меняется. Если же в цепь сетки включить резистор с очень большим сопротивлением R_{c1} (на рис. 1-15,а показан пунктиром), то потенциал на ней при отсутствии внешнего напряжения определяется выражением

$$U_{ск} = -IR_{c1}. \quad (1-6)$$

Если величина сопротивления резистора R_{c1} стабильна, то изменение напряжения на сетке определяется только током I_c . Пусть для некоторого значения этого тока (без учета знака)

$$U_{ск1} = R_{c1}I_{c1},$$

а для другого значения тока

$$U_{ск2} = R_{c1}I_{c2}.$$

Тогда

$$\Delta U_{ск} = U_{ск2} - U_{ск1} = R_{c1}(I_{c2} - I_{c1}). \quad (1-7)$$

Малейшие изменения тока приводят к ощутимым изменениям потенциала сетки. Допустим, что $I_c = 0,1 \cdot 10^{-6}$ а, а его изменение составляет 0,1%. Тогда при $R_{c1} = 1\,000$ Мом $\Delta U_{ск} = 0,1$ в. Так как $\Delta U_{ск}$ имеет знак, обратный приращению электронного тока, то он способствует сохранению постоянства U_c . Наличие отрицательной обратной связи способствует также ослаблению влияния разброса начального тока сетки. Применение сеточного резистора с большим сопротивлением в каскадах на обычных электронных лампах может повлечь за собой нежелательные последствия за счет появления дополнительного смещения от обратного тока, протекающего через высокоомный резистор. Ослабление этого воздействия может быть достигнуто путем стабилизации режимов работы анодной и экранной цепей (за счет включения резисторов R_f и R_{c2}), снижения напряжений питания и рабочих токов. Наличие в цепях управляющих сеток ламп с недостаточным высоким вакуумом и плохой изоляцией электродов высокоомных резисторов приводит к уменьшению напряжения смещения вследствие роста обратного тока и к увеличению мощности рассеяния на электродах, что в свою очередь вызывает дальнейшее увеличение обратного тока управляющей сетки. В [Л. 6] указывается, что наличие R_k и источника компенсирующего напряжения $+U_{комп}$ ослабляет нежелательные явления, связанные с изменением сопротивления резистора утечки сетки, так как режим работы лампы стабилизируется. При применении известных методов стабилизации режимов работы электродов ламп по постоянному току и использовании ламп при малых рабочих токах и напряжениях сопротивление резистора в цепи сетки может превышать предельно допустимые значения, обычно оговариваемые в технических условиях и редко превышающие десятки Мом.

Еще одним недостатком схем со стабилизирующим сеточным резистором, имеющим большое сопротивление, является значительная величина постоянной времени, так как

$$\tau_c = R_{c1}C_1. \quad (1-8)$$

Увеличение инерционности сеточной цепи приводит к тому, что усилитель теряет способность усиливать слабые сигналы, если они следуют непосредственно за сильным. Это обусловлено тем, что прохождение сильного сигнала вызывает бросок сеточного тока, в результате чего возрастает отрицательное смещение на сетке и ухудшается чувствительность усилителя на время, определяемое величиной τ_c . Инерционность цепей стабилизации сказывается также при колебаниях питающих напряжений, переключении цепей питания, включении и выключении отдельных источников питания и т. п. Время восстановления нормального режима усиления в отдельных случаях может доходить до десятков минут. Для ослабления этого недостатка уменьшают сопротивление сеточного резистора R_{c1} до 500—750 *Мом*, что практически не ухудшает свойств цепей автоматического смещения, но позволяет снизить время восстановления исходного режима усиления до нескольких секунд.

Электрические характеристики полупроводниковых приборов в значительной мере зависят от удельного сопротивления, чистоты и однородности исходных материалов, специальных примесей, технологии их внесения и других сложных процессов, сопутствующих изготовлению таких приборов. В силу этих обстоятельств даже отработанные в течение длительного периода технологические процессы производства транзисторов не обеспечивают достижения однородности их параметров. Кроме того, в процессе производства неизбежны определенные отклонения от регламента и стандартных режимов, износ оборудования, различия в сырье и т. д., приводящие к отклонениям от средней стандартной технологии. Поэтому производственный разброс параметров транзисторов достигает $\pm 50\%$ от номинала, а иногда и превышает указанную величину. Вследствие этого устройства без стабилизирующих цепей при серийном производстве требуют дополнительной регулировки даже при работе в условиях нормальной комнатной температуры. Для иллюстрации в табл. 1-2 приведены данные о разбросе статического коэффициента передачи тока базы (β) для отдельных типов транзисторов при температуре окружающей среды $t = 20 \div 25^\circ\text{C}$. Параметры выпускаемых типов транзисторов проявляют сильную зависимость (особенно германиевых) от температуры. Показателем нестабильности такого типа приборов является рост обратного тока коллектора $I_{к0}$ при колебаниях температуры окружающей среды.

Зависимость этого тока от температуры может быть представлена в виде [Л. 41]

$$i_{kt} \approx I_{k0} \cdot 2^{0,1(t-20)}, \quad (1-9)$$

где t — текущая температура.

Величина производственного разброса параметров транзисторов не остается постоянной при колебаниях температуры окружающей среды. Это видно, в частно-

Таблица 1-2

**Разброс коэффициента передачи тока
базы некоторых типов транзисторов**

Тип транзистора	Минимальное значение	Максимальное значение
П13Б, П106	20	60
П16Б	45	100
П20, П21А	50	150
П25, П26	10	25
П30	80	160
П406	20	70
П407	20	250
П10, П10А	15	30
П101	10	30
П103	30	70

сти, из табл. 1-3, в которой приведены данные об изменениях коэффициента передачи тока базы некоторых типов транзисторов в диапазоне температур от -60 до

Таблица 1-3

**Зависимость от температуры коэффициента
передачи тока базы некоторых типов маломощ-
ных транзисторов в режиме насыщения ($I_k \geq 10$ ма)**

Тип транзистора	Температура, °С		
	-60	+22	+65
П13	11	15	20
П14	30	44	55
П15, П106	25	37	45
П16	18	28	34
П406	30	47	58
П407	53	85	100
П26	7	12	15
П101	8	16	35
П103	20	30	60

+65 °С. Нетрудно видеть, что разброс параметров значительно увеличился по сравнению с представленным в табл. 1-2. Особенно влияет температура на параметры транзисторов в режимах малых токов. Так, в области

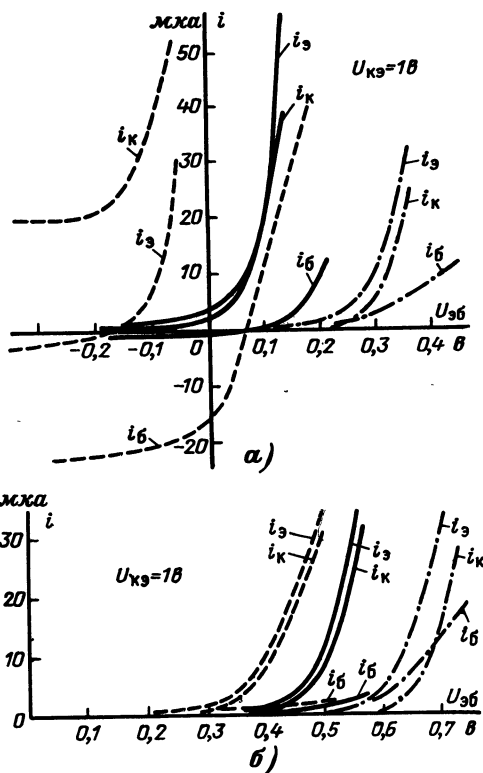


Рис. 1-16. Зависимость токов коллектора, эмиттера и базы от напряжения эмиттер — база вблизи области запираения для германиевых (а) и кремниевых (б) транзисторов при температурах.

— · — · — · — -60 °С; — +22 °С;
— — — — — +65 °С.

значений напряжений на эмиттерном переходе $U_{эб}$, близких напряжению запираения $U_{эб0}$, перепад соответствующих токов у различных экземпляров транзисторов может составлять десятки раз. В качестве иллюстрации на рис. 1-16,а представлена зависимость токов коллектора, эмиттера и базы транзистора П16А при напряжении

эмиттера базы вблизи области запира́ния и значениях температуры окружающей среды -60 , $+22$ и $+65^\circ\text{C}$. Аналогичные зависимости для кремниевых транзисторов типа П103 представлены на рис. 1-16, б. У последних разброс соответствующих кривых значительно меньше, чем у германиевых, так как они значительно слабее реагируют на колебания температуры. В момент включения

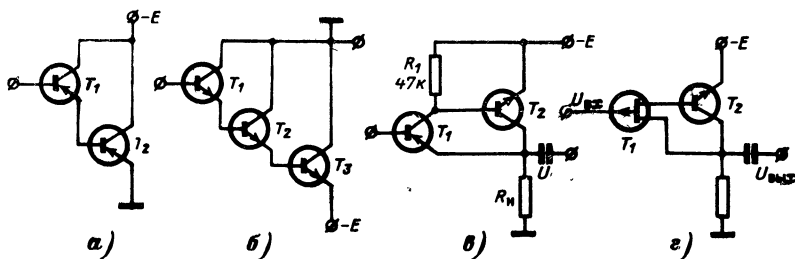


Рис. 1-17. Схемы каскадов на составных транзисторах.

а и б — на обычных $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторах; в — на транзисторах разной проводимости; з — на транзисторах разных типов.

транзисторов может наблюдаться «ползучесть» параметров. Наиболее эффективным средством для уменьшения влияния разброса характеристик транзисторов на параметры соответствующих устройств является применение отрицательной обратной связи. Однако при этом уменьшается коэффициент усиления и снижается устойчивость к самовозбуждению. Для ослабления влияния разброса параметров транзисторов наиболее часто осуществляется стабилизация рабочих режимов их по постоянному току, которая рассматривается в гл. 4.

Здесь отметим, что местная ООС часто недостаточно эффективна и не всегда обеспечивает требуемую стабильность каскада. Значительно более эффективны схемы с ООС, охватывающей ряд каскадов, гальванически связанных между собой, а также схемы на составных транзисторах [Л. 9]. Варианты образования составных транзисторов приведены на рис. 1-17, а и б. Усиление тока каскадов на составных транзисторах пропорционально произведению усиления каждого из них. Число элементов составного транзистора может достигать до четырех-пяти.

Каскады на составных транзисторах могут включать также резисторы, стабилитроны и другие элементы, с помощью которых уста-

навливается требуемый рабочий режим и обеспечивается его стабилизация [Л. 10]. При включении в составную схему транзисторов различных типов и проводимости удастся полнее использовать возможности этих приборов. На рис. 1-17,в приведена схема эмиттерного повторителя, выполненная на транзисторах разной проводимости. При отсутствии транзистора T_2 схема представляла бы собой обычный эмиттерный повторитель. Включение этого транзистора приводит к значительному увеличению коэффициента усиления каскада по току, однако коэффициент усиления по напряжению остается близким к единице. За счет наличия параллельной отрицательной обратной связи удастся лучше согласовать выходное сопротивление составного транзистора с низкоомной нагрузкой. Усилитель, схема которого приведена на рис. 1-17,г, выполнен на обычном и полевом транзисторах. Включение полевого транзистора позволяет получить очень большое входное сопротивление и низкий уровень собственных шумов. Схемы на составных транзисторах позволяют обеспечить повышение стабильности усилителей при минимальных потерях усиления. Для повышения стабильности рабочего режима на постоянном токе при колебаниях температуры в таких каскадах часто применяют термокомпенсацию с помощью диодов, терморезисторов и т. п.

1-3. ОТЛИЧИТЕЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИХСЯ КАСКАДОВ

Основные методы самостабилизации базируются на использовании: свойств активного элемента схемы как управляемого или нелинейного сопротивления (параметрическая стабилизация); внутрикаскадных стабилизирующих отрицательных обратных связей и цепей смещения; вспомогательных активных элементов, усиливающих действие стабилизирующих внутренних связей или компенсирующих неустойчивости основного каскада (рабочей части схемы). Выявить определяющий источник неустойчивостей можно с помощью методики, описанной в § 1-1 настоящей главы.

Если стабилизировать напряжения питания цепей накала (U_H) анода (U_a) и сеточного смещения (U_{c1} и U_{c2}) некоторого усилителя, а затем поочередно придавать им единичные приращения при постоянной величине напряжения входного сигнала, можно легко определить значения

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_H}; \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_a}; \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{c1}}; \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{c2}} \text{ и т. д.,}$$

где $\Delta U_{\text{вых}}$ — приращение напряжения выходного сигнала. По ним, зная сопротивления нагрузок, сравнительно легко рассчитать следующие величины:

$$\frac{\Delta S}{\Delta U_H}; \frac{\Delta S}{\Delta U_a}; \frac{\Delta S}{\Delta U_{c2}}.$$

Относительная нестабильность коэффициента усиления лампового каскада, вызванная изменением крутизны лампы, может быть представлена в виде

$$H_{\text{л}} = 1 + \frac{\Delta K}{K} = 1 + a \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} + b \frac{\Delta U_{\text{а}}}{U_{\text{а}}} + c \frac{\Delta U_{\text{с1}}}{U_{\text{с1}}} + d \frac{\Delta U_{\text{с2}}}{U_{\text{с2}}}, \quad (1-10)$$

где K — коэффициент усиления усилителя;
 ΔK — изменение коэффициента усиления под действием всех дестабилизирующих факторов;
 a, b, c, d — коэффициенты, характеризующие относительное изменение крутизны лампы при колебаниях напряжений накала ($U_{\text{н}}$), анода ($U_{\text{а}}$), управляющей ($U_{\text{с1}}$) и экранирующей ($U_{\text{с2}}$) сеток.

В рассматриваемом случае коэффициент

$$a = \frac{\Delta S_1}{\Delta U_{\text{н}}} \frac{1}{S}, \quad (1-11)$$

где ΔS_1 — изменение крутизны характеристики лампы при некотором «единичном» изменении напряжения накала ($\Delta U_{\text{н}}$) и строгом постоянстве других напряжений; S — значение крутизны характеристики лампы в выбранной рабочей точке.

Коэффициент

$$b = \frac{\Delta S_2}{\Delta U_{\text{а}}} \frac{1}{S}, \quad (1-12)$$

где ΔS_2 — изменение крутизны лампы при «единичном» изменении анодного напряжения ($\Delta U_{\text{а}}$) и постоянстве других напряжений.

Коэффициенты c и d равны:

$$c = \frac{\Delta S_3}{\Delta U_{\text{с1}}} \frac{1}{S}; \quad (1-13)$$

$$d = \frac{\Delta S_4}{\Delta U_{\text{с2}}} \frac{1}{S}. \quad (1-14)$$

Из выражения (1-10) видно, что суммарная нестабильность каскада $H_{\text{л}}$ является минимальной, если относительные изменения питающих напряжений и крутизны (под влиянием всех дестабилизирующих факторов) являются минимальными, а величины напряжений пита-

ния электродов соответствуют оптимальным значениям.

Учитывая, что влияние дестабилизирующих факторов является различным, необходимо в первую очередь исключить факторы, имеющие наибольшее влияние на величину H_n для конкретного типа каскада. Если, например, в каскаде применен пентод, на параметры которого изменение анодного напряжения влияет слабо, то необходимо для обеспечения стабильной работы в первую очередь уменьшить колебания напряжений накала и экранирующей сетки.

Лампы с большой крутизной весьма чувствительны к изменениям напряжения смещения. Если это напряжение нестабильно, то оно, как правило, является определяющим для работы каскада в целом. После стабилизации данной цепи необходимо стремиться уменьшить значения других слагаемых (1-10) с тем, чтобы все сомножители при коэффициентах a , b , c и d имели наименьшую величину. Это достигается стабилизацией всех источников питающих напряжений, оказывающих наибольшее влияние на стабильность работы каскада.

Рассмотренные выше мероприятия направлены на создание более благоприятных внешних условий для работы каскадов, способствующих повышению стабильности их параметров. Однако возможен и другой путь. Он заключается в создании условий, при которых члены выражения (1-10) будут иметь различные знаки, в результате чего произойдет как бы внутренняя взаимная компенсация отдельных видов нестабильностей. Этого можно добиться путем установления обратных связей между электродами, используемых в каскаде электронной лампы или транзистора. При таком построении усилительные каскады как бы приобретают способность к самостабилизации, осуществляемой к тому же, как правило, сравнительно простыми средствами.

Предположим, что питание некоторой чувствительной схемы на пентоде нестабильно. Изменения анодного напряжения, как уже подчеркивалось, в этом случае играют второстепенную роль. Основную роль играют колебания напряжения накала, которые вносят ощутимую погрешность в работу схемы.

Если в такой схеме искусственно установить связь между изменениями напряжения накала и изменениями напряжения экранирующей сетки (например, заставить напряжение на этой сетке уменьшаться по величине в тех

случаях, когда напряжение нагревателя катода увеличивается и крутизна лампы растет), то подобная обратная связь будет стабилизировать работу усилительного каскада и ослабит нежелательные последствия изменений питающего напряжения. Таким образом, можно получить схему, автоматически компенсирующую действие изменений одного из напряжений. При усложнении цепей стабилизации можно также осуществить компенсацию действия изменений нескольких напряжений питания и процесса старения. Самостабилизирующиеся каскады различаются по типу электрода, в цепь которого включен стабилизирующий элемент, или по виду обратной связи между электродами или участками схемы каскада. Дальнейшее рассмотрение свойств самостабилизирующихся схем проводится в соответствии с их классификацией по типам стабилизирующих элементов и видам обратных связей, произведенной в предыдущем издании книги [Л. 12].

ГЛАВА ВТОРАЯ

СХЕМЫ САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИХСЯ КАСКАДОВ НА ЛАМПАХ

По степени возрастания сложности самостабилизирующиеся каскады можно расположить в такой последовательности: каскады, в которых используются собственные нелинейные свойства активных элементов, схемы со стабилизирующими резисторами в цепях электродов, каскады с нелинейными сопротивлениями, каскады, в которых используются стабилизирующие связи между электродами, и схемы с дополнительным активным элементом.

2-1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ СВОЙСТВ ЛАМП

Для стабилизации большой группы сравнительно простых ламповых устройств с нестабильным источником анодного питания можно использовать нелинейные свойства самих ламп. В подобных схемах отрицательная обратная связь не применяется, так как она уменьшает нелинейность характеристик ламп.

Если включить электронную лампу, как показано на рис. 2-1, *а*, и изменять напряжение источника питания цепи анода ($U_{a.п}$) при подаче на входные зажимы 1—2 фиксированного постоянного напряжения или коротком замыкании их, то напряжение на аноде лампы (U_a) также будет изменяться, но не идентично изменению $U_{a.п}$, вследствие того что внутреннее сопротивление ее (R_i) не

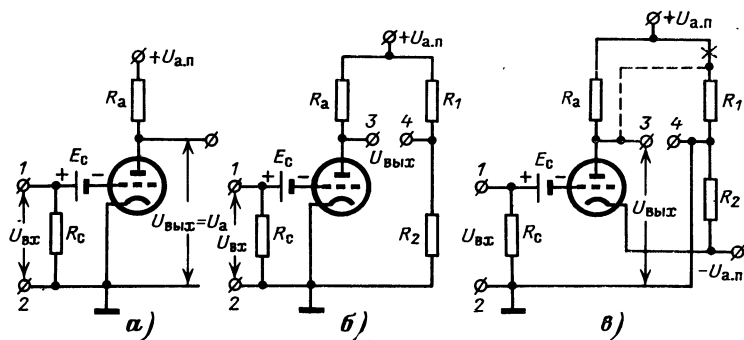


Рис. 2-1. Самостабилизирующиеся каскады на триодах.
а — нелинейный делитель; *б* — простейшая мостовая схема; *в* — усовершенствованная мостовая схема.

будет оставаться постоянным. Лампа в схеме рис. 2-1, *а* представляет собой нелинейный делитель напряжения, для которого справедливы соотношения

$$U_{a.п} = U_a + R_a I_a; \quad U_a = I_a R_i$$

и

$$U_a + \Delta U_a = (I_a + \Delta I_a) (R_i + \Delta R_i),$$

причем

$$R_i = f(U_a) \quad \text{и} \quad I_a = f'(U_a).$$

Величина $\Delta U_a = 0$ ($U_a = \text{const}$), если изменения тока анода (I_a) и изменения внутреннего сопротивления лампы (R_i) взаимно согласованы и противоположны по знаку. С другой стороны, чтобы при изменении $U_{a.п}$ на величину $\Delta U_{a.п}$ сохранить $U_a = U_{вых} = \text{const}$, необходимо, чтобы приращение ΔU_a от изменения анодного тока ($\Delta I_a R_a$) было равно приращению анодного напряжения ΔU_a , вызванного изменением напряжения анодного питания ($\Delta U_{a.п}$).

Полной компенсации в схеме рис. 2-1, *а* при изменении $U_{a.п}$ на $\Delta U_{a.п}$, естественно, не происходит, однако каскад, состоящий из лампы и нагрузочного сопротив-

ления и используемый как простейший УПТ, обладает определенными самостабилизирующими свойствами. Коэффициент стабилизации такой схемы $K_{ст} = \frac{\Delta U_{a.п}}{\Delta U_a} > 1$.

В среднем для триодов $K_{ст} = 1,6 \div 2,0$. Данный коэффициент тем больше, чем сильнее выражены нелинейные свойства характеристики

лампы. Как видно из рис. 2-2, на котором представлена зависимость U_a от $U_{a.п}$ для каскада, выполненного по схеме рис. 2-1,а, начиная с некоторого значения напряжения источника питания анодной цепи, равного $U'_{a.п}$, напряжение на аноде лампы U_a изменяется практически линейно, причем угол наклона кривой 1 к оси абсцисс (α_1) определяется свойствами лампы.

Если создать мостовую схему, в которой лампа играет роль одного из плеч (рис. 2-1,б), то можно получить каскад, сравнительно слабо чувствительный к изменению напряжения источника питания анодной цепи. Стабилизация каскада достигается подбором величин сопротивлений резисторов R_1 и R_2 . Необходимо стремиться к тому, чтобы напряжение в точке 4 изменялось по линейному закону, причем угол наклона кривой 2 (рис. 2-2) к оси абсцисс был также равен углу α_1 . Тогда в диапазоне величин от $U'_{a.п}$ до $U''_{a.п}$ выходное напряжение каскада $U_{вых} = U_a - U_{a.п} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ будет практически независимым от напряжения $U_{a.п}$.

Заметим, что дополнительный подбор величин резисторов R_1 и R_2 , т. е. изменение угла α_1 на $\Delta\alpha_1$ и перемещение прямой 2 в положение прямой 3, лежащей под углом α_2 , позволяет обеспечить также значительное ослабление влияния изменения эмиссии катода (т. е. величины ΔU_H), так как это изменение эмиссии приводит к изменению угла α_1 . Значительным недостатком описанной схемы является шунтирование лампы резисторами R_1 и R_2 , ослабляющее ее нелинейные свойства.

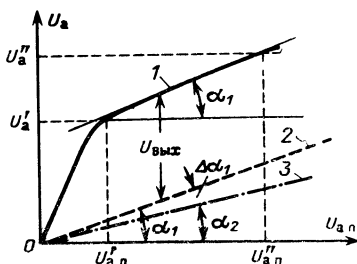


Рис. 2-2. Зависимость напряжения на аноде лампового триода (U_a) от напряжения источника питания цепи анода ($U_{a.п}$).

Схемы типа изображенных на рис. 2-1 при отклонениях напряжения $U_{a.л}$ в пределах $\pm 15\%$ от номинала позволяют обеспечить изменение тока между точками 3—4 не более 1% . Недостатком рассмотренных схем является их недостаточная защита от колебаний напряжения накала. В схемах рис. 2-1 при росте $U_{a.л}$ происходит увеличение тока, протекающего через лампу, а следовательно, растет напряжение на резисторе R_a и уменьшается анодное напряжение U_a . При этом последнее будет зависеть в значительной степени от анодного тока, корректируя величину которого можно улучшить стабилизацию упомянутых устройств. Данная идея реализована в схеме рис. 2-1, в, в которой в цепь сетки лампы вводится часть положительного напряжения от источника питания каскада. При изменении последнего автоматически изменяется напряжение на сетке, что приводит к дополнительному изменению анодного тока и коррекции напряжения U_a . Заметим, что в схеме рис. 2-1, в источник питания не должен соединяться с корпусом прибора. Режим стабилизации в схемах типа изображенной на рис. 2-1, в наступает при условии, когда приращения напряжения, введенного в цепь сетки с делителя $R_1—R_2$ и усиленные ею, равны и противоположны по фазе приращениям напряжения на резисторе R_a . Это соответствует случаю, когда

$$K_p \cdot K = K_{л}, \quad (2-1)$$

где $K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = S R_a$ — коэффициент усиления каскада; K_p и $K_{л}$ — коэффициенты деления анодного напряжения, $K_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$; $K_{л} = \frac{R_i}{R_i + R_a}$.

На основе (2-1)

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = \frac{R_i}{R_i + R_a}. \quad (2-2)$$

Отсюда

$$R_2 = \frac{R_i (R_1 + R_2)}{\mu R_a} = \frac{R_1 + R_2}{S R_a} = \frac{R_1 + R_2}{K} = \frac{R_{д}}{K}, \quad (2-3)$$

где $R_{д} = R_1 + R_2$.

Величина сопротивления $R_{д}$ для каскадов на триодах обычно выбирается равной $0,1—0,2 \text{ Мом}$, а напряжение

источника смещения на сетке лампы определяется выражением [Л. 13]

$$E_c \approx \frac{U_a}{\mu} \left(1 + \frac{R_t}{R_a} + \frac{R_t}{R_d} \right) + |E_{co}|, \quad (2-4)$$

где E_{co} — смещение на лампе каскада по справочным данным.

Если резистор R_1 отсоединить от зажима $U_{a.п}$ и подсоединить к аноду лампы (на рис. 2-1, в показано пунктиром), то на вход каскада будет поступать не только разностное напряжение $\Delta U_{a.п}$, но и часть выходного напряжения сигнала. Для такой схемы коэффициент усиления каскада

$$K' = \frac{K}{1 + \beta K}, \quad \text{где } \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Эффект стабилизации при колебаниях напряжений анода и накала можно усилить, заменив триод на пентод, как это сделано в схеме рис. 2-3, и включив в цепи катода и второй сетки стабилизирующие резисторы R_K и R_{c2} . В упомянутой схеме изменение напряжения накала U_H на $\pm 17\%$ от номинала вызывает колебания выходного напряжения, фиксируемого вольтметром V , не более чем на $\pm 2\%$. Аналогичные отклонения $U_{вых}$ наблюдаются при изменении анодного напряжения каскада от 200 до 250 в [Л. 14]. Ослабление зависимости выходного напряжения каскада на пентоде от колебаний напряжения накала достигается с помощью резистора R_5 , обеспечивающего установку «нуля», т. е. балансировку схемы в исходном состоянии. В заключение заметим, что рассмотренный метод может быть применен не только в УПТ, но и в усилителях переменного тока для стабилизации их режима по току питания.

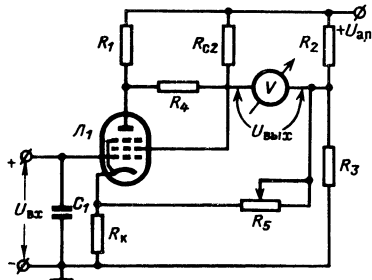
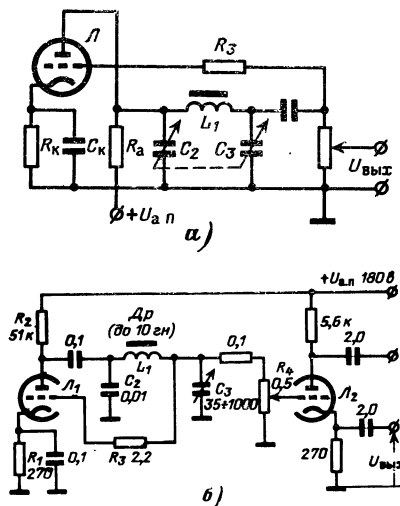


Рис. 2-3. Самостабилизирующийся каскад на пентоде, включенном в плечо моста.

2-2. КАСКАДЫ С РЕЗИСТОРАМИ В ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРОДОВ ЛАМП

В гл. 1 были описаны схемы с резисторами в цепях первой и второй сеток, применяемые для уменьшения влияния производственного разброса характеристик электровакуумных приборов. Эти схемы могут также применяться для стабилизации режимов ламповых каскадов.

В схемах типа изображенной на рис. 1-15,а, в которых применен сеточный резистор с очень большим сопротивлением, потенциал сетки по существу определяется как потенциал «свободного» или «плавающего» (т.е. не соединенного с «землей») электрода в потоке электронов. Такие схемы пригодны при работе с малыми напряжениями сигналов и небольшими токами в цепи сетки. Однако во многих практических схемах величины



выходного напряжения не превышает 0,5%). При изменении выходного напряжения изменяется падение напряжения на сеточном резисторе R_3 , противодействующее изменению режима лампы и стабилизирующее ток в цепи анода. Стабилизация эффективна только при отсутствии в лампе ионных токов. Частоту генерации можно изменять в пределах от десятков герц до десятков килогерц путем изменения емкости конденсаторов C_2 и C_3 или индуктивности дросселя L_1 . Опыт показал, что для ряда случаев практики достаточно иметь один переменный конденсатор C_3 , а конденсатор C_2 можно выполнить переключаемым или даже постоянным, увеличив его емкость с тем, чтобы рабочая частота фильтра преимущественно определялась конденсатором C_3 . Данные сопротивлений резисторов R_k и R_a зависят от типа применяемой лампы. Недостатком схемы рис. 2-4,а является зависимость амплитуды и частоты генерации от нагрузки. Этот недостаток устраняется в схеме, изображенной на рис. 2-4,б, в которой для ослабления влияния нагрузки включен катодный повторитель. Схема выполнена на двойном триоде (на рис. 2-4,б приведены параметры элементов, соответствующие случаю применения лампы 6Н6П). В рассматриваемой схеме наряду с конденсатором переменной емкости должен применяться сменный дроссель L_1 (с максимальной индуктивностью до 10 *гн*). По величине клирфактора и стабильности данная схема равноценна схеме рис. 2-4,а. Действие стабилизирующего резистора в цепи второй сетки уже было оценено в § 11-2, посвященном уменьшению разброса характеристик ламп. Там же были даны выражения для расчета коэффициента стабилизации $K_{ст}$. Поэтому здесь ограничимся соображениями по практическому использованию метода.

Рассмотрим стабилизацию усилительного каскада на обычной приемно-усилительной лампе с мощностью рассеяния на аноде до 1—2 *вт*. У подобных ламп эта мощность в цепи второй сетки обычно составляет доли ватта. В схемах на пентодах стабилизация рабочего режима с помощью резистора в цепи второй сетки согласно формуле (1-5) эффективна лишь при большой величине сопротивления резистора R_{c2} , так как крутизна лампы по этой сетке невелика. В то же время ток второй сетки $I_{c2} \approx (0,2 \div 0,3) I_a$. Следовательно, потери мощности на резисторе R_{c2} будут значительными. Например, при $I_{c2} = 8$ *мa* и $R_{c2} = 75$ *ком* $P_{c2} = 4,8$ *вт*, т. е. она значительно больше

мощности рассеяния в анодной цепи. Для подачи на вторую сетку необходимого напряжения $U_{c2}=150$ в требуется источник с напряжением $U_{a.п}=U_{c2}+I_{c2}R_{c2}=150+600=750$ в. Следовательно, необходимо иметь специальный высоковольтный источник питания, что связано с большими трудностями. Поэтому такого рода схемы целесообразно применять в случаях, когда в источнике

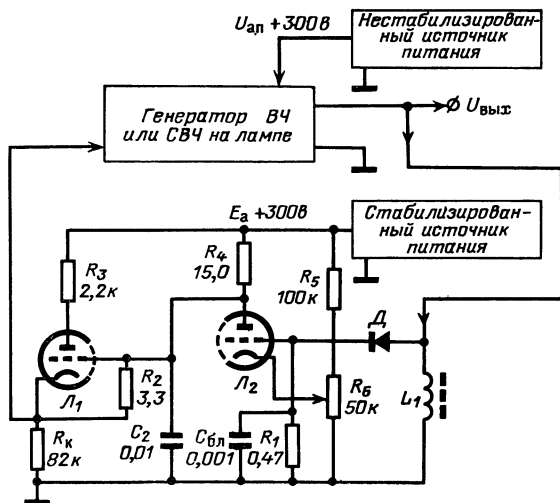


Рис. 2-5. Блок-схема стабилизированного генератора стандартного сигнала ВЧ или СВЧ диапазона со стабилизирующим узлом на обычной лампе с высокоомным резистором в цепи анода.

питания с напряжением 250—300 в можно реализовать схему удвоения, а также в случаях, когда токи I_{c2} у применяемых ламп невелики. Примерно аналогичная картина имеет место и при включении стабилизирующего резистора в цепь анода, причем трудности, возникающие при реализации рассматриваемой схемы, весьма значительны, хотя сама схема очень проста. Это обусловлено тем, что анодное напряжение воздействует на анодный ток в μ раз слабее, чем напряжение на первой сетке. Даже при небольших токах в анодных цепях ламп (например, порядка 2,5 ма) для эффективной стабилизации триода в анодную цепь его необходимо включить

стабилизирующий резистор с сопротивлением порядка единиц мегом. При этом падение напряжения на резисторе с сопротивлением 1 Мом в рассматриваемом случае составляет 2,5 кв, а выделяемая на нем мощность превышает 6 вт. Изменение анодного тока на 0,5% от номинала в данном случае приводит к изменению напряжения в анодной цепи на 12,5 в. Заметим, что обычные для источника питания с напряжением 2,5 кв колебания выходного уровня на 0,1% вызывают изменения напряжения $U_{a,п}$ на 2,5 в. Вследствие этого, а также из-за наличия пульсаций анодного напряжения эффективность стабилизации заметно снижается. Следует сказать, что разработка высоковольтного источника с малой пульсацией представляет собой достаточно сложную задачу.

Поэтому более предпочтительным является решение, позволяющее повысить сопротивление стабилизирующего резистора в цепях анода без значительного повышения анодного напряжения. Смысл его заключается в том, что одновременно с включением в цепь анода лампы усилительного каскада высокоомного стабилизирующего резистора каскад переводят в режим микротоков. В этом случае, например, анодный ток триодов доводят до десятков микроампер, а их анодное напряжение — до десятков вольт. Вариант схемы такого типа представлен на рис. 2-5 в виде узла, стабилизирующего работу лампового генератора ВЧ или СВЧ. Для пояснения роли этого узла на том же рис. 2-5 приведена блок-схема всего устройства.

Схема стабилизирующего узла (рис. 2-5) представляет собой как бы «миниатюрное» воплощение более сложной схемы стабилизации, в которой происходит сравнение протектированного выходного напряжения с некоторым опорным, отличающимся высокой стабильностью (роль опорного играет напряжение, снимаемое с делителя, включенного в цепь стабилизированного анодного напряжения). Сравнение протектированного выходного напряжения с опорным происходит в цепи сетка — катод лампы L_2 . Эта же лампа используется в качестве усилителя разностного напряжения, причем коэффициент усиления ее по постоянному току значителен. Напряжение на катоде лампы L_2 жестко зафиксировано с помощью делителя на резисторах $R_5—R_6$. При изменении напряжения ВЧ изменяется протектированное напряжение в цепи сетки, а это приведет к измене-

нию анодного тока лампы и напряжения, поступающего на сетку лампы L_1 . Изменение последнего весьма значительно, так как резистор в анодной цепи лампы $L_2 (R_4)$ имеет величину порядка 15 *Мом*. При изменении тока в цепи анода лампы L_2 на 1% ее анодное напряжение изменяется на 3 *в*, что достаточно для управления работой лампы генератора ВЧ по любой управляющей сетке [Л. 15]. Для точной работы схемы сравнения необходимо, чтобы напряжение, подводимое к сетке лампы, не изменяло величины опорного напряжения. Это достигается тем, что ток в делителе на резисторах R_5 и R_6 значительно больше анодного тока лампы. В описываемой схеме в нижнем плече делителя он составляет примерно 2 *ма*, в то время как анодный ток лампы L_2 установлен равным 15—20 *мка*. Поэтому изменения анодного тока, составляющие доли микроампера, не вызывают нежелательных колебаний напряжения на переменном резисторе. Заметим, что выходное напряжение подводится к схеме регулируемого генератора высокой частоты через катодный повторитель на лампе L_2 . Схема повторителя содержит относительно большое сопротивление резистора $R_K = 82$ *ком*. На этом резисторе выделяется значительное напряжение, так как сопротивление резистора в анодной цепи лампы $L_2 (R_3)$ невелико (2,2 *ком*). Падение напряжения на резисторе R_K используется для питания одного из электродов лампы генератора.

Работа схемы рис. 2-5 протекает следующим образом. Напряжение с выхода генератора или, например, с дополнительной обмотки в цепи его колебательного контура поступает в цепь дросселя L_1 . Если ток анода лампы L_2 составляет 15 *мка* и между ним и напряжением на сетке L_2 существует пропорциональность, то изменение выходного напряжения генератора на 0,5% будет вызывать изменение анодного тока лампы L_2 также на 0,5%. Изменение тока через резистор $R_4 = 15$ *Мом* на такую величину будет приводить к изменению напряжения на аноде лампы L_2 более чем на 1,1 *в*. Примерно на такую же величину изменяется и выходное напряжение катодного повторителя. Этого достаточно для корректировки работы ВЧ и СВЧ генератора на обычном или маячковом триоде. Заметим, что в режим микроток могут быть поставлены и тетроды и пентоды; правда, при пониженных напряжениях U_a и U_{c2} значение крутизны падает и преимущества тетродов и пентодов во многом теряются. Как показывает простой расчет, рассматриваемая схема позволяет стабилизировать амплитуду напряжения генератора с точностью до долей процента, причем его анодное напряжение может быть нестабилизированным; достаточно иметь лишь источник стабильного напряжения для питания лампы L_2 , причем отношение токов стабилизированного и нестабилизированного источников может доходить до 1 : 10—1 : 15.

2-3. КАСКАДЫ С НЕЛИНЕЙНЫМИ РЕЗИСТОРАМИ

В каскадах рассматриваемого типа для целей стабилизации в принципе могут использоваться нелинейные резисторы с различными вольт-амперными характеристиками, сопротивления которых при изменении режимов работы каскадов могут как возрастать, так и уменьшаться. Эти резисторы могут включаться в цепи питания электродов ламп, ООС между электродами, ООС, охва-

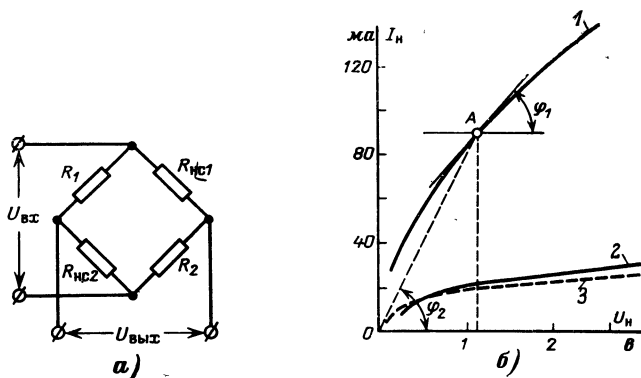


Рис. 2-6. Дискриминатор с нелинейными резисторами.

a — схема дискриминатора; *б* — вольт-амперные характеристики нитей: 1 — лампочек накаливания ($6,3 \text{ в} \times 0,28 \text{ а}$); 2 — пяти последовательно соединенных нитей накала ламп типа 0,6 П2Б; 3 — сверхминиатюрной лампочки типа НСМ9-60.

тывающей каскад в целом, делителей напряжения сигнала и междукаскадной связи. На рис. 2-6, *a* изображена схема дискриминатора с нелинейными сопротивлениями $R_{н.с1}$ и $R_{н.с2}$, а на рис. 2-6, *б* — вольт-амперные характеристики некоторых типов нелинейных сопротивлений, могущих найти применение в данной схеме. В качестве нелинейных сопротивлений могут быть применены лампы накаливания, нити нагрева катодов радиоламп прямого накала, стабилитроны, термисторы и др. Дискриминаторы рассматриваемого типа используются самостоятельно в качестве элементов простых стабилизированных схем, а также в качестве датчиков управляющего напряжения в сложных схемах. Выходное напряжение дискриминатора $U_{\text{вых}}$ изменяет амплитуду и фазу при отклонении входного напряжения от номинальной величины, установленной при балансировке моста. Приращение выход-

ного напряжения дискриминатора $\Delta U_{\text{вых}}$ связано с приращением входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ соотношением

$$\Delta U_{\text{вых}} = \gamma \Delta U_{\text{вх}}, \quad (2-5)$$

где γ — коэффициент передачи мостика.

Статическое сопротивление нелинейного резистора в выбранной рабочей точке (А) равно:

$$R_{\text{с.н.с}} = \text{ctg } \varphi_2.$$

Это сопротивление растет с ростом напряжения накала $U_{\text{н}}$, причем угол наклона касательной в точке А определяет динамическое сопротивление нелинейного резистора, где оно равно:

$$R_{\text{д.н.с}} = \text{ctg } \varphi_1.$$

С ростом $U_{\text{н}}$ величина γ изменяется. Обычно рабочую точку выбирают в районе сгиба кривых, где $R_{\text{с.н.с}}$ уже достаточно велико, а $R_{\text{д.н.с}}$ уменьшилось незначительно. Для небольших приращений

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx \Delta U_{\text{н.с}} - \Delta U_{\text{R}},$$

где $\Delta U_{\text{н.с}}$ и ΔU_{R} — соответственно приращения напряжения на линейном и омическом сопротивлениях. В более общем случае

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} \left(\frac{R_{\text{д.н.с1}}}{R_1 + R_{\text{д.н.с1}}} - \frac{R_2}{R_2 + R_{\text{д.н.с2}}} \right). \quad (2-6)$$

Так как при проектировании дискриминатора мостового типа стремятся к тому, чтобы $R_1 = R_2$, то в случае, когда разбалансировка моста невелика, можно принять:

$$R_{\text{с.н.с1}} \approx R_{\text{с.н.с2}} \text{ и } R_{\text{д.н.с1}} \approx R_{\text{д.н.с2}}.$$

Тогда

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx \Delta U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{д.н.с}} - R_{\text{с.н.с}}}{R_{\text{д.н.с}} + R_{\text{с.н.с}}} = \Delta U_{\text{вх}} \gamma.$$

Коэффициент γ может быть определен по формуле

$$\gamma = \frac{\text{ctg } \varphi_1 - \text{ctg } \varphi_2}{\text{ctg } \varphi_1 + \text{ctg } \varphi_2}, \quad (2-7)$$

где φ_1 и φ_2 — углы, определяемые по вольт-амперным характеристикам рис. 2-6,б.

В современных ламповых и транзисторных схемах НЧ в качестве стабилизирующих нелинейных сопротивлений

широко применяются лампы накаливания, сопротивление которых слабо зависит от температуры окружающей среды. Параметры некоторых типов нелинейных сопротивлений данного вида приведем в табл. 2-1.

Таблица 2-1

Некоторые данные нитей накаливания, используемых в качестве нелинейных сопротивлений

Тип нелинейного сопротивления	Сопротивление нити, Ω	
	при нормальной мощности	в рабочей точке
Осветительная лампочка для шкал ($6,3 \text{ в} \times 0,28 \text{ а}$)	22	15,5—12,8
Нить накала катода лампы 1П2Б	25,4	12—15
То же лампы 1ПЗБ	40,5	18—20
То же лампы 1Ж24Б	104	60
Современная сверхминиатюрная лампочка НСМ9-60	150	45—50

На рис. 2-7 приведена схема RC -генератора НЧ, оба каскада которого стабилизированы с помощью лампы накаливания L_3 . Так как обратная связь охватывает оба каскада, стабильность работы генератора сравнительно велика [Л. 16].

Рассмотрим работу схемы. При изменении выходного напряжения на делителе $R_1—R_2$ происходит перераспределение напряжений, так как сопротивление R_2 лампочки L_3 не остается постоянным. Если выходное напряжение возрастает, то увеличивается и падение напряжения на резисторе R_2 в результате чего коэффициент усиления лампы L_1 уменьшается. При уменьшении выходного сигнала наблюдается обратная картина. Если в схеме рис. 2-7 правый вывод резистора R_1 отсоединить от выходного зажима схемы и присоединить к шине анодного питания $+U_{a.п.}$ как показано пунктиром, то схема

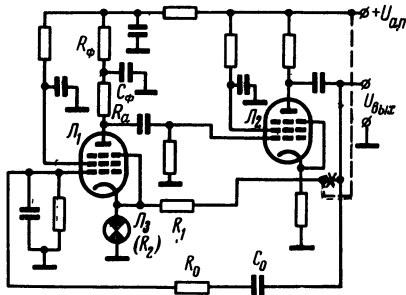


Рис. 2-7. Схема звукового генератора, каскады которого стабилизированы с помощью одной лампочки накаливания.

причем нелинейная зависимость сопротивления лампочки от величины протекающего через нее тока усиливает эффект стабилизации. Указанная схема может использоваться для одновременной компенсации колебаний напряжения анода и накала. В схемах типа изображенной на рис. 2-7 могут применяться лампочки накаливания мощностью до 15 вт и коммутаторные лампочки, имеющие нити накаливания относительно большого диаметра и характеризующиеся сравнительно большой инерционностью. Благодаря этому форма сигнала практически не искажается.

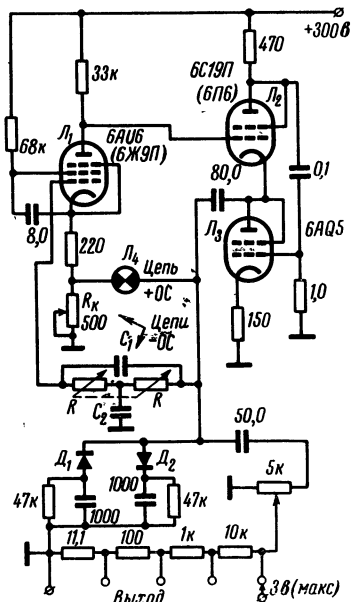


Рис. 2-8. Схема звукового генератора, в котором для подавления паразитных колебаний низкой частоты применен ограничитель на диодах.

резистора можно использовать несколько лампочек накаливания, соединенных последовательно. В случае, когда инерционность нитей должна быть незначительной, а схема стабилизации работает при малых рабочих токах, в качестве нелинейных стабилизирующих резисторов можно использовать сверхминиатюрные лампочки накаливания типа НСМ ($I_{\text{н}} = 35 \div 60 \text{ ма}$) и нити накали-

вания катодов некоторых типов стержневых радиоламп.

В ряде случаев в каскадах с нелинейными резисторами, включенными в цепь ООС, обнаруживаются собственные колебания выходного напряжения, вызываемые нарушением теплового равновесия резисторов. Подавление таких колебаний обеспечивается в схеме рис. 2-8, в которой параллельно выходному потенциометру включен ограничитель на полупроводниковых диодах $D_1—D_2$. Работа схемы осуществляется следующим образом. В период установления процесса, когда сопротивление

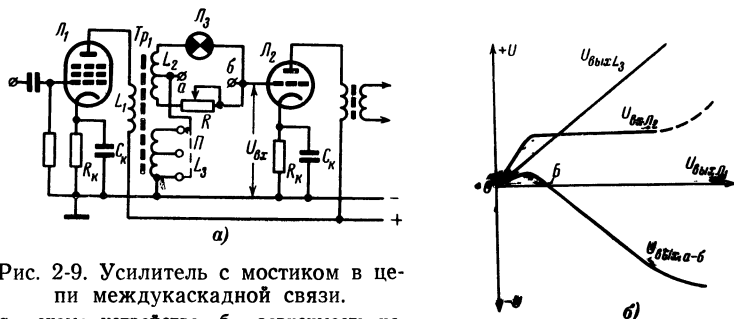


Рис. 2-9. Усилитель с мостиком в цепи междукаскадной связи.

a — схема устройства; b — зависимость напряжения на элементах моста от выходного напряжения первого каскада.

нити лампы L_4 мало, заряжаются конденсаторы емкостью по 1 000 мкф, включенные последовательно диодам $D_1—D_2$. В дальнейшем эти конденсаторы играют роль источников энергии с малым собственным сопротивлением. В схеме генератора реализованы межкаскадная ООС через цепь RC_1 и ООС по току в лампе L_1 через сопротивление катодного резистора R_k , а также положительная обратная связь через нить лампы накаливания L_4 .

Когда амплитуда выходного напряжения превышает некоторое среднее установившееся значение, определяемое тепловым состоянием нити лампы L_4 , начинает действовать ограничитель на диодах $D_1—D_2$, которые открываются при возрастании амплитуды напряжения и шунтируют цепь положительной обратной связи. При уменьшении выходного уровня диоды заперты и амплитуда выходного напряжения не претерпевает ограничения. Постоянная времени каждой из ветвей ограничителя составляет 47 сек. Напряжение смещения на ограничительных диодах изменяется в такт выходному напряжению, что способствует уменьшению искажений сигнала,

так как при фиксированном пороге ограничения они обычно более ощутимы. Максимальное значение выходного напряжения на высокоомной нагрузке $U_{\text{вых.макс}} = 3 \text{ в.}$ Диапазон рабочих частот генератора находится в пределах от 10 гц до 100 кгц, причем в полосе от 20 гц до 20 кгц коэффициент гармоник не превышает 0,02% [Л. 15].

Для стабилизации могут использоваться также мостовые схемы, в одно из плеч которых включена лампочка накаливания. Схема подобного типа изображена на рис. 2-9,а. В ней напряжение на сетку выходной лампы подается через мост, образованный обмотками трансформатора Tr_1 , резистором R и лампочкой накаливания L_3 . Стабилизирующее действие мостовой схемы иллюстрируется кривыми, изображенными на рис. 2-9,б. Когда на выходе первого каскада напряжение отсутствует, мост разбалансирован. С ростом этого напряжения сопротивление лампочки L_3 увеличивается и напряжение на диагонали $a-b$ моста ($U_{\text{вых.а-б}}$) вначале растет, а затем начинает уменьшаться. Когда сопротивление нити лампочки L_3 становится равным сопротивлению резистора R , мост оказывается сбалансированным и напряжение $U_{\text{вых.а-б}}$ принимает минимальное значение (на рис. 2-9,б точка B). При дальнейшем возрастании напряжения на выходе первого каскада мост снова оказывается разбалансированным, в результате чего напряжение $U_{\text{вых.а-б}}$ изменяет знак и опять начинает увеличиваться. В противофазе с индуктивностью L_2 вторичной обмотки трансформатора Tr_1 включена индуктивность L_3 , напряжение на которой ($U_{\text{вых}L_3}$) с ростом $U_{\text{вых}L_1}$, как это видно из рис. 2-9,б, возрастает почти линейно. В результате этого напряжение на входе лампы L_2 ($U_{\text{вх}L_2} = U_{\text{вых.а-б}} + U_{\text{вых}L_3}$) на сравнительно большом участке является практически постоянным.

Для обеспечения начальной балансировки моста резистор R должен быть переменным. Для упрощения настройки усилителя, заключающейся в подборе необходимого угла наклона зависимости

$$U_{\text{вых}L_3} = f(U_{\text{вых}L_1}), \quad (2-8)$$

обмотка L_3 должна иметь отводы. При настройке схемы обычно принимают $R = 1,5 R_{\text{л}}$, где $R_{\text{л}}$ — сопротивление лампочки L_3 в рабочей точке (см. табл. 2-1). Лампы L_1 и L_2 стабилизированы с помощью катодных резисторов.

Мост описанного типа может быть использован также в качестве стабилизатора питающего напряжения. В этом случае первичная обмотка трансформатора Tr_1 должна быть подключена к сети переменного тока. При достаточно большом сопротивлении нагрузки в такой схеме можно обеспечить высокостабильное переменное напряжение при колебаниях напряжения сети в широких пределах. Настройка схемы стабилизатора заключается в установке значения сопротивления резистора R , при котором приращение напряжения $U_{вх} \lambda_2$ минимально (при постоянном сигнале на входе лампы λ_1 и фиксированном приращении ΔU_c). Для ослабления зависимо-

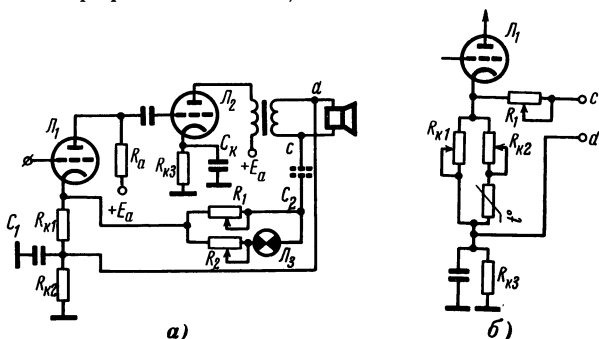


Рис. 2-10. Схемы экспандеров, основанные на включении в цепь ООС.

a — лампочки накаливания; b — термистора прямого подогрева.

сти работы моста от колебаний температуры окружающей среды проволочный резистор должен быть изготовлен из медной и манганиновой проволоки: меди (30—35%) и манганина (65—70%) [Л. 17].

Нелинейные свойства нагретой металлической нити иногда используют для создания расширителей (экспандеров) и сжимателей (компрессоров) динамического диапазона, а также в ограничителях уровня и для коррекции частотных характеристик в диапазоне низких частот.

На рис. 2-10, a изображена схема экспандера, действие которого основано на включении в цепь междукаскадной ООС лампы накаливания λ_3 . При возрастании напряжения через лампу накаливания растет ее сопротивление. В результате этого происходит ослабление отрицательной обратной связи, что равнозначно расши-

рению динамического диапазона усилителя. Если же на вход усилителя поступают слабые сигналы, то выходное напряжение невелико и сопротивление нити лампы накаливания имеет минимальное значение, в результате чего происходит некоторое увеличение глубины отрицательной обратной связи и усиление падает. Чтобы нить накаливания ламп не шунтировала резистор $R_{к1}$, последовательно с ней включается резистор R_2 , используемый также для установки требуемого напряжения на лампочке накаливания при действии сильных сигналов. Величина динамического диапазона экспандера определяется подбором сопротивлений резисторов $R_{к1}$, R_1 и R_2 . Резистор R_1 определяет степень ослабления сильных сигналов, так как при значительном нагреве нити лампы $R_1 < < R_2 + R_{л}$. При слабых сигналах ООС устанавливается в основном через резистор R_2 . В схеме рис. 2-10,а через лампочку накаливания также протекает постоянный ток, оказывающий влияние на положение рабочей точки лампы L_1 . Для исключения этого необходимо последовательно лампочке включить конденсатор C_2 большой емкости (на рис. 2-10,а показан пунктиром).

На рис. 2-10,б изображена схема экспандера, основанная на включении в цепь ООС термистора прямого подогрева (R_T). В рассматриваемой схеме резисторы $R_{к1}$ и $R_{к2}$ играют примерно такую же роль, как и резисторы R_1 и R_2 в схеме рис. 2-10,а. Напряжение отрицательной обратной связи, как и в предыдущей схеме, поступает в цепь катода с выходного трансформатора (зажимы c и d) через резистор R_1 . Когда выходной сигнал велик, термистор нагревается и его сопротивление падает. Это приводит к уменьшению глубины отрицательной обратной связи, так как снижается общая величина сопротивления в цепи катода и возрастает падение напряжения на резисторе R_1 , в результате чего величина усиления, обеспечиваемого каскадом на лампе L_1 , уменьшается незначительно. Динамический диапазон экспандера при сильных сигналах устанавливается с помощью резистора $R_{к2}$ (роль резистора $R_{к1}$ при этом незначительна), а при слабых сигналах — с помощью резисторов R_1 и $R_{к1}$. Резистор $R_{к3}$ обеспечивает получение необходимого смещения по постоянному току. Расширитель диапазона с термистором имеет сравнительно небольшую инерционность. Если лампочку накаливания и термистор в схемах рис. 2-10,а и б поменять местами, то получим сжиматели

(компрессоры) динамического диапазона, которые усиливают слабые сигналы в значительно большей степени, чем сигналы с высоким уровнем.

На рис. 2-11, а приведена схема усилительного каскада с термистором косвенного подогрева (T_1), рабочее тело которого включено в цепь ООС, а подогревная обмотка — в цепь накала лампы L_1 . Применение термисторов косвенного подогрева позволяет в ряде случаев значительно упростить схемы каскадов. В рассматриваемой схеме при возрастании напряжения накала усиливается

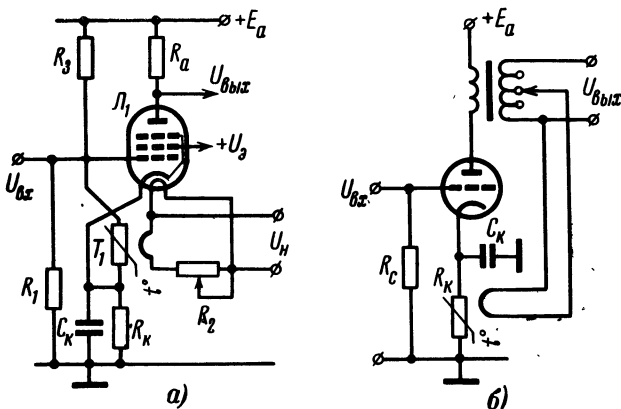


Рис. 2-11. Схемы каскадов с термистором косвенного подогрева
 а — с ослаблением влияния колебаний напряжения накала; б — простейшего расширителя динамического диапазона.

подогрев рабочего тела термистора и его сопротивление уменьшается. В результате этого возрастает положительное смещение на катode лампы L_1 и ослабляется действие отрицательной обратной связи по току, так как рабочая точка лампы смещается влево и ее крутизна падает. При уменьшении напряжения накала термистор нагревается слабее и его сопротивление возрастает. Это приводит к снижению положительного потенциала катода и повышению крутизны лампы. Таким образом, в описанной схеме ослабляется влияние колебаний напряжения накала на величину усиления каскада. Максимальный стабилизирующий эффект достигается в случае, когда минимальные отклонения напряжения накала от номинала вызывают ощутимое изменение сопротивления термистора. Подбор начального тока через термистор производится изменением сопротивления резистора R_3 .

а) Circuit diagram of a vacuum tube amplifier. The tube is labeled with the Greek letter pi (π). The grid is connected to ground through a resistor R_C . The control grid is connected to a positive supply E_a through a resistor $R_{HEP}(R)$. The anode is connected to a transformer with a turns ratio of 1:2. The anode load is connected to ground through a resistor R_K and a capacitor C .

б) Graph of the anode current I_a versus the anode voltage U_a . The y-axis is labeled $\frac{R_{HEP}}{R_\Pi}$ and has values 50, 100, and 140. The x-axis is labeled U_a and has values 30, 90, and 150. The curve shows that I_a decreases as U_a increases. The graph is for a 6H23П tube with $I_a = 5$ mA.

a — схема каскада; *б* — зависимость отношения $R_{\text{нел}}/R_{\text{к}}$ от анодного напряжения.

54

этого динамический диапазон каскада возрастает. На рис. 2-12,а представлен еще один вариант схемы самостабилизирующегося каскада, основанный на применении делителя напряжения $U_{вх}$, состоящего из нелинейного сопротивления $R_{нел}$ и обычного омического резистора R_k [Л. 18].

В рассматриваемой схеме крутизна лампы 6Н23П, ее анодный и экранный токи при $U_a = \text{const}$ лишь на отдельных малых участках статических характеристик примерно линейно зависят от напряжения сеточного смещения. Поэтому для поддержания постоянства крутизны лампы при колебаниях анодного напряжения в широких пределах напряжение смещения на ее управляющей сетке должно изменяться нелинейно.

Для схемы на рис. 2-12,а напряжение сеточного смещения (когда в цепи катода включен омический резистор R_k) равно:

$$-U_{см} = I_a R_k + \frac{R_k}{R_k + R_{нел}} E_a. \quad (2-9)$$

Отсюда

$$-(U_{см} + I_a R_k) = \frac{R_k}{R_k + R_{нел}} E_a.$$

При $I_a = \text{const}$ (условие стабилизации), пренебрегая изменением $\Delta R_{нел}$ для небольших приращений ΔE_a , можно записать:

$$-(U_{см} + \Delta U_{см} + I_a R_k) = \frac{R_k}{R_k + R_{нел}} (E_a + \Delta E_a)$$

и

$$-\Delta U_{см} = \frac{R_k}{R_k + R_{нел}} \Delta E_a. \quad (2-10)$$

Напряжение на сетке, устанавливаемое с помощью нелинейного делителя, можно определить из соотношения [Л. 19]

$$\frac{E_a - U_{см}}{U_{см}} = \frac{R_{нел}}{R_k}. \quad (2-11)$$

Так как $E_a \gg U_{см}$, то

$$\frac{R_{нел}}{R_k} \approx \frac{E_a}{U_{см}} = \varphi(U_a), \quad (2-12)$$

где U_a — текущее значение анодного напряжения.

На рис. 2-12,б представлена зависимость $R_{нел}/R_k = \varphi(U_a)$ для каскада на лампе 6Н23П при $I_a = 5 \text{ ма}$ =

$= \text{const.}$ Для стабилизации рабочего режима каскада, выполненного по схеме рис. 2-12,а, увеличение анодного напряжения U_a должно сопровождаться уменьшением величины сопротивления нелинейного резистора $R_{\text{нел.}}$. Как видно из рис. 2-12,б, при $U_a \leq 55$ в отношение $R_{\text{нел.}}/R_k$ претерпевает большие изменения; при $U_a > 60$ в указанное отношение изменяется незначительно. Если принять, что $U_a = 150 \pm 25$ в, то для выполнения условия $I_a = \text{const}$ отношение $R_{\text{нел.}}/R_k$ должно изменяться примерно в пределах $\pm 5-8\%$. Закон изменения $R_{\text{нел.}}$, близкий к требуемому, можно получить, применив в делителе термистор или нелинейное полупроводниковое сопротивление НПС совместно с обычными омическими резисторами. Наряду с рассмотренным возможен также вариант каскада, выполненный по схеме рис. 2-12,а, в котором нелинейный ($R_{\text{нел.}}$) и омический (R) резисторы делителя меняются местами (на рис. показаны в скобках). В данной схеме при изменении напряжения анодного источника $E_a(U_{a.л.})$ изменяется не только анодный ток лампы, но и ток, протекающий через омический резистор R . Вследствие этого сопротивление нелинейного резистора при прочих равных условиях изменяется в более широких пределах, чем в описанной ранее схеме. Для поддержания постоянства анодного тока необходимо, чтобы коэффициент деления делителя $R-R_{\text{нел.}}$ был равен:

$$K_d = \frac{E_a}{U_k} = \frac{\Delta E_a}{\Delta U_k} = \frac{R_{\text{нел.}} + R}{R_{\text{нел.}}} = 1 + \frac{R}{R_{\text{нел.}}} \quad (2-13)$$

Для стабилизации рабочего режима рассматриваемого каскада необходимо, чтобы с ростом анодного напряжения сопротивление нелинейного резистора $R_{\text{нел.}}$ возрастало, а при уменьшении этого напряжения падало. Это может быть достигнуто при применении в качестве нелинейного резистора лампочки накаливания или барретора.

При изменении анодного напряжения на величину ΔE_a происходит рост анодного тока на величину ΔI_a и увеличение падения напряжения на $R_{k.нел.}$. Дополнительный ток, протекающий по резистору R и пропорциональный ΔE_a , должен вызвать такое падение напряжения на резисторе $R_{\text{нел.}}$, чтобы анодный ток приобрел номинальное значение. Иными словами:

$$\Delta U_k = \Delta I_a R_{\text{нел.}} = \Delta E_a \frac{R_{\text{нел.}}}{R + R_{\text{нел.}}}$$

Напряжение смещения при этом возрастает за счёт того, что сопротивление резистора $R_{\text{нел}}$ увеличилось под влиянием дополнительного напряжения, приложенного к катодной цепи лампы за счёт

$$\Delta E_a \frac{R_{\text{нел}}}{R + R_{\text{нел}}} = \Delta E_a K_d,$$

причем $\Delta U_k \equiv \Delta R_{\text{нел}} \equiv \Delta E_a$.

Требуемый эффект по стабилизации параметров таких каскадов достигается в случае, когда изменение напряжения на катоде под действием дестабилизирующего фактора (в рассматриваемом случае при изменении анодного напряжения) равно изменению напряжения на сетке под влиянием того же дестабилизирующего воздействия. При этом оптимальная форма вольт-амперной характеристики нелинейного резистора должна иметь вид [Л. 20]:

$$U = cI^x, \quad (2-14)$$

где c — константа, а $x \approx 0,2 \div 0,25$.

Коэффициент деления делителя $R - R_{\text{нел}}$ для этого случая равен [Л. 20]:

$$K_d = x \frac{U_k}{E_a}, \quad (2-15)$$

г. е. он прямо пропорционален коэффициенту нелинейности x резистора $R_{\text{нел}}$. В каскадах на пентодах, стабилизированных с помощью линейного сопротивления, включенного по схеме рис. 2-12,а, изменения анодного напряжения сказываются еще меньше; при изменении анодного напряжения от 100 до 200 в обеспечивается практическое постоянство анодного тока, если на резисторе $R_{\text{нел}}$ напряжение исходного смещения — $U_{\text{см}}$ или напряжение на катоде изменяется примерно от $U_{\text{см}}$ до $3U_{\text{см}}$.

2-4. КАСКАДЫ С ВНУТРЕННИМИ СТАБИЛИЗИРУЮЩИМИ СВЯЗЯМИ

Часто в распоряжении разработчиков радиоэлектронной аппаратуры имеется по крайней мере один стабильный источник питания (накала, сетки или анода). Поэтому возникает задача по использованию такого напряжения для компенсации изменений, обусловленных действием других нестабилизированных источников питания. Рассмотрим сначала методы ослабления влияния колебаний напряжения накала. Сравнительно просто-

той отличается схема стабилизированного каскада с отрицательной обратной связью между экранирующей и управляющей сетками, изображенная на рис. 2-13, в которой стабильным является источник анодного напряжения. Схема не содержит дополнительных элементов

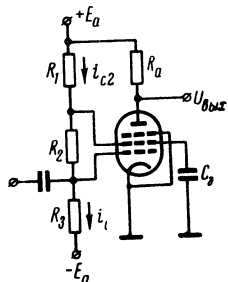


Рис. 2-13. Схема стабилизированного усилительного каскада с ООС между цепями экранирующей и управляющей сеток.

для стабилизации, так как резисторы R_1 , R_2 и R_3 необходимы для подачи смещения на соответствующие электроды лампы. Сопротивления упомянутых резисторов подбираются так, чтобы на сетке лампы обеспечивалось нормальное отрицательное смещение, а на экранирующей сетке — требуемое рабочее напряжение. Каскад работает следующим образом. Если колеблется напряжение накала, то одновременно изменяются также токи в цепях анода I_a и экранирующей сетке $I_{с2}$. Изменение тока $I_{с2}$ приводит к перераспределению напряжений на резисторах делителя, подключенного к источнику анодного питания

$U_{a.п}$ (E_a). Из-за наличия обратной связи между сетками происходит автоматическое изменение режима работы управляющей сетки, противодействующее изменению анодного и экранного токов. Так, например, при возрастании напряжения накала растет и ток в цепи экранирующей сетки и увеличивается падение напряжения на резисторе R_1 . Вследствие этого уменьшается положительное смещение на экранирующей сетке и проявляется тенденция к уменьшению токов в цепях анода и экранирующей сетки. Аналогичным образом срабатывает механизм стабилизации и при снижении напряжения накала. Однако в этом случае отрицательное смещение на сетках лампы уменьшается, а анодный ток возрастает [Л. 21].

В рассматриваемой схеме пульсации анодного напряжения непосредственно попадают на управляющую и экранирующую сетки лампы. Поэтому источник этих напряжений обязательно должен быть стабилизирован и иметь небольшую пульсацию. По сравнению с каскадами, стабилизированными с помощью резистора в цепи катода, описанная схема имеет некоторые преимущест-

ва, делающие ее применение предпочтительным в ряде случаев практики. Примерные величины сопротивлений резисторов в схеме рис. 2-13 можно определить из следующих соотношений:

$$R_1 = \frac{E_a - U_{c2}}{I_{c2}},$$

где E_a , U_{c2} и I_{c2} — анодное и сеточное напряжения и сеточный ток лампы согласно справочным данным. Приращение сеточного смещения определяется выражением

$$\Delta U_{c1} = R_1 \Delta I_{c2} \frac{R_2}{R_2 + R_3}. \quad (2-16)$$

Величину сопротивления резистора R_2 легко определить, зная пределы изменений напряжения накала и их влияние на изменения напряжения на управляющей сетке и тока экранирующей сетки. Если задаться требуемой величиной сопротивления эквивалентного резистора в цепи сетки R_c , то можно определить величину сопротивлений резисторов R_3 и R_2 из соотношений

$$R_c = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}; \quad i_c (R_2 + R_3) = 2E_a - U_{c2};$$

$$i_c R_3 \approx E_a \quad (\text{так как } U_{cк} \approx 0).$$

Как уже отмечалось, в схемах с автоматическим катодным смещением для уменьшения потерь усиления параллельно резистору R_k включают конденсатор сравнительно большой емкости. В схеме рис. 2-13 катод соединен с «землей» и поэтому нет необходимости во включении такого конденсатора. Емкость имеющегося в схеме блокировочного конденсатора C_3 в цепи экранирующей сетки обычно примерно в 10 раз меньше емкости, включаемой параллельно катодному резистору. В обычных каскадах с автоматическим катодным смещением в тех случаях, когда напряжение накала $U_n \leq 0,84 U_{n,ном}$, наблюдается существенное изменение коэффициента усиления. Схема рис. 2-13 является более стабильной: в ней коэффициент усиления при аналогичном изменении напряжения U_n изменяется в 10—15 раз меньше.

Компенсация изменений, обусловленных старением катода и колебаниями напряжения накала, обеспечивается также в каскаде, схема которого изображена на рис. 2-14,а. В этой схеме резисторы R_4 и R_5 , включен-

ные в цепь анода лампы L_1 , через стабилитрон L_2^* соединены с резисторами R_1 и R_2 , используемыми для подачи сеточного смещения на лампу L_1 . При изменении тока эмиссии, а следовательно, и анодного тока лампы изменяется падение напряжения на резисторе R_5 , который совместно с конденсаторами C_1 и C_2 образует

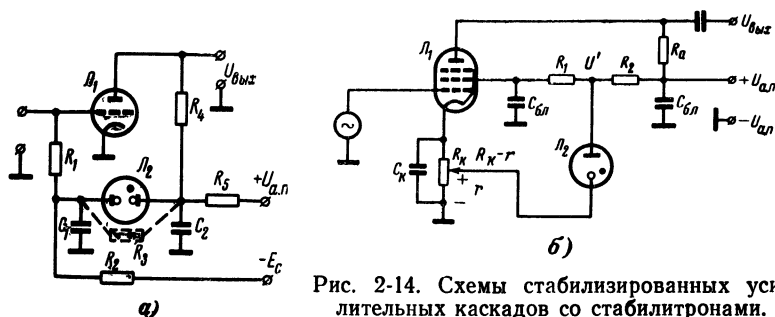


Рис. 2-14. Схемы стабилизированных усилительных каскадов со стабилитронами.
а — в цепи сетки; б — в цепи комбинированной ООС.

фильтр нижних частот. Допустим, что анодный ток изменился на величину ΔI_a . Тогда падение напряжения на резисторе R_5 изменится на $\Delta U'_a = \Delta I_a R_5$. Если бы вместо стабилитрона в цепь обратной связи был включен обычный омический резистор (на рис. 2-14,а он показан пунктиром и обозначен через R_3), то приращение смещения в цепи сетки составило бы

$$\Delta U_{\text{см}} = \Delta U''_a = \frac{R_2}{R_3 + R_2} \Delta U'_a. \quad (2-17)$$

При применении стабилитрона $R_3 \ll R_2$ напряжение в цепь сетки вводится без дополнительных потерь, что равнозначно как бы усилению стабилизирующего эффекта ООС. Настройка этой схемы производится подбором сопротивления резистора R_5 . В ней обеспечивается практическое постоянство выходного напряжения каскада при колебаниях напряжения накала в пределах $\pm 10\%$ от номинала, а также значительное ослабление влияния старения параметров электронной лампы [Л. 22].

Описанные выше схемы целесообразно применять в случае, когда в распоряжении разработчика имеется

* В маломощном каскаде для этой цели может быть использована неоновая лампочка (возможно использование полупроводниковых стабилитронов).

источник стабильного анодного или сеточного напряжения. Если же источник анодного напряжения является нестабильным, а относительно стабилен источник U_H , то можно применять схему, изображенную на рис. 2-14,б [Л. 23]. В данной схеме осуществляется отрицательная обратная связь по напряжению через стабилитрон J_2 , соединенный с делителем напряжения на резисторах R_1 и R_2 , включенных в цепь экранирующей сетки, и по току — через катодный резистор R_K . Ослабление колебаний анодного напряжения достигается за счет того, что они вызывают противодействующие изменения сеточного смещения. Эффект компенсации существенно зависит от положения движка потенциометра R_K . Ток через стабилитрон J_2 , напряжение на экранирующей сетке и положение рабочей точки лампы J_1 находятся во взаимосвязи. Поэтому сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_K при применяемом типе стабилитрона должны уточняться в процессе настройки каскада. При выборе требуемого типа стабилитрона необходимо учитывать срок его службы с тем, чтобы изменение величины сопротивления цепи ООС во времени не приводило к заметному ухудшению стабильности каскада*. Для определения примерных величин сопротивлений резисторов R_1 , R_2 , r можно воспользоваться следующими соотношениями:

$$U_{c2} \approx U_{a.п} - (I_{c2} + I_{\text{стаб.средн}}) R_2 - I_{c2} R_1, \quad (2-18)$$

где $I_{\text{стаб.средн}}$ — табличное значение среднего тока горящего стабилитрона. При этом компенсирующее напряжение, автоматически вводимое в цепь первой сетки:

$$\Delta U_{\text{с1комп}} = U_r \approx \frac{\Delta U_{a.п} r}{R_2 + R_{\text{стаб}} + r}, \quad (2-19)$$

где $R_{\text{стаб}} = U_{\text{стаб}} / I_{\text{стаб.средн}}$; $\Delta U_{a.п}$ — величина отклонения напряжения $U_{a.п}$ от номинала. Сопротивление резисторов R_2 и R_1 можно определить из выражений:

$$R_2 = \frac{U_{a.п} - U_{\text{стаб}}}{I_{\text{стаб.средн}}};$$

$$R_1 = \frac{U_{a.п} - (I_{c2} + I_{\text{стаб.средн}}) R_2}{I_{c2}},$$

где $U_{\text{стаб}}$ — напряжение стабилизации лампы J_2 ; величину r определяют при настройке путем подбора. Схема

* В каскадах на лампах с большим сроком службы необходимо применять кремниевые стабилитроны.

каскада, в котором анодный ток стабилизирован с помощью резисторов R_Φ и R_2 , приведена на рис. 2-15. Стабилизирующее напряжение в ней вводится в цепь первой сетки с помощью делителя на сопротивлениях R_1 и R_2 , который присоединен к зажиму источника питания E_a . Отличие данной схемы от описанных в гл. 1 в том, что при таком способе стабилизации рабочая точка как бы

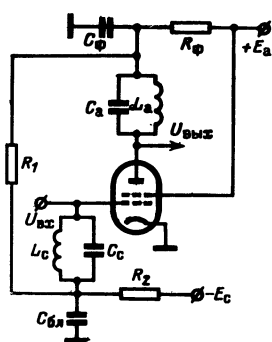


Рис. 2-15. Схема каскада, стабилизированного методом «привязки» рабочей точки к определенному участку анодно-сеточной характеристики.

«привязана» к определенной области анодно-сеточной характеристики, что позволяет обеспечить стабильность параметров каскада при смене ламп [Л. 6]. Коэффициент стабилизации по анодному току для данной схемы определяется из выражения

$$K_{стI_a} = S_a R_\Phi \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2-20)$$

В [Л. 6] указывается, что данный $K_{ст}$ обеспечивается при малом токе делителя на резисторах R_1 и R_2 , причем последние должны подбираться с точностью до единиц процентов. Так как катод лампы заземлен, данная схема может успешно использоваться

для стабилизации режима работы каскадов и уменьшения влияния разброса при использовании ламп прямого накала и ламп стержневой конструкции.

2-5. КАСКАДЫ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ АКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

В основе действия самостабилизирующихся каскадов с дополнительным элементом могут лежать два принципа. Первый предполагает использование вспомогательного элемента в качестве регулируемого сопротивления, изменяющегося по величине под действием основных элементов каскада или самого дестабилизирующего фактора. Второй принцип основан на идентичности изменений параметров секций двойных и комбинированных ламп под действием внешних факторов.

На рис. 2-16,а приведена схема усилительного каскада с вспомогательной лампой L_2 , используемой в каче-

стве управляемого резистора. На нить накала лампы \mathcal{L}_2 подано пониженное напряжение, поэтому даже небольшие изменения последнего сильно влияют на величину эмиссии и внутреннее сопротивление данной лампы. Вследствие этого происходит изменение напряжения на второй сетке лампы \mathcal{L}_1 , а следовательно, и усиление каскада. Настройка схемы производится с помощью резисторов R_{a2} , R_{k2} и R_H . При этом резистор R_{a2} в основном определяет режим компенсации при минималь-

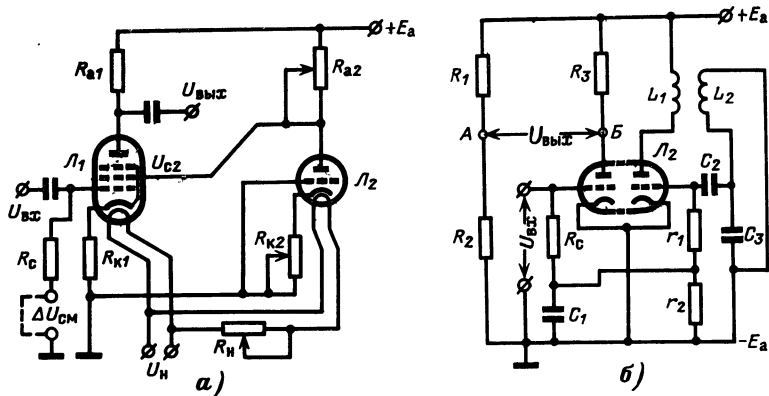


Рис. 2-16. Стабилизированные каскады с дополнительной лампой.
 а — в качестве регулируемого резистора; б — на двойной лампе, включенной по мостовой схеме.

ном напряжении накала лампы \mathcal{L}_2 , а резистор R_{k2} — режим компенсации при максимальном значении этого напряжения. Дополнительная регулировка для достижения оптимального режима компенсации производится резистором R_H . О точности настройки схемы можно судить по величине напряжения ΔU_{cm} , которое нужно ввести в цепь сетки лампы \mathcal{L}_1 для полной компенсации влияния приращений ΔU_H . При измерении значений ΔU_{cm} на вход каскада подается фиксированное напряжение от ГСС, а к выходу подключается детектор и нуль-индикатор. Изменяя величину напряжения U_H ступенями по 0,1 в, каждый раз стрелку индикатора устанавливают на нуль путем введения соответствующего смещения ΔU_{cm} на сетку лампы \mathcal{L}_1 от источника с малым внутренним сопротивлением (например, батареи). Затем последовательно подбирают значение сопротивления резистора R_H с тем, чтобы величина ΔU_{cm} была наименьшей (табл. 2-2).

В исходном состоянии схемы лампа \mathcal{L}_2 отключалась, а вместо нее включался резистор с сопротивлением, при котором напряжение смещения U_{c2} лампы \mathcal{L}_1 было равно падению напряжения на \mathcal{L}_2 [Л. 24].

Таблица 2-2

Зависимость величины ΔU_{cm} от сопротивления резистора R_H

$R_H, \text{ ом}$	(Дополнительная лампа выключена)	4	7	8
$\Delta U_{cm}, \text{ мВ}$	18	8,3	1,7	2,0

Схема рис. 2-16,а может применяться также и для стабилизации каскадов на лампах прямого накала (например, стержневых лампах). Иногда в ней в качестве \mathcal{L}_2 может применяться вакуумный диод. Схема самоста-

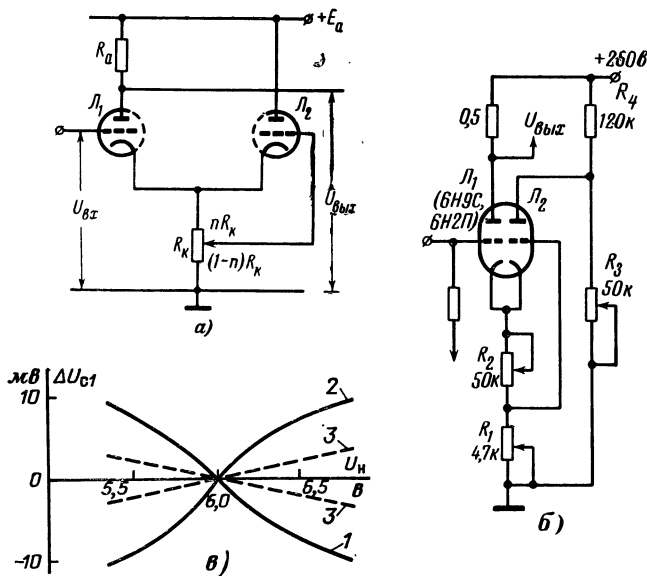


Рис. 2-17. Схемы катодного повторителя на двойном триоде, обеспечивающие снижение дрейфа нуля.

а — упрощенная принципиальная схема; б — практическая схема однокаскадного усилителя постоянного тока с компенсирующей лампой; в — зависимость напряжения дрейфа, приведенного к сетке основной лампы, от напряжения накала при разных величинах сопротивлений резисторов в цепи катода: 1 — R_1 превышает оптимальное значение; 2 — R_1 меньше оптимального значения; 3 — R_1 и R_2 подобраны точно для случая, когда напряжение накала изменяется в пределах $\pm 0,5$ в от номинала.

билизирующего каскада, основанная на втором из упомянутых принципов, приведена на рис. 2-16,б. Каскад выполнен на двойном триоде с общим катодом. Левая секция триода (J_1) включена в плечо измерительного мостика, выполненного на резисторах R_1 , R_2 и R_3 . Правая секция триода (J_2) работает в режиме генератора. Так как напряжение на сетке этой секции изменяется при колебаниях величин напряжений U_a и U_n , то напряжение, поступающее с делителя, состоящего из резисторов r_1 и r_2 , на сетку левой секции (J_1), также изменяется, в результате чего происходит компенсация изменений, связанных с разбалансировкой мостовой схемы. Настройка каскада производится с помощью резисторов r_1 и r_2 . Стабильность описанной схемы характеризуется следующими показателями: при изменении анодного напряжения на $\pm 15\%$ усиление каскада УПТ остается практически постоянным [Л. 25]. Кроме того, в схеме рис. 2-16,б на лампах с подогревными катодами ослабляется влияние медленных флуктуаций напряжения U_n . Данная схема не обеспечивает компенсацию быстрых флуктуаций напряжения накала, так как в ней велика постоянная времени цепи нагрева катода. Описанная схема, как и предыдущая, может быть выполнена на стержневых лампах с малым временем разогрева нитей накала и может обеспечивать стабилизацию флуктуаций напряжения U_n с длительностями порядка долей секунды. Эффективность схем рис. 2-16 повышается при применении ламп с общим катодом и снижении рабочих токов и напряжений на 5—10%.

На рис. 2-17,а изображена упрощенная принципиальная схема УПТ, в которой для снижения величины дрейфа нуля в цепь катода включен резистор R_k , имеющий отвод на сетку дополнительной лампы J_2 . Изменения напряжения U_n в такой схеме приводят к появлению э. д. с. дрейфа нуля $\Delta e_{c.k1}$ в цепи сетки основной лампы J_1 , а в цепи дополнительной лампы J_2 — э. д. с. дрейфа $e_{c.k2}$. Для компенсации дрейфа лампы J_1 анодный ток лампы J_2 должен измениться на величину

$$\Delta i_{a2} = \frac{\Delta e_{c.k1}}{R_k} = \frac{\Delta U_k}{R_k}, \quad (2-21)$$

где ΔU_k — изменение потенциала катода.

Анодный ток лампы J_1 изменяется под действием разности потенциалов между анодом и катодом этой

лампы $\Delta U_{a.k} = -\Delta U_k$, э. д. с., наводимой в цепи, образуемой сеткой лампы L_2 и катодом, и напряжения на сопротивлении nR_k $\Delta U_{c.k2} = -\Delta i_{a2} nR_k$. С учетом этого

$$\Delta i_{a1} = \frac{-\Delta U_k + \mu_2 (\Delta e_{c.k2} - \Delta i_{a2} nR_k)}{R_{i2}}, \quad (2-22)$$

где μ^2 — коэффициент усиления лампы L_2 , а R_{i2} — внутреннее сопротивление этой лампы.

Так как $\Delta U_k \ll \mu_2 \Delta e_{c.k2}$, то

$$\Delta i_{a2} \approx \frac{\mu_2 \Delta e_{c.k2}}{R_{i2} + \mu_2 nR_k} = \frac{S_2 \Delta e_{c.k2}}{1 + S_2 nR_k}. \quad (2-23)$$

Подставив выражение (2-23) в (2-21), получим:

$$\frac{\Delta e_{c.k1}}{R_k} = \frac{S_2 \Delta e_{c.k2}}{1 + S_2 nR_k}. \quad (2-24)$$

Отсюда

$$n \approx \frac{\Delta e_{c.k2}}{\Delta e_{c.k1}} - \frac{1}{S_2 R_k}. \quad (2-25)$$

Так как величины э. д. с. дрейфа на сетках двойной лампы отличаются друг от друга незначительно (чаще всего на сотые доли вольта), а величины крутизны могут отличаться на $\pm 30\%$, то величина n в основном зависит от S_2 [Л. 3]. Поэтому при смене ламп каскад нуждается в подстройке. Подстройку необходимо производить также в ходе эксплуатации, так как вследствие старения крутизна ламп может значительно отличаться от начальной.

На рис. 2-17,б дана практическая схема каскада УПТ на двойной лампе, в которой правый триод используется для компенсации изменений анодного тока в левом. Схема обеспечивает ослабление влияния колебаний напряжения накала на дрейф выходного напряжения и пригодна также для усилителей переменного тока.

Обычно дрейф выходного напряжения каскада УПТ на лампах составляет примерно 10 мВ при изменении напряжения накала на 1%. Схема, изображенная на рис. 2-17,б, позволяет снизить величину дрейфа примерно в 10 раз. Анодное напряжение правого триода устанавливается с помощью делителя на резисторах R_3 (50 ком) и R_4 (120 ком). Источник анодного напряжения стабилизирован. Подбор режима работы лампы L_1 обеспечи-

вается с помощью резисторов R_1 , R_2 и R_3 . Основное влияние при этом оказывают сопротивления резисторов R_1 и R_2 , определяющие глубину отрицательной обратной связи по постоянному току, которая стабилизирует рабочую точку левого триода.

На рис. 2-17,в изображено семейство кривых, характеризующих величину напряжения дрейфа нуля, приведенного к сетке лампы $L_1 (\Delta U_{c1} = \Delta e_{c.к})$, при изменении напряжения накала.

Для настройки схемы, изображенной на рис. 2-17,б, цепь накала лампы подключают к автотрансформатору, обеспечивающему изменение напряжения накала в необходимых пределах. По показаниям вольтметра устанавливают некоторое среднее напряжение (в нашем случае ≈ 6 в), при котором производится настройка схемы. Изменяя напряжение накала от значения $U_n = 6$ в в обе стороны ступенями по 0,20—0,25 в, измеряют зависимость $\Delta U_{c1} = \varphi(U_n)$. Если напряжение ΔU_{c1} изменяется согласно кривой 1 на рис. 2-17,в, это указывает на то, что сопротивление резистора R_1 велико, а если согласно кривой 2, то сопротивление R_1 мало. Путем изменения сопротивления резистора R_1 следует стремиться к тому, чтобы зависимость $\Delta U_{c1} = \varphi(U_n)$ изменялась согласно кривой 3, которая примерно соответствует оптимальной величине этого сопротивления. Затем подбирается сопротивление резистора R_2 по минимуму изменения напряжения ΔU_{c1} . Зона разброса зависимости $\Delta U_{c1} = \varphi(U_n)$ при колебаниях напряжения накала в пределах $\pm 0,5$ в ограничена на рис. 2-17,в прямыми 3 [Л. 26]. Более высокая степень стабилизации может быть достигнута введением глубоких внутрикаскадных отрицательных обратных связей, а также путем уменьшения величины крутизны за счет смещения влево рабочей точки каскада, т. е. мерами, которые приводят к потерям усиления. Поэтому эффективность работы каскада следует оценивать произведением коэффициента стабилизации $K_{ст}$ на коэффициент усиления K , т. е.

$$K_э = K_{ст} K.$$

Согласно данным расчетов и экспериментов коэффициент эффективности усилителя с катодной компенсацией, схема которого изображена на рис. 2-17,б, в значительной мере зависит от типа примененной лампы. Так, например, для лампы 6Н6П $K_э \approx 200$, а для лампы

6Н15П с общим катодом $K_a \approx 400$. Коэффициент усиления подобных схем $K \approx \mu/2$.

Разновидностью схемы рис. 2-17,б является схема, изображенная на рис. 2-18,а, в которой правая лампа является выходной, а левая — компенсирующей [Л. 27].

Данный каскад сохраняет высокую стабильность параметров при колебаниях анодного напряжения $U_{a.п}$ в широких пределах. Входная лампа каскада L_1 работает в режиме катодного повторителя, имеющего высокое входное сопротивление и низкий уровень собственных шумов. Поэтому на сетку лампы L_2 подается практически неискаженный входной сигнал. Величина приращения напряжения ΔU_K несет в себе информацию

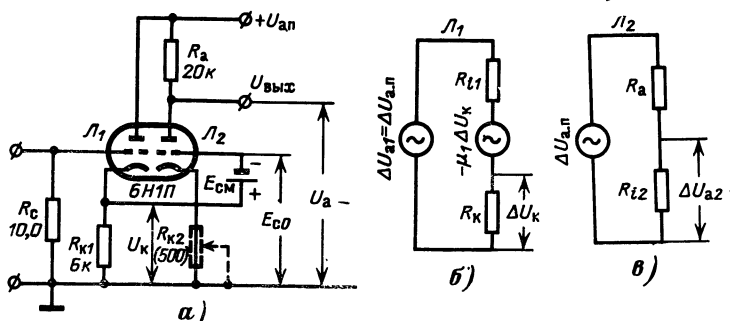


Рис. 2-18. Самостабилизирующийся каскад на двойной лампе.

а — схема каскада; б и в — соответственно эквивалентные схемы для левой и правой половин двойной лампы.

о сдвиге рабочей точки левой лампы, вызванном дестабилизирующими факторами (в основном, изменениями U_a). Так как напряжение ΔU_K поступает на сетку правой лампы в противофазе, а эффект воздействия дестабилизирующих факторов на обе лампы примерно идентичен, то происходит компенсация нежелательных приращений анодного тока и постоянная составляющая выходного напряжения остается почти неизменной. Для согласования потенциалов катода и сетки лампы L_2 в каскад введен источник смещения $-E_{см}$. Настройка схемы сводится к подбору величины сопряжения резистора R_K и напряжения источника смещения $-E_{см}$.

Рассмотрим условия компенсации такой схемы. На рис. 2-18,б представлена эквивалентная схема левой секции лампы по переменному току, согласно которой

$$\Delta I_a = \frac{\Delta U_{a.п} - \mu_1 \Delta U_K}{R_{i1} + R_K}, \quad (2-26)$$

где $\Delta U_{a.п}$ — изменение напряжения питания цепи анода;
 ΔU_{κ} — приращение напряжения на катоде лампы L_1 ,

$$\Delta U_{\kappa} = \frac{\Delta U_{a.п} R_{\kappa}}{R_{i1} + R_{\kappa} (1 + \mu)}. \quad (2-27)$$

Из эквивалентной схемы правой лампы, изображенной на рис. 2-18, в:

$$\Delta U_{a2} = \frac{\Delta U_{a.п} R_{i2}}{R_a + R_{i2}}. \quad (2-28)$$

Коэффициент передачи $K_{п.к}$ колебаний $\Delta U_{a.п}$ в выходную цепь левой лампы с учетом (2-27)

$$K_{п.к} = \frac{\Delta U_{\kappa}}{\Delta U_{a.п}} = \frac{R_{\kappa}}{R_{i1} + R_{\kappa} (1 + \mu_1)}. \quad (2-29)$$

Коэффициент передачи аналогичных колебаний в выходную цепь правой лампы

$$K_{п.а} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{a.п}} = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_a}. \quad (2-30)$$

Условие компенсации может быть записано в виде

$$K_{п.к} K_2 = K_{п.а}, \quad (2-31)$$

где $K_2 = S_2 R_a$ — коэффициент усиления правой лампы,

$$\frac{R_{\kappa} S_2 R_a}{R_{i2} + R_{\kappa} (1 + \mu)} = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_a}. \quad (2-32)$$

Если учесть, что $\mu_1 \gg 1$, $R_{i1} \approx R_{i2}$, а $R_{i1} \ll R_{\kappa} (1 + \mu)$, то можно записать:

$$\frac{S_2 R_a}{1 + \mu} = \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_a}.$$

Отсюда

$$S_2 = \frac{R_{i2} (1 + \mu)}{R_a (R_{i2} + R_a)}. \quad (2-33)$$

Учитывая, что обычно $R_a \ll R_i$, получим:

$$S_2 = \frac{\mu_1}{R_a}. \quad (2-34)$$

Если выбрана рабочая точка и задано сопротивление резистора R_{κ} , можно определить

$$R_a = \frac{\mu_1}{S_2}.$$

Величина сопротивления резистора R_k при заданном значении сопротивления резистора R_a может быть вычислена по формуле

$$R_k = \frac{R_a}{S_2 R_a - (1 + \mu_1)}. \quad (2-35)$$

На рис. 2-19 приведена зависимость $U_a = f(U_{a.п})$ для каскада на лампе 6Н2П [Л. 13, 27]. Нетрудно видеть, что с ростом напряжения питания цепи анода ($U_{a.п}$) напряжение на нем (U_a) растет. Подбором напряжений E_c и U_k можно изменить угол α_2 и даже получить кривую, падающую с ростом $U_{a.п}$. Аналогичную кривую можно по-

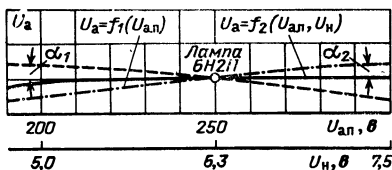


Рис. 2-19. Зависимость анодного напряжения каскада, схема которого изображена на рис. 2-18, от напряжения питания.

лучить также при одновременном изменении напряжения $U_{a.п}$ и U_H , что типично, так как цепи анода и накала обычно питаются от общего первичного источника, в качестве которого служит энергосеть.

В схеме рис. 2-18, а при согласованном выборе U_k и E_c и соответствующем подборе сопротивления резистора R_{k2} можно получить коэффициент стабилизации $K_{ст} = 150 \div 180$. Это примерно соответствует случаю, когда $\alpha_1 \approx \alpha_2$, т. е. имеет место практически полная компенсация изменений напряжений $U_{a.п}$ и U_H . При этом необходимо учитывать постоянные времени цепей анода и накала τ_a и τ_H с тем, чтобы ослабить влияние скачкообразных изменений напряжения сети. Желательно, чтобы $\tau_H \leq 1,5 \div 3$ сек (соответствует минимальному времени реакции на изменение ΔU_H). Самостабилизирующийся каскад с малыми постоянными времени эффективно сглаживает также пульсации питающих напряжений. Условием точной настройки схемы рис. 2-18, а является выполнение равенств

$$\alpha_1 = \alpha_2 \text{ и } \tau_H = \tau_a.$$

На основе описанного принципа могут быть созданы многокаскадные стабилизированные усилители. На рис. 2-20, а приведена практическая схема пятикаскадного усилителя с гальваническими связями между каскадами, обеспечивающего усиление сигналов с постоянной состав-

ляющей ($K \approx 125$). Схема обеспечивает практическое постоянство выходного напряжения при изменении анодного напряжения от 180 до 220 в. На рис. 2-20, б приведена зависимость выходного напряжения от $U_{a.п}$ при постоянной величине напряжения входного сигнала 47 мв. Известна также схема однотактного трехкаскадного усилителя с коэффициентом усиления $K \approx 22$, каскады кото-

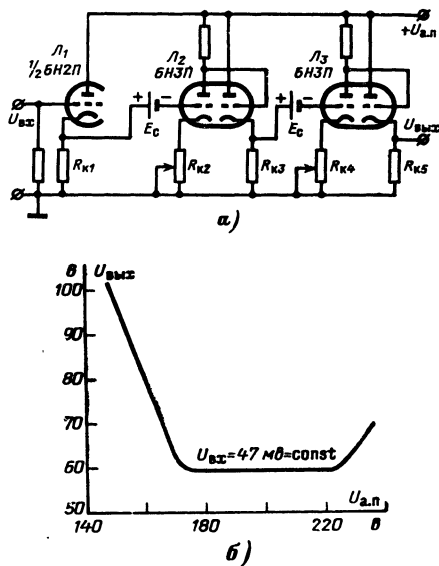


Рис. 2-20. Многокаскадный стабилизированный усилитель.

а — схема усилителя; б — зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от напряжения питания $U_{a.п}$ при $U_{вх} = 47 \text{ мВ} = \text{const}$.

рого выполнены на лампах 6Н1П [Л. 13]. Входное сопротивление этого усилителя превышает 10 Мом. При изменении напряжения $U_{a.п}$ от 200 до 240 в напряжение на выходе такой схемы изменяется в пределах $\pm 3\%$.

В качестве источников опорного напряжения E_c авторы описанных самостабилизирующихся устройств рекомендуют применять ртутно-окисные элементы, газовые и кремниевые стабилитроны. Для возможности применения последних схемы усилителей должны быть несколько видоизменены. Описанные усилители могут применяться в высокостабильных измерительных схемах с чувстви-

тельностью порядка нескольких десятков мкв и рабочей полосой частот от 0 до 50 кгц (например, в качестве приставки к самописцам МПО-2, Н-16 и Н-370 для повышения их входного сопротивления и чувствительности) [Л. 13, 27].

2-6. ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Казалось бы, что соображения о необходимости дифференцированного подхода к стабилизации цепей питания отдельных каскадов, высказанные в гл. 1, достаточно очевидны и не нуждаются в дополнительном обосновании. Однако они все же не всегда принимаются во внимание при реальном проектировании. Среди устройств питания на лампах наиболее широкое распространение получила сравнительно простая, но далеко не лучшая схема питания, которую условно можно назвать централизованной. Она предполагает параллельное подключение всех каскадов РЭА к одним и тем же цепям питания. Для исключения влияния взаимных связей каскадов через цепи общего источника и уменьшения возможности самовозбуждения в анодные цепи отдельных каскадов обычно включают *RC*-цепочки (фильтры развязки). Такая схема питания неэкономична, так как в цепях развязок бесполезно рассеивается мощность, кроме того, она не уменьшает степень воздействия быстрых флуктуаций напряжения сети.

Сам ход процесса разработки и конструирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) подчас способствует именно такому построению силовой части. Основную аппаратуру почти всегда создают в специализированной лаборатории, причем сначала как макет, питающийся от стабильных лабораторных источников. После отработки схемной части формулируются требования к конструкции прибора и его силовой части, которую рассчитывают и выполняют часто другие специалисты, причем последние получают требования к напряжению, мощности и стабильности будущих источников с учетом того, чтобы схема РЭА работала заведомо не хуже макета в лаборатории.

Если вести разработку схемы и ее источников питания одновременно (комплексно) и выяснить индивидуальные требования к питанию каждого каскада, может

оказаться, что не для всех каскадов необходимо стабилизированное питание с малыми пульсациями напряжения. Стабильность РЭА и экономичность работы силовых частей при этом можно повысить, «децентрализовав» питание, увеличив количество «каналов питания» и число номиналов питающих напряжений путем создания дополнительных источников, устранив часть развязок и фильтров, уменьшив мощность общего стабилизатора, но создав небольшой по мощности отдельный источник высо-

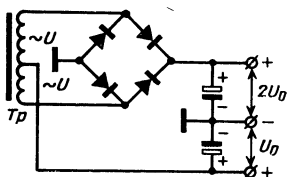


Рис. 2-21. Схема выпрямителя с трансформатором, имеющим отвод от средней точки вторичной обмотки.

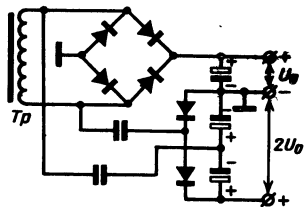


Рис. 2-22. Схема выпрямителя с трансформатором без средней точки.

костабильного (опорного) напряжения. При питании по обычной схеме требуются мощный выпрямитель, стабилизатор, фильтр. При питании по многоканальной схеме нагрузки питают разные выпрямители, часть которых упрощена, имеет более простые фильтры и т. д. Для иллюстрации приведем схемы выпрямителей на два напряжения. Первая использует трансформатор, имеющий отвод от средней точки вторичной обмотки (рис. 2-21), а во второй применяется трансформатор без средней точки (рис. 2-22). Возможность использования подобных схем основывается на различной чувствительности каскадов радиоэлектронной аппаратуры к качеству питающих напряжений. Это позволяет, например, для стабилизации ряда типов усилительных каскадов на пентодах питать цепь анода нестабилизированным напряжением, а цепи первой и второй сеток — от стабильного источника или цепи анода и экранной сетки питать от нестабильного источника, но в цепь катода лампы каскада ввести резистор с большим сопротивлением, а в цепь первой сетки — высокостабильное (опорное) напряжение. Возможны и другие варианты, которые позволяют существенно снизить вес, габариты и мощность силовой части радиоэлектронной

аппаратуры при достижении заданной стабильности ее работы. Экономический эффект, получаемый от внедрения многоканальной схемы питания, может оказаться ощутимым, так как во многих типах приборов и устройств силовая часть занимает до половины общего объема и до 60% веса оборудования. Заметим, что если самостабилизирующиеся каскады питать от стабилизированных источников, то можно в некоторых случаях обеспечить прецизионную работу их. Перспективным развитием многоканальной схемы питания является питание отдельных групп каскадов от встроенных стабилизаторов, когда ряд элементов силовых устройств упрощается и переносится в основную (аппаратурную) часть радиоэлектронной аппаратуры. Этот путь ведет к дальнейшей децентрализации цепей питания и стабилизации, а следовательно, к уменьшению массы и габаритов источников питания.

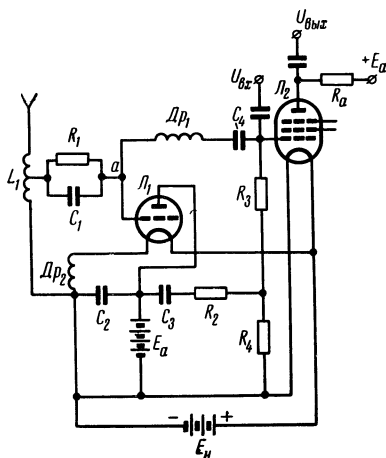


Рис. 2-23. Схема генератора с усилителем, малочувствительная к броскам питающего напряжения.

прямителей, причем режим выпрямления устанавливается самим потребителем. При незначительных колебаниях сетевых напряжений будет работать механизм самостабилизации каскадов, а при значительных будет срабатывать также механизм дополнительного регулирования выпрямителя. Многоканальная схема питания позволяет ослабить влияние бросков сетевого напряжения на сложные многокаскадные устройства. Питая отдельные каскады от разных источников с RC - и LC -фильтрами, имеющими различные постоянные времени, можно уменьшить влияние бросков напряжения энергосети на параметры устройств, выполненных по сложным схемам.

Вместе с тем ослабление влияния флуктуаций питающих напряжений можно обеспечить, сделав сами схемы

отдельных групп каскадов от встроенных стабилизаторов, когда ряд элементов силовых устройств упрощается и переносится в основную (аппаратурную) часть радиоэлектронной аппаратуры. Этот путь ведет к дальнейшей децентрализации цепей питания и стабилизации, а следовательно, к уменьшению массы и габаритов источников питания.

Перспективной может оказаться также схема, в которой самостабилизирующиеся каскады питаются от управляемых вы-

нечувствительными к подобным флуктуациям. Такие устройства можно питать от выпрямителей с простыми стабилизаторами напряжения или даже при отсутствии последних. Рассмотрим это на примере схемы генератора на лампах прямого накала, изображенной на рис. 2-23. В этой схеме питание ламп L_1 и L_2 обеспечивается от двух источников E_n и E_a , причем напряжение накала E_n обладает более высокой стабильностью. Наличие бросков анодного напряжения характерно, например, для аппаратуры с общим источником анодного питания, к которому периодически подключаются различные потребители. Иногда в качестве источника анодного напряжения используется преобразователь, питающийся от общей мощной батареи накала E_n . В схеме, изображенной на рис. 2-23, имеются каскад генератора на лампе L_1 и усилительный каскад на лампе L_2 . При колебаниях напряжения питания E_a в случае отсутствия стабилизации амплитуда напряжения на выходе усилителя существенно изменится вследствие изменений при этом коэффициента усиления лампы L_2 . Для стабилизации усиления введена отрицательная обратная связь (цепочки $Dp_1—C_4$ и $C_3—R_2, R_3, R_4$). Благодаря этому при изменении анодного напряжения E_a изменяется также смещение, подаваемое на сетку лампы L_2 .

Допустим, что напряжение E_a быстро увеличивается. Тогда через конденсатор C_3 и делитель $R_2—R_4$ на сетку лампы L_2 поступит положительное напряжение, сдвигающее ее рабочую точку вправо. В то же время увеличение напряжения высокой частоты на катушке L_1 приведет к увеличению тока в цепи сетки лампы генератора L_1 и отрицательного смещения на ней. Быстро нарастающее по величине отрицательное напряжение через дроссель Dp_1 и конденсатор C_4 поступит на ту же сетку лампы L_2 , на которую подается напряжение с делителя $R_2—R_4$. При соответствующем подборе элементов цепи обратной связи рабочий режим лампы L_2 не изменится [Л. 28]. При уменьшении напряжения E_a происходит разряд конденсаторов C_4 и C_3 , соединенных с сеткой лампы L_2 , причем напряжения, выделяющиеся на резисторах R_1, R_3 и R_2 , также взаимно компенсируются, а режим сетки лампы L_2 не изменяется.

Схема, изображенная на рис. 2-23, может иметь ряд модификаций. Однако во всех них степень компенсации флуктуаций напряжения существенно зависит от согла-

сования постоянных времени цепочек $Dr_1—C_4$ и делителя на резисторах R_2, R_3, R_4 (обеспечивается с помощью подбора емкости конденсаторов C_3 и C_4). Практический интерес представляют также схемы с упрощенными

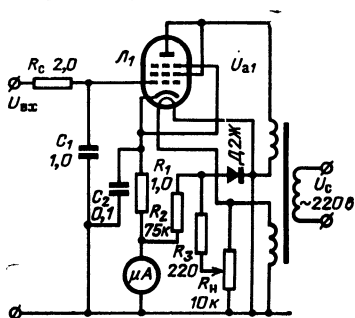


Рис. 2-24. Схема лампового вольтметра с упрощенным устройством питания.

устройствами питания. Одна из таких схем изображена на рис. 2-24. Это схема лампового вольтметра постоянного тока с питанием цепи анода непосредственно от переменного напряжения. Катодный повторитель схемы рис. 2-24 на лампе $Л_1$ можно рассматривать как управляемый выпрямитель, работающий на нагрузку RC (сопротивление резистора R_1 , сопротивление прибора μA и

емкость C_2). Ток через прибор пропорционален входному напряжению. Начальный ток через прибор (при $U_{вх}=0$) компенсируется с помощью добавочного выпрямителя на диоде типа Д2Ж. Компенсация обеспечивается общностью источника питания. В течение части периода напряжения U_a в цепи сетки лампы протекает электронный ток, а в течение другой части — ионный. Емкость C_2 служит для их усреднения. Верхний предел измерения 100 в, нелинейность шкалы — менее 1,5%. В начале шкалы (при малых входных напряжениях) ионный ток сетки равен примерно $1,6 \cdot 10^{-12} a$, а в конце шкалы при положительных напряжениях на входе порядка нескольких десятков вольт электронный ток примерно равен $2 \cdot 10^{-11} a$. При $U_{вх}=20 в$ $i_c \approx 0$. Для изменения пределов измерений необходимо изменить величины сопротивлений резисторов R_1 и R_2 [Л. 29].

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

КАСКАДЫ С УВЕЛИЧЕННЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ РЕЗИСТОРЫ В ЦЕПИ КАТОДА

3-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Известные методы расчета ламповых каскадов не предусматривают определения стабильности их парамет-

ров в выбранной рабочей точке. В частности, при расчете резонансного усилителя слабых сигналов обычно пренебрегают формой анодного тока, а выбор рабочей точки производят по характеристике $S=f(U_{cm})$, исходя из условий получения требуемого усиления каскада при допустимых значениях токов лампы. Если же напряжение сигнала относительно велико, то выбор рабочей точки производят по характеристикам анодного тока и крутизны S , стремясь обеспечить требуемую величину коэффициента усиления без выхода за пределы линейного участка анодно-сеточной характеристики лампы.

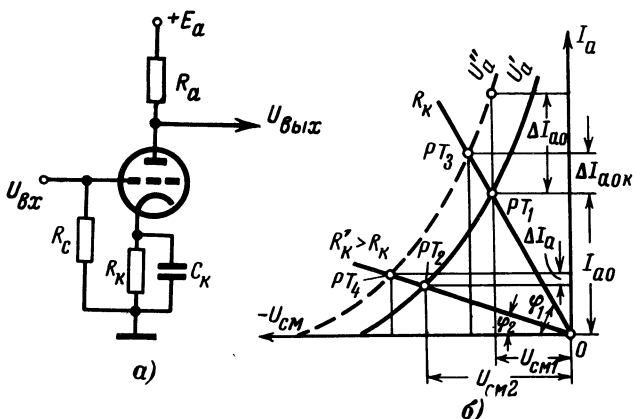


Рис. 3-1. Каскад с резистором в цепи катода.

а — схема каскада; б — нагрузочные характеристики лампы каскада.

В резонансных каскадах анодной нагрузкой служит колебательный контур, активное сопротивление которого постоянному току невелико и им можно пренебречь по сравнению с внутренним сопротивлением лампы и катодным сопротивлением автоматического смещения. Упрощенный графический расчет режима работы лампового каскада, схема которого изображена на рис. 3-1, а, обычно сводится к нахождению сопротивления резистора R_k , который включается в катодную цепь с целью получения необходимого смещения для выбранного значения анодного тока I_a . Требуемая величина напряжения смещения

$$U_{cm} = R_k I_{a0},$$

где I_{a0} — величина анодного тока в рабочей точке.

Графический расчет каскада обычно ведется по анодно-сеточным характеристикам типа изображенных на рис. 3-1,б. На линейном участке этих характеристик выбирают рабочую точку (например, PT_1) и определяют соответствующую ей величину тока I_{a0} . Соединив прямой рабочую точку с началом координат графика $I_a = f(U_{cm})$, можно определить сопротивление резистора R_K при известном угле $\varphi_1 = \text{arctg} \frac{1}{R_K}$. На катодном резисторе R_K выделяется напряжение U_K ; оно действует между сеткой и катодом ($-U_{cm1}$).

Для изменения положения рабочей точки необходимо изменить величину тока анода или сопротивление резистора R_K . В рассматриваемом на рис. 3-1,б примере для второй рабочей точки (PT_2) $\varphi_2 < \varphi_1$. Следовательно, сопротивление резистора R_K , соответствующее рабочей точке PT_2 , должно иметь величину $R'_K > R_K$.

Для этой рабочей точки $I'_{a0} < I_{a0}$; $S_2 < S_1$ и $U_{cm2} > U_{cm1}$. Представим себе теперь, что анодное напряжение лампы U'_a увеличилось и стало равным U''_a (на рис. 3-1,б кривая обозначена пунктиром). Тогда вследствие изменения падения напряжения на катодном резисторе R_K рабочая точка займет положение PT_3 . При этом изменение анодного напряжения составит $\Delta U_a = U''_a - U'_a$, а анодный ток изменится на величину ΔI_{a0K} . Для случая, когда $R'_K > R_K$, при том же приращении анодного напряжения рабочая точка переместится в положение PT_4 , а анодный ток изменится на величину $\Delta I'_{a0K}$. Легко видеть, что при $R'_K > R_K$ $\Delta I_{a0K} > \Delta I'_{a0K}$.

Таким образом, простейшим способом усиления стабилизирующего эффекта является увеличение сопротивления катодного резистора. Этот способ не является совершенным, так как рабочая точка для больших сопротивлений катодных резисторов смещается в область нижнего сгиба анодной характеристики, в которой она обладает существенной нелинейностью. Как известно, работа на нелинейном участке характеристики сопровождается ростом искажений и уменьшением коэффициента усиления, так как в точках PT_2 и PT_4 крутизна характеристики невелика.

Можно сохранить постоянство рабочей точки при изменении в сторону увеличения сопротивления резистора R_K , если применить дополнительный источник напряжения $+U_{комд}$ в щепях сетки (рис. 3-2,а) или катода (рис.

3-2,б). Из рис. 3-2,в видно, что введение в цепь сетки положительного компенсирующего напряжения $+U_{\text{комп}}$ способствует значительному повышению стабильности работы каскада. Действительно, при изменении анодного напряжения на величину $\Delta U = U''_a - U'_a$ приращение анодного тока в каскаде рассматриваемого типа (ΔI_{a0K}) значительно меньше соответствующего приращения тока в каскаде без резистора R_K (ΔI_{a0}) и меньше, чем в схеме на рис. 3-1,а, при одинаковых значениях сопротивлений резисторов R_K .

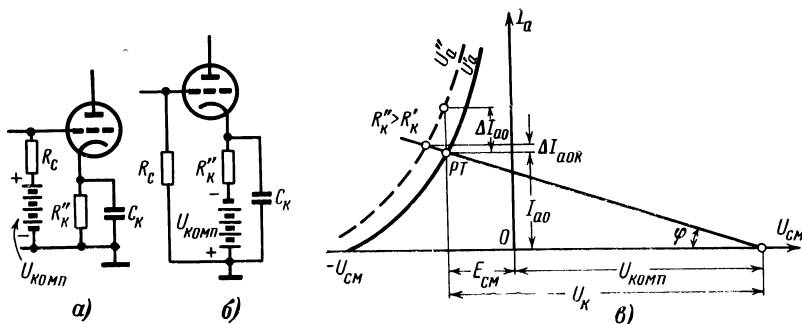


Рис. 3-2. Каскад со стабилизирующим резистором в цепи катода и источником компенсирующего напряжения.

а — в цепи сетки; б — в цепи катода; в — нагрузочная характеристика.

Очень важную роль в схемах, приведенных на рис. 3-2, играет конденсатор C_K . Нетрудно видеть, что через резистор R_K устанавливается отрицательная обратная связь по постоянному току, стабилизирующая положение рабочей точки каскада, а также отрицательная обратная связь по переменному току. Последняя в рассматриваемом случае является нежелательной, так как она приводит к существенному снижению коэффициента усиления. Для ослабления отрицательной обратной связи по переменному току во всем диапазоне эффективно передаваемых частот емкость конденсатора C_K должна выбираться такой, чтобы его сопротивление было значительно меньше сопротивления резистора R_K . В усилителях высокой частоты емкость конденсатора C_K обычно не превышает десятков тысяч пикофард, а в усилителях низкой частоты она может достигать десятков и даже сотен микрофард. Поэтому постоянная времени цепочки автоматического смещения $\tau = R_K C_K$ может оказаться весьма значительной.

Параллельным резистору R_K следует считать выходное сопротивление лампы $1/S_K$, где S_K — крутизна характеристики катодного тока $I_K = I_{a0} + I_{c10}$. С учетом этого для схем рис. 3-2

$$\tau_K = \frac{C_K R'_K}{1 + S_K R'_K}. \quad (3-1)$$

Чем больше произведение $S_K R'_K$ и меньше при этом сопротивление резистора R_K , тем меньше τ_K . Получение малой величины τ_K имеет существенное значение в целом ряде случаев и, в частности, если напряжение на входе каскада или напряжение питания изменяются скачками.

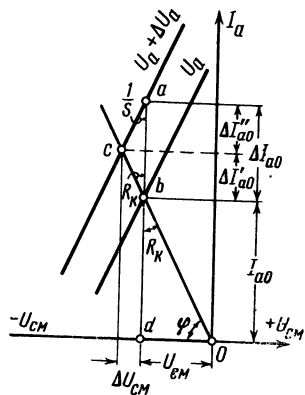


Рис. 3-3. Упрощенный графический расчет коэффициента стабилизации.

В этом случае ток в цепи катода приобретает новое значение I_{K1} , а напряжение на конденсаторе нарастает по экспоненциальному закону до величины $U_{K1} = R'_K I_{K1}$, причем время этого нарастания зависит от τ_K . Запаздывающее реагирование цепи обратной связи на упомянутые изменения приводит к появлению дополнительных искажений сигнала.

Определим стабилизирующий эффект при различных значениях сопротивления резистора R_K и зависимости этого эффекта от свойств лампы. Пусть под воздействием дестабилизирующих факторов анодно-сеточная характеристика ламп каскадов, схемы которых изображены на рис. 3-2, сместилась влево, как это показано на рис. 3-3.

При $R_K = 0$ и приращении напряжения на аноде лампы, равном ΔU_a , ее анодный ток получит приращение ΔI_{a0} . Если же каскад стабилизирован с помощью резистора R_K , то приращение тока составит $\Delta I_{a0K} < \Delta I_{a0}$. Величина ΔI_{a0K} тем меньше, чем больше сопротивление резистора R_K , так как при этом нагрузочная прямая, как уже говорилось выше, проходит более полого.

Представим коэффициент стабилизации режима работы лампы при действии катодного резистора в виде

$$K_{ст} = \frac{\Delta I_{a0}}{\Delta I_{a0K}}. \quad (3-2)$$

Аналогичным образом можно выразить коэффициенты стабилизации режима работы лампы при действии резисторов, включенных в цепи первой и второй сеток ($K_{ст1}$ и $K_{ст2}$) анода ($K_{ст.а}$) и т. п.

Рассмотрим идеализированные анодно-сеточные характеристики триода, изображенные на рис. 3-3. Угол bod нагрузочной прямой определяется из соотношения

$$\frac{I_{a0}}{U_{cm}} = \frac{1}{R_K},$$

а угол dbo как $R_K = U_{cm}/I_{a0}$. Пусть $\Delta I_{a0}/I_{a0}$ — относительная нестабильность анодного тока I_{a0} при $R_K = 0$, а $\Delta I'_{a0}/I_{a0}$ — нестабильность этого же тока в каскаде со стабилизирующим резистором. Тогда из треугольника abc получим:

$$\frac{1}{S} = \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta I'_{a0}} = \frac{R_K \Delta I'_{a0}}{\Delta I_{a0} - \Delta I'_{a0}},$$

откуда $\Delta I_{a0} = (SR_K + 1) \Delta I'_{a0}$, а коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{\Delta I_{a0}}{\Delta I'_{a0}} = 1 + SR_K. \quad (3-3)$$

В выражении (3-3) S — крутизна анодного тока ($S = dI_a/dU_{cm}$).

Для пентода крутизна характеристики катодного тока

$$S \cong \frac{\Delta(I_a + I_{c2})}{\Delta U_{cm}},$$

а коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = 1 + S_K R_K, \quad (3-4)$$

причем $S_K > S$.

Если при расчетах вместо величины S_K использовать величину S , то реальная стабильность будет выше расчетной. Формула (3-4) справедлива в тех случаях, когда отношение токов I_a и I_{c2} постоянно, зависимость $S = f(U_{cm})$ линейна, а вторичная эмиссия незначительна.

Для большинства типов современных электровакуумных триодов $S = 3 \div 5$ ma/v , а у пентодов величина крутизны превышает 8—10 ma/v . При стабилизации величины крутизны лампы в рабочей точке обычно снижается на 1—2 ma/v . Для рассматриваемых схем с катодным резистором, имеющим сопротивление, равное нескольким килоомам, $SR_K \gg 1$. С учетом этого из выражения (3-3) получим:

$$K_{ст} \approx SR_K.$$

Упрощенный графический расчет нагляден, но в нем не учитывается влияние катодного сопротивления на величину анодного напряжения. Фактически же величина $K_{ст}$ больше, так как колебания анодного напряжения при $R_k=0$ имеют значительную величину. Точные значения коэффициента $K_{ст}$ при $R_k \neq 0$ можно определить из выражения для полного приращения анодного тока

$$dI_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_{см}} dU_{см} + \frac{\partial I_a}{\partial U_a} dU_a = S(dU_{см} - R_k dI_a) + \frac{1}{R_t}(dU_{a0} - R_k dI_a). \quad (3-5)$$

Отсюда, принимая $U_{a0} = \text{const}$ [условие стабилизации],

$$dI_a + SR_k dI_a + \frac{R_k}{R_t} dI_a = S dU_a.$$

Или

$$\frac{dI_a}{dU_{см}} = \frac{S}{1 + SR_k + \frac{R_k}{R_t}}. \quad (3-6)$$

Из выражения (3-6) следует, что реакция на одинаковое (единичное) приращение напряжения на сетке лампы в каскадах с катодным резистором в $K_{ст} = 1 + SR_k + \frac{R_k}{R_t}$ раз меньше, чем при $R_k = 0$. В случае (см.

рис. 1-13,б), когда $R_k = 0$ и $R_{\Phi} \neq 0$, $K_{ст} = 1 + \frac{R_{\Phi}}{R_t}$. Как следует из выражений (3-3), (3-4) и (3-6), основной составляющей $K_{ст}$ является произведение $SR_k \gg 1$. Поэтому расчеты по приближенным выражениям приемлемы для большинства случаев практики.

Оценим влияние колебаний величины $U_{комп}$ на работу каскадов с увеличенным сопротивлением катодного резистора. Согласно теории «идеального» триода между током I_a и анодным напряжением U_a существует зависимость

$$I_a = k(U_{см} + DU_a)^{3/2}, \quad (3-7)$$

где D — проницаемость лампы, а k — коэффициент, учитывающий геометрию ее электродов.

Крутизна S при этом

$$S = \frac{dI_a}{dU_{см}} = \frac{3}{2} k (U_{см} + DU_a)^{1/2} = \frac{3}{2} k I_a^{1/3}. \quad (3-8)$$

Величина $S = \text{const}$, если I_a при изменении U_{cm} изменяется по линейному закону.

У современных ламп кривые семейств характеристик $i_a = f(U_{cm})$ при $U_a = \text{const}$ обладают высоким подобием и приблизительно параллельны. Аналогичное положение справедливо и для характеристик крутизны. Это означает, что путем изменения напряжения U_{cm} или падения напряжения на резисторе $R_k(U_k)$ и соответствующего изменения анодного напряжения рабочую точку каскада можно переместить на любую из кривых упомянутого семейства характеристик, сохранив $I_a = \text{const}$, причем параметры каскада также останутся примерно неизменными. Это положение лежит в основе принципа действия рассматриваемых ниже самостабилизирующихся каскадов. Линейная зависимость между изменениями анодного тока и крутизны позволяет осуществить эффективную стабилизацию каскадов по постоянному току с помощью резистора R_k и компенсирующего напряжения $+U_{комп}$.

Допустим, что в схеме с большим сопротивлением резистора R_k (рис. 3-2, а, б) напряжение $U_{комп}$ увеличилось на $\Delta U_{комп}$. Тогда нагрузочная прямая сместится вправо, как это показано на рис. 3-4, а анодный ток I_{a0} получит приращение $\Delta I_{a0к}$. Рабочая точка сместится по характеристике $I_a = f(U_{cm})$, причем напряжение сетка — катод $U_{ск}$ автоматически под действием падения напряжения на R_k установится равным $U'_{ск} = U_{ск} - \Delta I_{a0к} \frac{1}{S}$. Из треугольника abc рис. 3-4

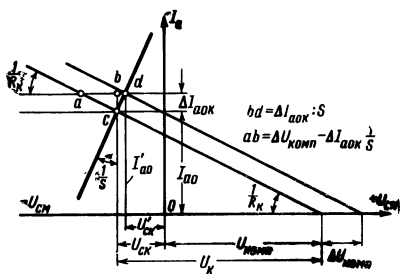


Рис. 3-4. Графический расчет влияния нестабильности компенсирующего напряжения на величину анодного тока.

$$\frac{1}{R_k} = \frac{\Delta I_{a0к}}{\Delta U_{комп} - \Delta I_{a0к} \frac{1}{S}};$$

откуда

$$\Delta U_{\text{комп}} - \frac{\Delta I_{\text{а0к}}}{S} = R_{\text{к}} \Delta I_{\text{а0к}} \text{ или } \Delta I_{\text{а0к}} = \frac{S \Delta U_{\text{комп}}}{1 + S R_{\text{к}}} = \frac{\Delta U_{\text{комп}} S}{K_{\text{ст}}}. \quad (3-9)$$

Таким образом, приращение анодного тока при изменении компенсирующего напряжения пропорционально крутизне в рабочей точке и обратно пропорционально коэффициенту стабилизации. Так как $I_{\text{а0}} = U_{\text{к}} / R_{\text{к}}$, то относительное изменение анодного тока

$$\frac{\Delta I_{\text{а0к}}}{I_{\text{а0}}} = \frac{S R_{\text{к}}}{1 + S R_{\text{к}}} \frac{\Delta U_{\text{комп}}}{U_{\text{к}}}.$$

С учетом (3-8) относительное изменение крутизны

$$\frac{\Delta S}{S} \approx \frac{1}{3} \frac{\Delta I_{\text{а0к}}}{I_{\text{а0}}}. \quad (3-10)$$

Величину $U_{\text{комп}}$ можно принять равной падению напряжения на резисторе $R_{\text{к}}$, так как напряжение сетка — катод у современных ламп невелико, т. е. $U_{\text{к}} \approx U_{\text{комп}}$. С учетом этого

$$\frac{\Delta I_{\text{а0к}}}{I_{\text{а0}}} \approx \frac{S R_{\text{к}}}{1 + S R_{\text{к}}} \frac{\Delta U_{\text{комп}}}{U_{\text{комп}}}.$$

Учитывая, что $S R_{\text{к}} \gg 1$, получим:

$$\frac{\Delta S}{S} \approx \frac{1}{3} \frac{\Delta U_{\text{комп}}}{U_{\text{комп}}}. \quad (3-11)$$

С увеличением сопротивления катодного резистора $R_{\text{к}}$, сопровождаемым перемещением рабочей точки, зависимость анодного тока от сеточного напряжения изменяется, так как начинает сказываться нелинейность характеристик лампы. На рис. 3-5 показано семейство анодно-сеточных характеристик триода пальчикового типа ЕС92, для которого $I_{\text{н}} = 0,15 \text{ а}$ (аналог отечественного производства отсутствует, но в ряде случаев могут быть применены триоды типов 6СЗБ и 6С1Ж).

Через рабочую точку А проведены нагрузочные прямые для различных значений сопротивления резистора $R_{\text{к}}$. Как видно из рисунка, при $R_{\text{к}} = 250 \text{ ом}$ величина тока $I_{\text{а}}$ увеличивается почти в 4 раза при изменении напряжения $U_{\text{а}}$ от 100 до 300 в, а при $R_{\text{к}} = 10 \text{ ком}$ это изме-

нение весьма незначительно. Перенесем теперь нагрузочные прямые для различных сопротивлений катодного резистора R_K на семейство анодных характеристик, изображенных на рис. 3-6. Нетрудно видеть, что они определяют смещение рабочей точки при изменении анодного напряжения лампы. Из рис. 3-6 коэффициент усиления триода при $I_a = \text{const}$

$$\mu = - \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{cm}}, \quad (3-12)$$

Если через средние точки каждой из нагрузочных прямых на семействе характеристик, снятых для определенных значений напряжений на сетке ($U_{cm} = \text{const}$), провести прямые, параллельные оси абсцисс (т. е. выполнить условие $I_a = \text{const}$), то отрезки прямых между характеристиками будут определять значения коэффициента усиления μ .

Как видно из рис. 3-6, при малых значениях сопротивления резистора R_K с ростом анодного напряжения длины отрезков прямых увеличиваются. Например, при $R_K = 250 \text{ ом}$ отрезок 1 короче отрезка 2, отрезок 2 короче отрезка 3 и т. д. Это значит, что с ростом анодного напряжения происходит увеличение коэффициента усиления каскада. Чтобы сохранить постоянство анодного тока, необходимо для каждого значения R_K подбирать соответствующее компенсирующее напряжение $U_{комп}$.

Если же нагрузочная прямая проходит под небольшим углом к оси абсцисс, то картина изменяется. Так, для $R_K = 10\,000 \text{ ом}$ отрезки между характеристиками с ростом анодного напряжения уменьшаются: отрезок 4 больше отрезка 5 и т. д. Это означает, что в данном случае с ростом анодного напряжения коэффициент усиления каскада уменьшается.

Зависимость относительного изменения коэффициента усиления каскада, выполненного по схеме рис. 3-2,а, от

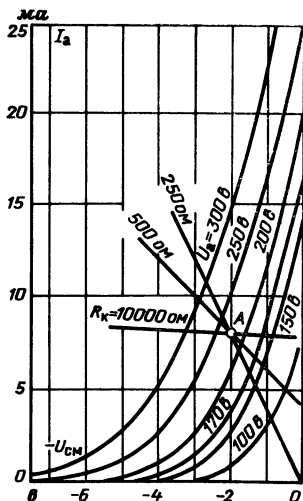


Рис. 3-5. Семейство анодно-сеточных характеристик триода типа ЕС92 и нагрузочные прямые для различных сопротивлений резистора R_K .

величины сопротивления катодного резистора представлена на рис. 3-7, где по оси ординат отложены значения относительной величины коэффициента усиления каскада K/K_0 , причем K_0 — значение коэффициента усиления для основного режима работы ($U_a=225$ в). Точка $R_K(0)$ соответствует случаю, когда $R_K=0$, а компенсирующее на-

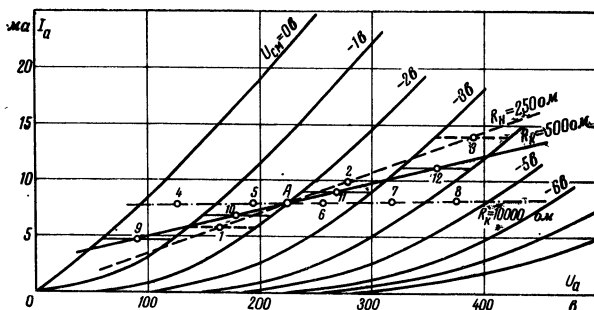


Рис. 3-6. Графическое определение изменения коэффициента усиления по анодным характеристикам при различных значениях величины сопротивления резистора R_K .

пряжение отсутствует ($U_{\text{комп}}=0$). С ростом сопротивления резистора R_K и величины напряжения $U_{\text{комп}}$ для рассматриваемого каскада при небольших величинах анодного напряжения отношение K/K_0 растет, а при больших анодных напряжениях — падает.

Как видно из рис. 3-7, существует значение анодного напряжения, при котором с ростом сопротивления резистора R_K усиление остается постоянным. Подобрать оптимальную величину сопротивления резистора $R_K=R_{\text{комп}}$, можно добиться относительной стабильности усиления каскада при изменении анодного напряжения в широких пределах [Л. 30]. Следует, однако, заметить, что сопротивление резистора $R_{K,\text{опт}}$ существенно зависит от величины анодного тока. При прочих равных условиях чем меньше этот ток, тем больше величина $R_{K,\text{опт}}$. Так как характеристики ламп имеют разброс, то в принципе можно заранее подобрать взаимозаменяемые лампы. Однако более целесообразно с учетом возможного разброса характеристик выбрать некоторое среднее сопротивление

резисторов $R_{к.опт}$. Практика показывает, что при этом удается получить значительное ослабление влияния колебаний анодного напряжения и разброса характеристик на параметры усилительного каскада.

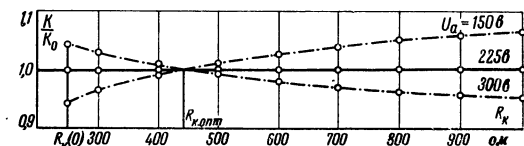


Рис. 3-7. Изменение относительного коэффициента усиления каскада в зависимости от величины сопротивления резистора R_k при различных значениях напряжения на аноде.

Чтобы произвести выбор среднего значения величины $R_{к.опт}$, следует задаться допустимыми пределами изменения анодного тока. Естественно, что для каждого из них могут быть определены величины $R_{к.опт1}$ и $R_{к.опт2}$. Удовлетворительная стабилизация будет достигнута при некотором среднем значении $R_{к.опт}$

$$R_{к.опт.ср} \approx \frac{R_{к.опт1} + R_{к.опт2}}{2}. \quad (3-13)$$

На рис. 3-8 представлены зависимости $K/K_0 = \varphi(R_k)$ для двух пентодов типа EF80 с токами анода 8 и 11 ма. Отечественного аналога у данной лампы нет, но в неко-

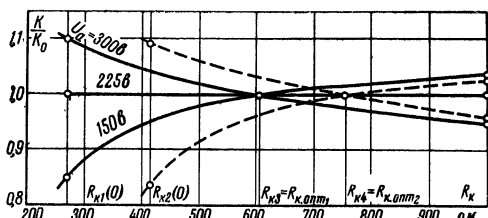


Рис. 3-8. Определение среднего оптимального сопротивления резистора $R_{к.опт.ср}$ с использованием зависимости коэффициента усиления каскада на лампе EF80 от сопротивления катодного резистора.

$R_{к1}$ —сопротивление катодного резистора при $U_{комп} = 0$, $R_{к2}$ —то же для второго образца лампы; $R_{к3}$ —оптимальное сопротивление катодного резистора; $R_{к4}$ —то же для второго образца лампы.

торых случаях она может быть заменена лампой 6Ж10П. В рассматриваемом примере удовлетворительная стабилизация коэффициента усиления каскада при изменении анодного напряжения в пределах от 150 до 300 в может быть достигнута при $R_{к.опт.средн} = 680 \text{ ом}$.

На практике пределы колебаний напряжения U_a обычно меньше. Простейший феррорезонансный стабили-

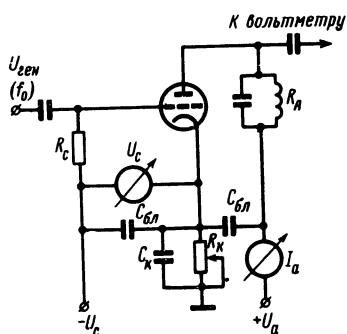


Рис. 3-9. Схема для подбора оптимальной величины R_k .

затор и обычный выпрямитель в подавляющем числе случаев обеспечивают изменения напряжения U_a в пределах не более 10—15%. Поэтому действие $R_{к.опт.средн}$, как правило, будет весьма эффективным. Еще лучшие результаты можно получить при экспериментальном подборе сопротивления резистора $R_{к.опт}$ для конкретного образца лампы. Для этого необходимо ко входу исследуемого каскада подключить генератор переменного напряжения, а к выходу его — вольтметр. Изменяя R_k , следует добиться того, чтобы при изменениях U_a в допустимых пределах выходное напряжение каскада оставалось примерно постоянным. Подбор сопротивления резистора $R_{к.опт.средн}$ может быть произведен на самом усилителе или на специальном стенде, схема которого изображена на рис. 3-9. Выбор частоты генератора не критичен. Все же желательно, чтобы она была близка той, на которой будет работать реальный каскад. Ориентировочно сопротивление резистора $R_{к.опт.средн}$ может быть определено также по типовым анодным характеристикам. На рис. 3-10 в качестве примера приведены анодные характеристики триода типа 6С6Б. Для этой лампы в справочниках рекомендуются: $U_a = 120 \text{ в}$; $I_a = 9 \text{ ма}$ и $R_k = 220 \text{ ом}$. По этим данным построена соответствующая нагрузочная прямая. Измерение отрезков между характеристиками показывает, что сопротивление резистора $R_k = 220 \text{ ом}$ не является оптимальным в смысле стабильности каскада. Коэффициент усиления его будет значительно более стабильным при $R_k = 500 \text{ ом}$.

Из вышеизложенного можно сделать заключение

о том, что каскады с катодным резистором, имеющим повышенное сопротивление, характеризуются высоким постоянством усилительных свойств при действии рассмотренных выше дестабилизирующих факторов. Исключение составляют лишь колебания компенсационного напряжения $U_{\text{комп}}$.

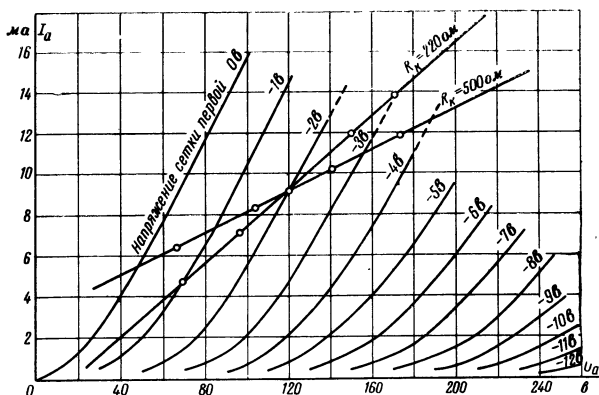


Рис. 3-10. Пример графического определения оптимального сопротивления катодного резистора R_k по анодным характеристикам лампы.

Чтобы работа каскада практически не зависела от колебаний $U_{\text{комп}}$, к стабильности последнего должно быть предъявлено сравнительно жесткое требование, определяемое выражением

$$\frac{\Delta U_{\text{комп}}}{U_{\text{комп}}} \approx 0,3 \frac{\Delta K_0}{K_0}, \quad (3-14)$$

где K_0 — коэффициент усиления стабилизированного каскада;

ΔK_0 — допустимое изменение коэффициента усиления.

Таким образом, для стабилизации параметров каскадов необходимо иметь жестко стабилизированные источники компенсирующего (опорного) напряжения. Если стабильность коэффициента усиления должна находиться в пределах единиц процентов, то стабильность источника компенсирующего напряжения должна выражаться долями процента.

В качестве источников компенсирующего напряжения могут быть использованы аккумуляторы, сухие батареи,

батарей нормальных элементов, стабилизированные выпрямители, газоразрядные и полупроводниковые стабилитроны. Обычные кислотные и щелочные аккумуляторы можно использовать лишь в лабораторных условиях, так как они требуют систематического ухода. Герметизированные аккумуляторы более удобны в эксплуатации, но они, так же как и обычные, имеют относительно большой саморазряд. Нормальные элементы имеют наибольшую стабильность. Однако они чрезвычайно боятся тряски, колебаний температуры окружающей среды и требуют высокоомных нагрузок (1 Мом на элемент). Последнее может быть реализовано только при включении этих элементов в сеточные цепи ламп (см. схему рис. 3-2,а). В переносной аппаратуре используют батареи, газовые и полупроводниковые стабилитроны. Первые имеют в основном те же недостатки, что и аккумуляторы. Срок службы их может быть повышен при периодическом или постоянном подзаряде от менее стабильного источника. Выбор типа источника компенсирующего напряжения зависит не только от условий работы радиоэлектронной аппаратуры, но также от свойств источника энергоснабжения и особенностей схемы стабилизирующего устройства. Если, например, сеть, питающая аппаратуру, стабильна, то можно применить в качестве источника $U_{\text{комп}}$ отдельный стабилизированный выпрямитель. Если источник $U_{\text{комп}}$ включается в цепь катода лампы, он должен иметь значительную мощность, а если в цепь сетки — он может быть маломощным.

Перспективными источниками являются цепи со стабилитронами. Газоразрядные стабилитроны старых образцов имели большой разброс потенциалов зажигания, а также значений напряжения стабилизации в области рабочих токов, выделяли значительную тепловую мощность. Так, например, стабилитроны типов СГ2С и СГ3С обеспечивали стабилизацию напряжения с точностью до 2—3% во всем диапазоне рабочих токов, причем разброс рабочего напряжения у них составлял ± 5 в. Новая технология производства стабилитронов, при которой поверхности электродов образуются из монокристалла, позволила свести величину разброса рабочего напряжения до $\pm 0,3$ в. Современные отечественные стабилитроны типа СГ15П-2 имеют дрейф напряжения менее 0,2 в, температурный коэффициент их в диапазоне от +25 до +155°C находится в пределах от 6 до 1 мв на градус,

срок службы не менее 5 000 ч. Для повышения стабильности работы газовых стабилитронов следует ограничивать перепад рабочих токов, что осуществимо при работе в сеточных цепях ламп.

К основным недостаткам газоразрядных стабилитронов относятся: значительное выделение тепла, большие размеры, необходимость иметь специальную панель для установки. Включенный последовательно стабилитрону гасящий резистор должен быть сравнительно мощным,

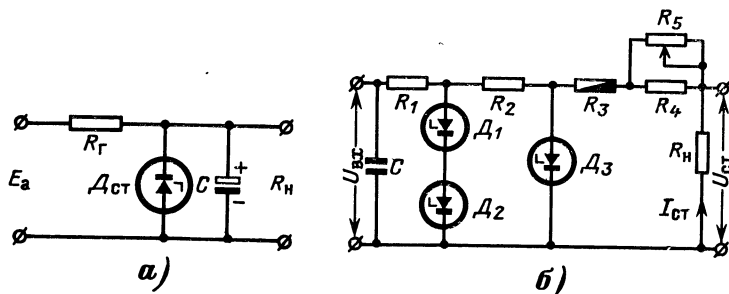


Рис. 3-11. Схемы источников опорного напряжения.
а — схема упрощенного источника; б — практическая схема источника эталонного напряжения.

причем в процессе работы он интенсивно нагревается.

Полупроводниковые стабилитроны — опорные диоды — обеспечивают высокую стабильность выходного напряжения. Они имеют небольшие габариты, не боятся тряски, механически прочны, их удобно монтировать. Типовая схема включения таких стабилитронов приведена на рис. 3-11, а. Она во многом подобна аналогичным схемам на газоразрядных стабилитронах. Отличие заключается в том, что емкость шунтирующего конденсатора для полупроводниковых стабилитронов должна быть увеличена, так как их собственная емкость меньше, чем у газовых стабилитронов. Основными недостатками кремниевых опорных диодов являются относительно высокая стоимость и зависимость их рабочих характеристик от температуры окружающей среды. Так, например, температурный коэффициент напряжения низковольтных опорных диодов находится в пределах от $-0,06$ до $20,06$ мВ/град; у диодов, рассчитанных на средние и высокие напряжения, он колеблется в пределах от $+0,05$ до $0,14$ мВ/град. Температурный коэффициент напряжения диодов типа Д808 составляет $5-7$ мВ/град, а диодов

Д811—8—10 *мв/град*. Для сравнения укажем, что у газовых стабилизаторов с рабочим напряжением 105 *в* ТКН достигает 50 *мв/град*.

Максимальные рабочие токи низковольтных стабилитронов (например, типа Д808—Д810) обычно не превышают нескольких миллиампер, а максимальные могут достигать 20—100 *ма*. Падение напряжения в прямом направлении составляет 1—1,5 *в*. Обратное сопротивление стабилитронов может доходить до 10 *Мом*. Нестабильность опорного напряжения во времени весьма мала. За первые 5—10 *мин* после включения она не превышает 0,2—0,5%, а в дальнейшем при постоянной температуре составляет менее 0,01%. Это позволяет во многих случаях применять низковольтные опорные диоды взамен нормальных элементов. Естественно, что получаемые преимущества при такой замене весьма ощутимы, так как опорные диоды отличаются высокой механической прочностью, низкой чувствительностью к вибрациям, работают в любом положении и выделяют незначительное количество тепла. Объем диодов вместе с гасящими резисторами составляет примерно сотые доли объема одного нормального элемента (последних обычно нужно включать несколько). Значительно более громоздки и все другие источники стабильных напряжений. Для иллюстрации на рис. 3-11,б приведена упрощенная (без приборов для измерения стабильного рабочего тока) схема источника образцового напряжения на кремниевых стабилитронах. С целью лучшей стабилизации в схеме каскадно включены две цепочки резистор — стабилитрон (на 14 и 7 *в*), а также приняты меры для точной установки стабильного тока в нагрузке, на которой выделяется эталонное напряжение. Для компенсации увеличения напряжения на стабилитроне с ростом температуры в схему введено сопротивление R_3 из медной проволоки [Л. 61]. Для расширения рабочего диапазона мощностей кремниевых стабилитронов они часто используются в сочетании с транзисторами [Л. 31], причем стоимость такого устройства значительно меньше стоимости мощного стабилитрона. Для ослабления зависимости характеристик опорных диодов от температуры их можно включать совместно с диодами, имеющими отрицательный ТКН, причем последние с помощью источников небольшого постоянного напряжения должны быть смещены в прямом направлении.

3-2. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ИСТОЧНИКА КОМПЕНСАЦИОННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Каскады с большим сопротивлением катодного резистора благодаря простоте и надежности могут найти широкое применение в разнообразной аппаратуре.

В настоящее время они наиболее часто используются для стабилизации усиления в электроакустических, измерительных и специальных приемных устройствах. Вместе с тем схемы со стабилизирующим резистором могут применяться в детекторных каскадах, каскадах сравнения напряжений, переключателях и в ряде других. Описание практических схем с увеличенным сопротивлением резистора R_k в катодной цепи проведем в той же последовательности, что и в § 3-1: сначала рассмотрим схемы без источника компенсирующего напряжения, а затем с $U_{\text{комп}}$. Стабилизирующее действие схем без источника $U_{\text{комп}}$ может быть оценено с помощью выражения (3-4). При отсутствии $U_{\text{комп}}$ и увеличении сопротивления резистора R_k рабочие точки каскадов сдвигаются влево в области существенной нелинейности характеристик I_a и S . Кривизной упомянутых характеристик можно пренебречь только при малых амплитудах входных сигналов. Для получения требуемого усиления при таком положении рабочей точки необходимо применять лампы с большой крутизной и, в частности, современные широкополосные лампы. Хотя у таких каскадов значение крутизны S мало, однако произведение SR_k сравнительно велико, чем обеспечивается, как это следует из вышеизложенного, низкая чувствительность каскада к изменениям накального и анодного напряжений. Это особенно важно при

Таблица 3-1

Зависимость величины SR_k от рабочего смещения для лампы 6Ж9П

$-U_{\text{см}}, \text{ в}$	$I_a, \text{ ма}$	$R_k = U_{\text{см}}/I_a, \text{ ком}$	$S, \text{ ма/в}$	SR_k	Рабочие условия
-3,0	0,2	15	0,5	7,5	$U_a = 150 \text{ в};$ $U_{\text{г2}} = 125 \text{ в};$ $U_n = 6,3 \text{ в}$
-2,5	0,7	3,6	2,0	7,2	
-2,0	2,1	1,0	6,0	6,0	
-1,75	4,2	0,42	9,0	3,75	
-1,5	7,0	0,21	12,0	2,5	
-1,0	14,0	0,071	18,0	1,28	

усилении постоянных напряжений и напряжений очень низких частот (схема каскада приведена на рис. 3-1,а).

Сказанное подтверждается данными расчета требуемого значения сопротивления автоматического смещения R_K для распространной лампы типа 6Ж9П, приведенными в табл. 3-1.

По данным табл. 3-1 построен график, изображенный на рис. 3-12, из которого видно, что величина SR_K резко

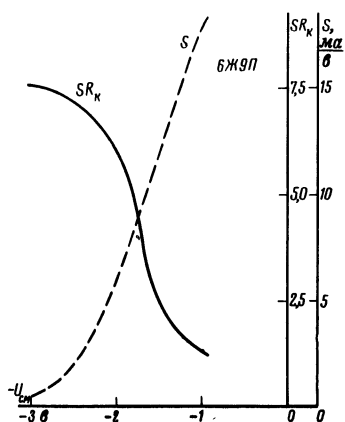


Рис. 3-12. Зависимость крутизны лампы и величины произведения SR_K от напряжения сеточного смещения.

возрастает с увеличением отрицательного смещения, хотя при этом имеет место уменьшение величины S . Это обусловлено тем, что в произведении SR_K определяющей является величина сопротивления резистора R_K . С увеличением отрицательного напряжения на сетке растет величина необходимого сопротивления автоматического смещения R_K . Этот рост проходит интенсивнее, чем падение крутизны характеристики, так как анодный ток лампы при перемещении рабочей точки влево по анодно-сеточной характеристике тоже падает. Из графика рис. 3-12 видно, что величина R_K , характеризующая стабильность работы каскада на лампе типа 6Ж9П, для напряжения смещения $U_{см} = -3$ в примерно в 6 раз больше, чем для $U_{см} \approx -1$ в.

Однако, как следует из того же рисунка, чрезмерно увеличивать сопротивление катодного резистора нецелесообразно, так как это приводит к снижению величины анодного тока. Величина SR_K , характеризующая стабильность каскада, при значительном уменьшении крутизны S лампы перестает увеличиваться. Для лампы типа 6Ж9П интенсивное увеличение произведения SR_K прекращается в области сеточных напряжений $U_{см} \geq -2,5$ в. Для ламп с меньшими значениями крутизны зависимость $SR_K = \varphi(U_{см})$ имеет примерно такой же характер, как и для лампы типа 6Ж9П. Так, например, для лампы типа

6Н2П при $U_a = 220$ в изменение напряжения смещения от $-0,5$ до $-3,5$ в вызывает изменение величины SR_K более чем в 5 раз.

На рис. 3-13 приведена схема катодного детектора, стабилизированного без применения источника компенсирующего напряжения. В этой схеме сопротивление резистора R_K обычно выбирается в пределах от 50 до 200 ом. Вследствие большого отрицательного смещения лампа почти заперта, но благодаря 100% ООС по току каскад работает стабильно, имеет большое входное сопротивление, слабую чувствительность к перегрузкам и колебаниям напряжений U_a и U_H .

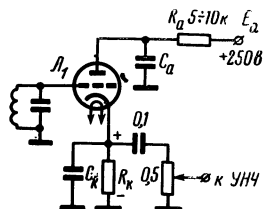
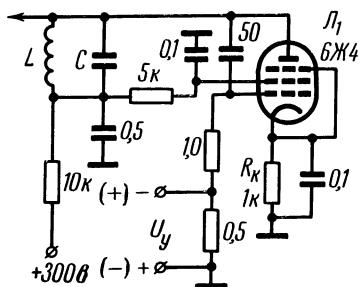
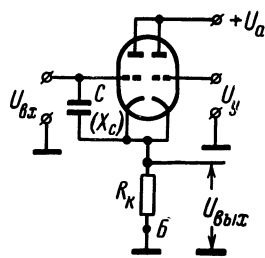


Рис. 3-13. Схема катодного детектора.

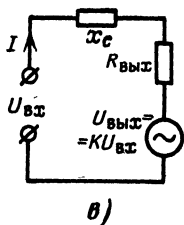
Стабильность работы схем с катодным резистором повышается с вводом компенсирующего напряжения, сдвигающего рабочую точку вправо в область высокой крутизны S . При этом источник компенсирующего напряжения может быть «совмещен» с источником входного сигнала.



а)



б)



в)

Рис. 3-14. Схемы каскадов, в которых в качестве компенсирующего напряжения используется напряжение сигнала.

а — стабилизированное устройство для управления частотой LC-генератора; б — ламповая реактивная с высокой добротностью; в — эквивалентная схема каскада рис 3-14,б.

На рис. 3-14,а изображена схема стабилизированного устройства для управления частотой LC -генератора [Л. 16]. Питание цепи анода лампы \mathcal{L}_1 управляющего каскада в этой схеме осуществляется через колебательный контур генератора (лампа генератора не показана). Действие схемы основано на том, что при изменении крутизны S лампы \mathcal{L}_1 изменяется величина емкости, подключенной к контуру LC . Управление этим изменением обеспечивается с помощью напряжения U_y .

Для того чтобы уменьшить уход частоты под действием дестабилизирующих факторов, управляющий каскад стабилизирован с помощью катодного резистора R_k . Если в цепи катода лампы \mathcal{L}_1 включить резистор $R'_k = 1 \text{ ком}$, то на ее управляющую сетку будет подаваться небольшое отрицательное смещение. Управляющее напряжение в этом случае для эффективного управления крутизной лампы тоже должно иметь отрицательную полярность. Параметры такого каскада недостаточно стабильны.

При увеличении сопротивления резистора R'_k до величины R''_k управляющее напряжение должно быть согласовано с возрастающим потенциалом катода. Данное напряжение должно быть повышено на постоянную величину $U = I_a(R''_k - R'_k)$. Если этого не сделать, то рабочая точка переместится на нижний сгиб характеристики, в результате чего анодный ток и рабочая крутизна лампы уменьшатся. Уменьшение управляющего напряжения при этом уже не будет приводить к заметному изменению крутизны. Описанный каскад управления частотой генератора при изменении напряжения питания и старении лампы стабильнее примерно в R''_k раз (где R''_k , ком) каскада со слабой стабилизацией ($R'_k = 1 \text{ ком}$), а при $R'_k \neq 1 \text{ ком}$ — в R''_k/R'_k раз.

Аналогичным образом можно также стабилизировать ламповый каскад, используемый в качестве реактивности с высокой добротностью (см. рис. 3-14,б), действие которого основано на включении реактивного сопротивления x_c в схему катодного повторителя. На входные зажимы такого каскада ($U_{вх}$) поступают напряжение сигнала и выходное напряжение, снимаемое с катодного резистора (R_k). Входное сопротивление каскада (см. эквивалентную схему, приведенную на рис. 3-14,в)

$$Z_{вх.экв} = \frac{U_{вх}}{I},$$

но так как

$$I = \frac{U_{вх} - KU_{вх}}{Z_{полн}} = \frac{U_{вх}(1 - K)}{Z_{полн}},$$

то

$$Z_{вх. экв} = \frac{U_{вх} Z_{полн}}{U_{вх}(1 - K)},$$

или

$$Z = \frac{Z_{полн}}{1 - K} \approx \frac{R_k + jx_c}{1 - K}, \quad (3-15)$$

где $Z_{полн}$ — сопротивление всей схемы;

K — коэффициент усиления каскада;

x_c и R_k — соответственно реактивная и активная составляющие полного сопротивления цепи сетка — земля.

Значения $Z_{полн}$ и K изменяются в зависимости от величины управляющего напряжения U_y . Так как $Z_{вх}$ достаточно велико, то соответственно велика и добротность управляемой реактивности. Если увеличить сопротивление катодного резистора R_k , повысить напряжение источника анодного питания для компенсации падения напряжения на этом резисторе и подключить управляющее напряжение положительным полюсом к сетке, то можно обеспечить высокую стабильность параметров описанного каскада. Следует заметить, что на его вход необходимо подать такое напряжение $U_{комп} \approx U_y$, чтобы токи обеих половин двойного триода были приблизительно равны друг другу. При отсутствии стабилизации в схеме, изображенной на рис. 3-14,б, реактивность, подключаемая ко входной цепи, существенно изменяется при колебаниях питающих напряжений и в процессе старения лампы. С включением напряжения $U_{комп}$ между точкой Б (рис. 3-14,б) и «землей» стабильность схемы повышается и величина Z зависит преимущественно от U_y .

На двойных лампах с общим катодом могут быть выполнены различные схемы для коммутации, сложения и вычитания напряжений.

Применение стабилизированных схем для коммутации, сложения и вычитания напряжений. Применение таких схем раньше часто ограничивалось нестабильностью рабочих режимов и старением ламп, приводящих к расстройке контуров и изменению выходных параметров устройств. Применение резистора R_k с увеличенным со-

противлением с одновременным вводом в цепи сеток напряжений компенсации $U_{\text{ком}}$ позволяет существенно стабилизировать их работу. Рассмотрим несколько примеров схем различного назначения, в которых реализуется данный принцип стабилизации.

На рис. 3-15,а изображена схема стабилизированного сумматора небольших переменных напряжений U_{c1} и U_{c2} , выполненного на двух катодных повторителях. К общему для обеих ламп резистору R_k подводится отрицательное стабилизированное напряжение $-U_k$. Попеременное открывание ламп L_1 и L_2 обеспечивается путем подачи на их сетки управляющих напряжений U_{y1} и U_{y2} . Известно, что при стабилизации каскада с помощью катодного резистора с большим сопротивлением, который соединен с отрицательным полюсом источника питания, величину R_k или напряжение источника можно подобрать таким образом, что потенциал катода (U_k) или сетки лампы будет близок нулю. В этом случае на сетку лампы подается небольшое по величине отрицательное смещение. Так как сеточное сопротивление соединяется через источник питания с «землей», то каскад при отсутствии внешнего отрицательного напряжения стабилизируется за счет внутренней ООС. При поочередном вводе отрицательных напряжений U_{y1} и U_{y2} происходит запаривание L_1 или L_2 , а при их отсутствии обеспечивается прохождение напряжений U_{c1} и U_{c2} со стабильным коэффициентом передачи, близким к единице, величина которого слабо зависит от изменения питающих напряжений и старения триодов. Когда управляющие напряжения отсутствуют, данная схема работает как сумматор двух сигналов на некоторой рабочей частоте, соответствующей частоте настройки выходной цепи.

Схема, аналогичная рассмотренной, но с управлением по пентодным сеткам, приведена на рис. 3-15,б. Она работает на промежуточных частотах. В данном устройстве должны применяться лампы с линейной зависимостью анодного тока от напряжения на третьей сетке. Подобные электронные переключатели в отличие от механических характеризуются высоким быстродействием. Кроме того, они обладают большой точностью. Так, описываемая схема способна контролировать прохождение сигналов промежуточной частоты из входной цепи в выходную с точностью до долей периода. Серьезным преимуществом электронных переключателей является также по-

стоянство их входного сопротивления, в то время как входное сопротивление механических переключателей в процессе работы изменяется скачкообразно.

Стабильность входных сопротивлений ламп в схеме рис. 3-15,б обусловлена постоянством рабочего режима сеточных цепей. Когда лампы заперты напряжением на пентодной сетке, поток электронов замыкается на экранную сетку, а ток анода близок нулю. Когда лампы открыты, сумма токов экранной сетки и анода равна току,

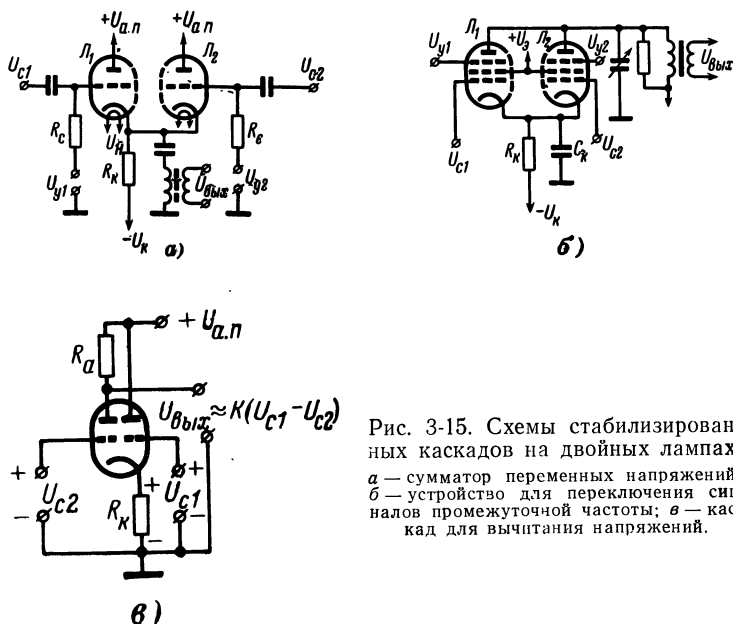


Рис. 3-15. Схемы стабилизированных каскадов на двойных лампах.
а — сумматор переменных напряжений;
б — устройство для переключения сигналов промежуточной частоты; в — каскад для вычитания напряжений.

проходившему ранее только по цепи экранной сетки. Приведенные схемы на двух лампах с общей цепью катода могут использоваться и для получения напряжения, пропорционального разности входных напряжений. На рис. 3-15,в приведена схема каскада вычитания двух переменных напряжений U_{c1} и U_{c2} . Ее действие основано на том, что на резисторе R_a выделяется напряжение

$$U_{вых} \approx d(U_{c1} - U_{c2}), \quad (3-16)$$

где d — коэффициент пропорциональности.

Необходимый поворот фазы одного из напряжений осуществляется катодным повторителем, собранным на

щего напряжения между нижним концом резистора R_K и «землей». Хотя в данной схеме поддерживается высокая стабильность параметров и она не требует частых регулировок, ее недостатком, как и недостатком других схем этого типа, при работе с сигналами постоянного тока является взаимная зависимость рабочих режимов обеих половин лампы, обусловленная наличием общего катодного резистора R_K . Эта связь в первую очередь проявляется в виде

Работа стабилизированных устройств с источником компенсирующего напряжения в сеточной цепи обычно иллюстрируется на примере усилительных каскадов переменного напряжения. В таких схемах цепи сигнала и стабилизации разделены: напряжение сигнала вводится через конденсатор, а $U_{\text{комп}}$ включается между сеточным резистором и «землей», как показано на рис. 3-2. Хотя отдельный источник стабилизирующего напряжения в цепи сетки может иметь малую мощность, его использование все же усложняет схемы. Поэтому наибольшее распространение получили схемы, в которых напряжение $U_{\text{комп}}$ подается от источника питания анодной цепи. Если анодное напряжение недостаточно стабильно и не отвечает предъявляемым требованиям, то напряжение $U_{\text{комп}}$ вводится с использованием стабилитрона.

100

рующее смещение в этой схеме вводится от источника анодного питания через делитель на резисторах R_1 и R_2 . Если напряжение $U_{a.п}$ слабо стабилизировано, к точке А делителя необходимо подключить стабилитрон и дополнительный конденсатор $C_{сз}$ (как показано на рис. 3-16 пунктиром). Напряжение компенсации подается на сетку лампы через резистор R_c . Сопротивление резистора R_k выбирается в соответствии с заданной стабильностью коэффициента усиления. Данная схема интересна тем, что в ней осуществляется стабилизация рабочего режима по постоянному току и одновременно имеется отрицательная обратная связь по переменному напряжению. Она отличается малыми искажениями. Обычно наличие отрицательной обратной связи по напряжению между сеткой и анодом приводит к заметному снижению усиления. Для подавления второй гармоники в 6 раз примерно на столько же необходимо уменьшить коэффициент усиления. Если в описываемой схеме отрицательную обратную связь по напряжению осуществить между второй и первой сетками (на рис. 3-16 показан конденсатор связи $C_{с2}$), то уменьшение коэффициента усиления каскада не превышает 4 раз. Это обусловлено тем, что в каскадах на пентодах напряжение второй гармоники на экранной сетке выше, чем на аноде [Л. 32].

3-3. НЕКОТОРЫЕ НЕДОСТАТКИ КАСКАДОВ С УВЕЛИЧЕННЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ КАТОДНОГО РЕЗИСТОРА И ИХ УСТРАНЕНИЕ

Схемам с увеличенным сопротивлением резистора R_k , наряду с известными достоинствами, свойственны также следующие недостатки: потребность в стабильном источнике компенсирующего напряжения $U_{комп}$, ощутимые потери на сопротивлении резистора R_k и необходимость повышения в связи с этим напряжения источника питания анода E_a , значительная постоянная времени цепи катода τ_k , зависимость усиления каскадов от величины E_a при $R_k \neq R_{k.опт}$ и изменение коэффициента стабилизации $K_{ст}$ при регулировке величины усиления каскадов путем изменения режима на постоянном токе. Все эти недостатки можно устранить или значительно ослабить. Так, стабильное напряжение $U_{комп}$ можно сравнительно простым способом получить от источника анодного питания с использованием стабилитрона. Про-

волоочный резистор в цепи катода, на котором рассеивается значительная мощность $P_{РК} = I_{а0}^2 R_K$, может быть вынесен в блок выпрямителя. Кроме того, можно несколько уменьшить величину рабочего тока лампы и допустить снижение ее крутизны S , если при этом $SR_K \geq 10$. Для компенсации падения напряжения на катодном резисторе, достигающего в ряде случаев 30—50 в и более, достаточно повысить напряжение источника анодного питания на 15—20 в (например, за счет некоторого форсирования режима работы выпрямителя по напряжению). Применяв экономичный режим работы ламп, можно обеспечить их эффективную работу при пониженном анодном напряжении (на 30—40 в), что одновременно способствует увеличению срока их службы. При рабочем токе $I_{а0} = 5 \div 6$ ма (вместо обычных 8—10 ма) можно включить в цепь катода многих усилительных ламп резистор с сопротивлением до 10 ком, который в большинстве случаев обеспечивает достижение требуемой стабильности.

Если же включение в цепь катода резистора с указанным сопротивлением недопустимо и нельзя повысить напряжение анодного источника или снизить до требуемых пределов напряжения питания цепей анода ламп, то для повышения стабильности каскада можно использовать следующий путь [Л. 33]. Допустим, что в усилительном каскаде или генераторе на триоде или пентоде в катодную цепь для получения требуемого автоматического смещения включен резистор $R_K = 1$ ком.

Применив лампу в двойном или комбинированном исполнении, но с общим катодом, можно выполнить каскад на основной части лампы, а другую часть использовать в качестве стабилизирующего диода. При таком построении схемы можно значительно повысить стабильность работы каскада при сравнительно малой величине сопротивления катодного резистора. Это обусловлено тем, что анод дополнительного диода двойной или комбинированной лампы расположен в потоке электронов общего катода, эмиссия которого претерпевает изменения под действием дестабилизирующих факторов. Для управления током анода в такой схеме необходимо включить вспомогательный диод в цепь подачи компенсирующего напряжения. Схема, иллюстрирующая рассматриваемый метод стабилизации, изображена на рис. 3-17,а. Рассмотрим ее действие. Предположим вначале, что ре-

зистор R_3 и диод \bar{D} отсутствуют. Тогда при небольшой величине сопротивления резистора R_K рабочая точка каскада будет заметно перемещаться в зависимости от величины тока эмиссии I_e , так как стабилизация рабочего режима практически отсутствует. При включении резистора ООС R_3 и дополнительного диода \bar{D} изменение тока эмиссии приводит также к изменению тока в цепи анода дополнительного диода и напряжения на делителе R_1-R_2 . Приращение падения этого напряжения на резисторе R_1 , обусловленное наличием дополнительного диода,

$$\Delta U_D = \Delta I_{e.d} R_1,$$

где $I_{e.d}$ — приращение тока эмиссии диодной секции.

Если ток в цепи диода меньше номинального, то для его нормальной работы параллельно делителю должен быть включен резистор $R_{доп}$ (на рис. 3-17, а показан пунктиром). При регулировке каскада в анодную цепь лампы последовательно контуру LC необходимо включить миллиамперметр, а резисторы R_1 и R_2 заменить потенциометром. Рабочий режим устанавливается так же, как и у обычных каскадов с большим сопротив-

лением катодного резистора, т. е. путем изменения напряжения U_a и подбора сопротивлений резисторов R_3 и R_c , через которые подводится напряжение $U_{комп.}$ Затем должна быть отлажена цепь коррекции на резисторах R_1-R_2 ветви с дополнительным диодом. Настройка производится путем изменения напряжения накала с помощью автотрансформатора и установления оптимального соотношения сопротивлений плеч делителя R_1-R_2 по

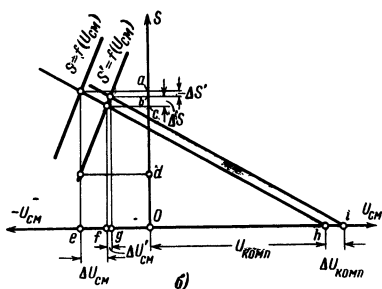
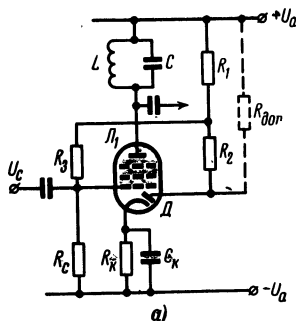


Рис. 3-17. Каскад с дополнительным диодом и делителем в цепи компенсирующего напряжения.

а — схема каскада; б — иллюстрация графического метода расчета ожидаемой нестабильности усиления.

минимальному изменению анодного тока при колебаниях напряжения накала.

Чтобы проверить эффективность действия компенсационной схемы, следует в цепь анода дополнительного диода включить миллиамперметр для определения величины ΔU_d . Испытания каскадов как на лампах устаревшего типа 6Б8, так и на современных лампах 6И1П и 6Ф1П, триодные секции которых используются в качестве диодов, показывают, что можно обеспечить высокую стабильность их параметров при сопротивлении катодного резистора R_k , не превышающем нескольких килоом.

При этом применение делителя компенсирующего напряжения и дополнительного диода способствует усилению стабилизирующего эффекта примерно в 1,5—2 раза. Поэтому в схемах рассматриваемого типа значение коэффициента стабилизации $K_{ст} > 10$.

В каскаде на лампе 6Б8 при изменении напряжения накала от 4 до 8 в изменение анодного тока не превышает 1,5%. Преимуществом схемы является также сравнительно небольшая постоянная времени катодной цепи $\tau_k = C_k R_k$ (менее 0,1 сек). Данная схема может найти применение в тех случаях, когда для ее питания имеется стабилизированный источник анодного напряжения. Принцип ее действия можно уяснить из рис. 3-17,б, на котором представлена зависимость $S = f(U_{см})$. Допустим, что в результате изменения эмиссии катода упомянутая характеристика сместилась в положение $S' = f(U_{см})$. Тогда при фиксированном напряжении смещения на сетке изменение крутизны определяется отрезком ad . Если же каскад стабилизирован с помощью катодного резистора с увеличенным сопротивлением, то изменение крутизны пропорционально величине отрезка ac , так как при постоянстве $U_{комп}$ напряжение на сетке изменится на величину $\Delta U_{см}$. В схеме рис. 3-17,а изменение эмиссии катода приводит к изменению тока в цепи делителя на величину ΔI_d . В результате этого ток диода уменьшится, а напряжение компенсации возрастет на величину $\Delta U_{комп}$, определяемую соотношением сопротивлений резисторов R_3 — R_c и падением напряжения на резисторе R_1 . Под влиянием напряжения $U'_{комп} = U_{комп} + \Delta U_{комп}$ крутизна лампы получит приращение ΔS (на рис. 3-17,б отрезок bc), которое пропорционально изменению величины сеточного напряжения, равному $\Delta U'_{см}$ и зависящему в свою очередь от изменения тока эмиссии. Так как

приращение напряжения $\Delta U_{\text{комп}}$ зависит от сопротивления резистора R_1 , то результирующее изменение крутизны составит $\Delta S'$ (на рис. 3-17,б отрезок ab).

В некоторых случаях наличие стабильного напряжения для питания анодной цепи не является обязательным. Как уже отмечалось, при оптимальном сопротивлении резистора в цепи катода коэффициент усиления каскада слабо зависит от колебаний анодного напряжения. Если соответствующим образом выбрать также сопротивления резисторов делителя, то можно обеспечить постоянство коэффициентов усиления и при изменении в определенных пределах тока эмиссии катода при его старении или при изменении напряжения накала.

Дальнейшее уменьшение постоянной времени цепи катода можно осуществить в схеме, изображенной на рис. 3-18,а, которая выполнена на комбинированной лампе с общим катодом и предназначена преимущественно для ослабления влияния колебаний напряжения накала. В схеме рис. 3-18,а отсутствует делитель, а величина R_k меньше, чем в схеме рис. 3-17,а. В то же время ток диода в схеме рис. 3-18,а имеет максимально допустимую величину, а анодный ток основной секции лампы уменьшен для усиления воздействия тока диода на цепь сетки основной лампы. Естественно, что законы изменений тока диодной и пентодной секций лампы при изменении напряжения накала различны, однако это различие нивелируется с помощью относительно небольшого по величине сопротивления катодного резистора. В схемах рис. 3-17,а и 3-18,а можно применить до 20 типов отечественных двойных и комбинированных ламп с общим катодом (6Г7, 6И1П, 6Ф1П, 6Б8, 6Н17Б, 6Н15П, 6НЗП, 1Б2П и др.), причем вторые секции комбинированных ламп используются в качестве диодов. На рис. 3-18,б представлена зависимость величины тока в цепи диода от напряжения сеточного смещения $U_{\text{см}}$. Если диод не подключен, рабочая точка каскада находится в положении А. Сопротивление катодного резистора R_k , как уже отмечалось, мало, и поэтому анодный ток лампы значителен. Угол АОС (φ_1) также достаточно велик, так как лампа работает в форсированном режиме. Смещение на сетке ($-U'_{\text{РК}}$) невелико. При подключении диода падение напряжения на резисторе R_k увеличивает-ся и рабочая точка каскада сместится в положение В, что как бы соответствует большей величине катодного

сопротивления. Действительно, если соединить точку B с началом координат, то можно видеть, что нагрузочная прямая (показана пунктиром) пойдет более полого, чем прямая AO , и угол φ_2 будет меньше угла φ_1 . Таким образом, под действием вспомогательного диода стабильность каскада повышается. Из рис. 3-18,б видно, что падение напряжения на катодном резисторе представляет

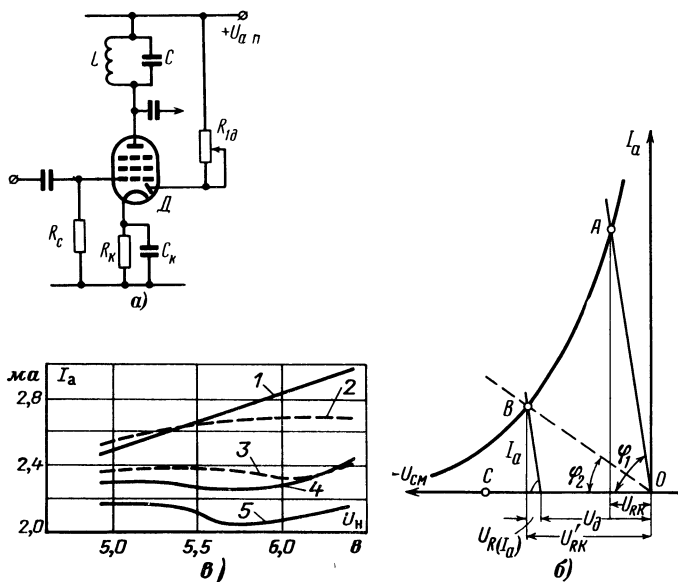


Рис. 3-18. Каскад с вспомогательным диодом, используемым для подачи компенсирующего напряжения.

a — схема каскада; $б$ — зависимость стабильности каскада от величины тока в цепи диода; $в$ — графики, иллюстрирующие стабильность работы каскада на лампе 6Г7 при разных рабочих режимах: 1 — стабилизирующий диод отключен, $R_K=1,1$ ком; 2—5 — с дополнительным диодом при различных значениях его рабочего тока, $R_K=0,9$ ком; $U_a=250$ в.

собой часть катодного напряжения $U'_{RK}=U_d+U_R(I_a)$, где U_d — падение напряжения на сопротивлении R_K при протекании по нему тока вспомогательного диода.

Для наглядности на рис. 3-18,б представлен случай, когда $I_d > I_a$, хотя чаще ток I_d меньше или соизмерим с током I_a (особенно в двойных лампах с одинаковыми секциями, включенными по схеме, изображенной на рис. 3-18,а). Рассматриваемая схема выгодна тем, что в ней

отрицательная обратная связь по переменному току сравнительно слаба. Невелика и постоянная времени катодной цепи. Для некоторых режимов работы каскада может быть достигнуто также ослабление колебаний напряжений анодного источника, так как часть анодного напряжения, дополнительно выделяющаяся на R_K за счет тока цепи вспомогательного диода, смещает рабочую точку лампы и уменьшает влияние приращения $\Delta U_{a.п.}$

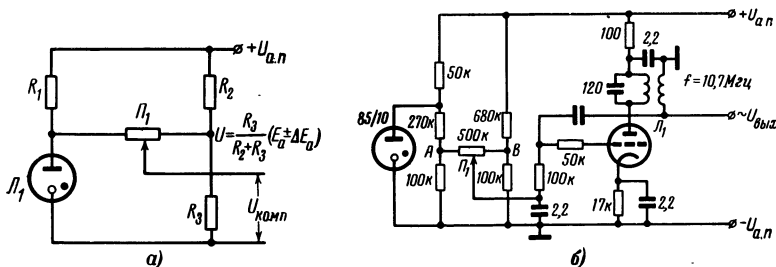


Рис. 3-19. Стабилизация с помощью изменяющегося компенсирующего напряжения.

а — мост со стабилизатором; б — генератор.

Представление об эффекте стабилизации рабочего режима при колебаниях напряжения накала дают графики рис. 3-18, в. Кривая 1 получена при отключенном диоде и сопротивлении резистора $R_K = 1,1 \text{ ком}$. Кривые 2—5 соответствуют ряду возрастающих значений тока вспомогательного диода: кривая 2 получена для тока 1,5 ма (оба анода вспомогательных диодов комбинированной лампы типа 6Г7 были соединены параллельно), кривая 3 — для тока 1,7 ма, а кривые 4 и 5 — для токов 1,85 и 2,2 ма. При отключении диода сопротивление резистора R_K было увеличено с 0,9 до 1,1 ком для получения сравнимых данных по величине анодного тока I_a . На отдельных участках кривых 3, 4 и 5 рис. 3-18, в наблюдается эффект перекомпенсации (падающие участки). При токе диода 1,5 ма хорошую компенсацию удастся получить при изменении напряжения накала в пределах $\pm 0,5 \text{ в}$ (кривая 2). При больших токах диода область удовлетворительной компенсации составляет $\pm (0,25 \div 0,33) \text{ в}$.

Реальный коэффициент стабилизации для случая, соответствующего кривой 2, превышает 6. При специальной

настройке схемы для работы в условиях малых изменений напряжений накала ($\Delta U_{\text{н}}$) коэффициент стабилизации может значительно превышать указанную величину.

На рис. 3-19,а изображена схема моста, применяемого для стабилизации выходного напряжения усилителей и генераторов [Л. 34]. Компенсирующее напряжение в этой схеме подается в цепь сетки лампы L_1 с потенциометра P_1 , включенного в диагональ моста, образуемого стабилитроном и резисторами R_1 , R_2 и R_3 . Такое включение обеспечивает автоматическое изменение компенсирующего напряжения пропорционально приращению напряжения анодного источника. Схема генератора, стабилизация амплитуды которого обеспечивается описанным способом, изображена на рис. 3-19,б. Положение движка потенциометра P_1 , при котором влияние изменений анодного напряжения будет наименьшим, можно определить опытным путем, устанавливая движок потенциометра в ряд фиксированных положений и изменяя в каждом из них напряжение анода в некоторых пределах. В описанной схеме к фиксированному компенсирующему напряжению $U_{\text{комп}}$ добавляется напряжение $\Delta U'_{\text{комп}}$, зависящее от тока делителя $I_{\text{д}}$, что позволяет обеспечить оптимальное значение $U'_{\text{комп}}$ для случаев, когда анодное напряжение претерпевает различные изменения.

В схеме рис. 3-19,б применены лампа ЕС92 и стабилитровый типа 85/10, рассчитанный на рабочее напряжение 85 в и ток 10 ма. Благодаря наличию автоматически изменяющегося компенсирующего напряжения стабильная работа генератора обеспечивается даже при питании его от простейшего выпрямителя. Лампа ЕС92 не имеет отечественного аналога, но в схеме рис. 3-19,б могут применяться практически любые отечественные лампы, пригодные по своим параметрам для работы в режиме генератора.

3-4. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ КАСКАДОВ С УВЕЛИЧЕННЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ КАТОДНОГО РЕЗИСТОРА

Обычно в усилительных каскадах регулировку усиления осуществляют путем изменения величины напряжения смещения. Перемещение рабочей точки при этом приводит к изменению режима работы каскада как по постоянному, так и по переменному току. В каскадах,

в катодной цепи которых включен резистор с большим сопротивлением, отрицательная обратная связь по переменному току обычно ослабляется с помощью шунтирующего конденсатора, а режим работы лампы по постоянному току подбирается из соображений высокой стабильности. Исследования показывают, что регулировочная характеристика $K=f(U_{cm})$ каскадов с катодным резистором, имеющим большое сопротивление, существенно нелинейна, особенно у ламп с «короткой» характеристикой крутизны. Если же в каскадах такого типа применить лампы с удлиненной характеристикой (типа «варимю»), то регулировочная характеристика, построенная в логарифмическом масштабе, представляет собой практически прямую линию. Это обстоятельство можно эффективно использовать в измерителях звуковых давлений и электрических уровней, в которых отсчет производится в неперах или децибелах.

Регулирование усиления каскадов с большим сопротивлением катодного резистора можно осуществить путем изменения сопротивления самого резистора R_k или величины компенсирующего напряжения. И в том и в другом случаях изменяется коэффициент стабилизации, который может уменьшаться по отношению к исходному, увеличиваться или принимать значение, соответствующее оптимальному режиму стабилизации.

Изменение рабочего режима каскадов по постоянному току может быть осуществлено применением в цепях катодов регулируемых нелинейных резисторов или потенциометров, с которых подается управляющее или компенсирующее напряжение.

Регулирование усиления может быть осуществлено также без нарушения установленного рабочего режима по постоянному току. Это достигается изменением сопротивлений нагрузок переменному току и глубины отрицательной обратной связи, а также включением аттенюаторов и делителей напряжения сигнала на резисторах или конденсаторах.

На рис. 3-20 изображена схема резонансного усилительного каскада с большим сопротивлением катодного резистора, в котором регулирование усиления обеспечивается:

включением на входе делителя напряжения, коэффициент деления которого изменяется с помощью переключателя P_1 ;

изменением глубины отрицательной связи по переменному току с помощью конденсаторов C' , C'' и C'_n , подключаемых с помощью переключателя Π_2 ;

изменением эквивалентного сопротивления колебательного контура с помощью переключателя Π_3 , включенного в цепь анода. Заметим, что при подключении

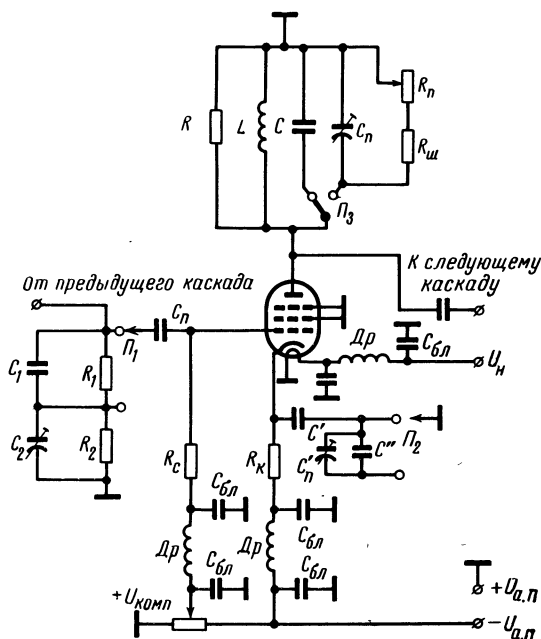


Рис. 3-20. Схема резонансного усилительного каскада с регулировкой усиления с помощью входного делителя (Π_1) изменения глубины ООС (Π_2) и изменения эквивалентного сопротивления колебательного контура в цепи анода (Π_3).

к этому контуру резисторов R_n и $R_{ш}$ его надо подстраивать. Для этой цели предусмотрен подстроечный конденсатор C_n .

В зависимости от требований, предъявляемых к каскаду, перечисленные способы регулирования усиления могут быть применены раздельно или в совокупности.

Каскады описанного типа объединяют в себе усилитель и аттенюатор, благодаря чему они применяются в тех случаях, когда необходимо обеспечить с высокой точностью одновременную регулировку усиления и за-

тухания в широких пределах. Это позволяет, например, исключить из измерительных стендов и моделирующих установок сложное и сравнительно громоздкое оборудование. Практическая схема трехкаскадного резонансного усилителя-аттенюатора со смесителем для ступенчатого регулирования усиления и ослабления сигналов с частотой 30 кГц, а также для сравнения сигналов, поступающих с двух входов, описана в [Л. 35. 12].

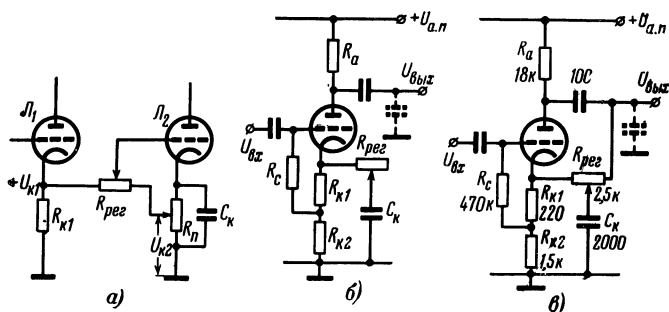


Рис. 3-21. Схемы регулировки усиления с помощью переменного резистора и конденсатора в катодной цепи.

а — с потенциометром, включенным между катодами ламп каскадов схемы;
б — с шунтированием катодного резистора переменным резистором и конденсатором; в — с шунтирующим конденсатором и потенциометром.

Рассмотрим ряд схем, в которых регулирование усиления обеспечивается без изменения рабочего режима на постоянном токе.

На рис. 3-21,а изображена схема регулирования усиления стабилизированного каскада на лампе \mathcal{L}_2 с помощью потенциометра, включенного на выходе катодного повторителя (лампа \mathcal{L}_1). Потенциал катода лампы \mathcal{L}_1 ($U_{к1}$) достаточно стабилен. С помощью потенциометра R_{Π} можно добиться того, чтобы $U_{к1} \approx U_{к2}$. В этом случае потенциал управляющей сетки лампы \mathcal{L}_2 не будет зависеть от положения движка потенциометра $R_{\text{пер}}$. Вместе с тем при перемещении движка этого потенциометра усиление каскада на лампе \mathcal{L}_2 будет изменяться, так как будет изменяться величина сопротивления, шунтирующего вход этой лампы по переменному току. Очевидно, что усиление каскада будет максимальным, когда движок потенциометра $R_{\text{пер}}$ находится в левом положении, и минимальным, когда движок перемещен в правое положение. Описанная схема сохраняет работоспособность и

в том случае, когда потенциалы катодов в результате старения ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 начинают несколько отличаться друг от друга. Хотя рабочая точка лампы \mathcal{L}_2 в процессе регулирования при этом будет несколько смещаться, однако схема сохранит высокую стабильность, так как рабочий режим каждого из каскадов стабилизирован с помощью катодных резисторов R_{K1} и R_{K2} .

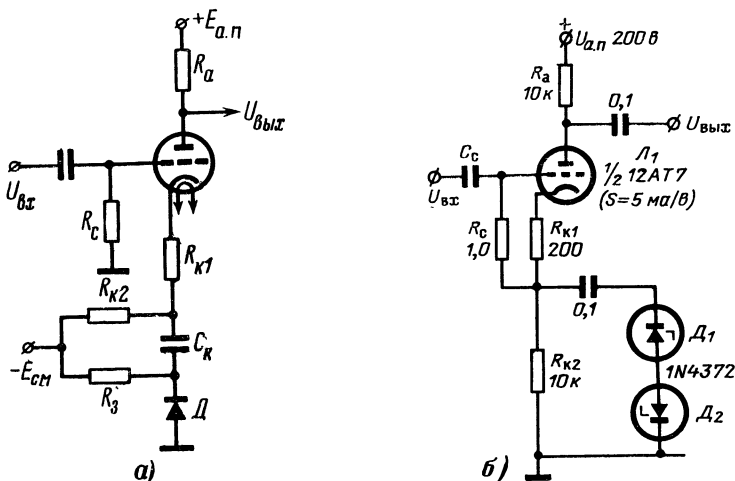


Рис. 3-22. Схемы каскадов с автоматически изменяющейся величиной сопротивления катодного резистора.

а — с опорным диодом и дополнительным источником; *б* — с кремниевыми стабилитронами.

На рис. 3-21,б изображена схема каскада, в котором регулирование усиления обеспечивается с помощью реостата $R_{\text{рег}}$ и конденсатора C_K . Нетрудно видеть, что в этой схеме изменение глубины отрицательной обратной связи по переменному току происходит без нарушения режима работы каскада по постоянному току. Пределы регулирования усиления в такой схеме могут быть весьма значительными. Действительно, если $R_{\text{рег}}=0$, то при соответствующем выборе емкости C_K отрицательная обратная связь по переменному току может практически отсутствовать. Если же $R_{\text{рег}}$ введено полностью, то отрицательная обратная связь по переменному току становится весьма ощутимой.

Описанный способ имеет тот недостаток, что в процессе регулирования существенно изменяется входной

импеданс каскада, а его частотная характеристика становится неравномерной. Данный недостаток в известной мере устраняется в схеме, изображенной на рис. 3-21, в, в которой вместо реостата включен потенциометр $R_{\text{пер}}$. В такой схеме входное сопротивление каскада в процессе регулирования остается относительно постоянным, а пределы регулирования являются весьма значительными [Л. 36]. Последнее объясняется тем, что при достаточно большой величине емкости C_K цепь анода оказывается электрически развязанной от цепи катода и потенциометр $R_{\text{пер}}$ одновременно шунтирует резисторы в цепях катода и анода. Изменение глубины отрицательной обратной связи по переменному току может осуществляться и автоматически. В этом случае каскад с катодным резистором, имеющим большое сопротивление, превращается в ограничитель амплитуд.

Схема подобного ограничителя изображена на рис. 3-22, а. В цепь катода лампы \mathcal{L}_1 включены резисторы R_{K1} и R_{K2} , с помощью которых можно установить определенное значение начальной глубины отрицательной обратной связи. На опорный диод D подано постоянное смещение, определяемое величиной анодного напряжения и сопротивлением резистора R_3 . Величины сопротивлений перечисленных резисторов и напряжения смещения выбираются таким образом, что при превышении переменным напряжением на сопротивлении резистора R_{K2} некоторого фиксированного значения диод запирается.

Когда диод D открыт, напряжение на конденсаторе C_K равно падению напряжения на резисторе R_{K2} . Когда же диод D закрыт, его сопротивление велико и конденсатор C_K ранее шунтировавший R_{K2} , через резистор R_3 подключается к $-E_c$. Так как $R_3 \gg R_{K2}$, то при этом глубина отрицательной обратной связи по переменному току увеличивается, а усиление каскада падает. Если в такой схеме резистор R_3 отключить от зажима $-E_c$ и соединить с отрицательным полюсом автономного источника управляющего напряжения, то она превратится в схему модулятора. В этом случае сопротивление диода, а следовательно, и комплексное сопротивление цепи ООС, состоящей из диода D и конденсатора C_K , будет определяться величиной управляющего напряжения. Изменяя последнее, можно оказывать воздействие на амплитуду усиливаемых колебаний. Если управляющее напряжение снимать с резисторов, включенных в цепи

электродов ламп, то каскады, схемы которых подобны изображенной на рис. 3-22, превращаются в самостабилизирующиеся, имеющие развязку цепей управления и регулирования. Изменения режимов работы таких каскадов по постоянному току приводят к изменению их усиления по переменному току.

В схеме рис. 3-22,а величина порога срабатывания опорного диода устанавливается с помощью напряже-

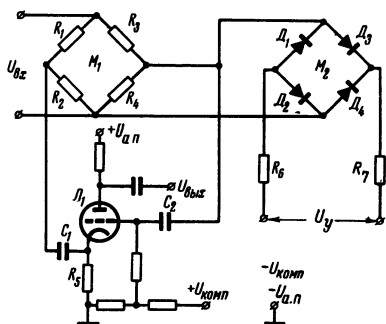


Рис. 3-23. Схема управляемого аттенюатора с плавным изменением затухания.

ния — $E_{см}$. При отсутствии отдельного источника смещения порог срабатывания может определяться самими нелинейными элементами, как это имеет место в схеме рис. 3-22,б. Коэффициент усиления такого каскада резко возрастает при превышении сигналом уровня, при котором происходит срабатывание стабилитронов D_1 и D_2 . В открытом состоянии

их сопротивление составляет примерно 200 ом, в результате чего ослабляется ООС и усиление каскада возрастает в 25 раз. Заметим, что величина порога срабатывания нелинейных элементов в подобных схемах также может устанавливаться с помощью источника смещения [Л. 37].

Для рассматриваемых целей может быть использована также схема, изображенная на рис. 3-23. Данное устройство включает в себя мост на резисторах (M_1), диодный мост M_2 и стабилизированный усилительный каскад L_1 . Все упомянутые узлы гальванически развязаны друг от друга. К одной из диагоналей моста M_1 подключен источник сигнала $U_{вх}$, а ко второй — управляющая сетка и катод лампы L_1 . Управляющее напряжение U_y подводится через резисторы R_6 и R_7 к диагонали диодного моста M_2 , вторая диагональ которого шунтирует сопротивление резистора R_4 , включенного в плечо моста M_1 . При $U_y=0$ мост M_1 сбалансирован, так как сопротивление шунтирующей диагонали моста M_2 велико. При этом напряжение на выходе каскада

($U_{\text{вых}}$) минимально, так как оно определяется только неточностью балансировки моста M_1 . Обычно в этом случае напряжение $U_{\text{вых}}$ не менее чем на 50 дБ ниже уровня входного сигнала [Л. 38]. Стабильность выходного напряжения зависит от точности балансировки мостов M_1 и M_2 и стабильности коэффициента усиления каскада на лампе \mathcal{L}_1 . В описываемой схеме последний стабилизирован с помощью катодного резистора R_5 , примененного в сочетании с компенсирующим напряжением $U_{\text{комп}}$.

При $U_y > 0$ уменьшается сопротивление шунтирующей диагонали моста M_2 и происходит разбалансирование моста M_1 . Напряжение сигнала на сетке лампы \mathcal{L}_1 начинает нарастать, и на выходе каскада появляется напряжение, пропорциональное величине управляющего напряжения U_y на диагонали моста M_2 .

В устройстве, выполненном на триоде типа 6Н9 и предназначенном для усиления сигналов низкой частоты, при максимальном напряжении U_y (зависит от типа диодов) уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на 12 дБ превышает уровень напряжения на входе $U_{\text{вх}}$. Таким образом, рабочий диапазон каскада составляет примерно 62 дБ. Амплитудная характеристика аттенюатора рассматриваемого типа практически линейна при изменении уровня входного сигнала в пределах ± 12 дБ от номинала. Следует отметить, что схема, изображенная на рис. 3-23, может использоваться в качестве управляемого аттенюатора лишь на сравнительно невысоких частотах. На частотах, превышающих несколько сотен килогерц, в ней начинают сильно сказываться паразитные емкости и индуктивности резисторов и монтажа. При действии дестабилизирующих факторов колебания этих реактивностей приводят к изменению фазы напряжения сигнала, подводимого ко входу лампы \mathcal{L}_1 . Вследствие этого даже при постоянстве амплитуд напряжений на входе каскада его выходное напряжение заметно изменяется.

3-5. ЛАМПОВЫЕ КАСКАДЫ С КАТОДНЫМ РЕЗИСТОРОМ И СТАБИЛИЗИРУЮЩИМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

В каскадах, стабилизированных с помощью катодного резистора R_k с увеличенным сопротивлением, при работе в экономичных режимах, т. е. при малых величинах тока I_a и крутизны S , заметно увеличивается выход-

ное сопротивление, так как $R_{\text{вых}} \approx 1/S$. Выходное сопротивление таких каскадов возрастает также в процессе старения лампы и при повышении величины сопротивления катодного резистора R_k . В катодных повторителях данное явление крайне нежелательно, так как при этом снижается эффективность их применения в качестве согласующих устройств. В какой-то мере рассматриваемый недостаток может быть ослаблен в каскадах

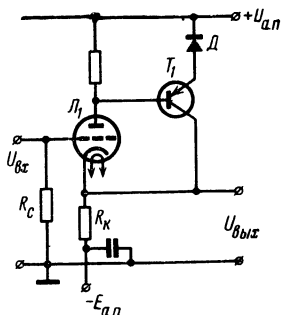


Рис. 3-24. Ламповый каскад с пониженным выходным сопротивлением.

на широкополосных лампах с «мелкой» сеткой, приближенной к катоду, у которых даже в области сгиба анодно-сеточных характеристик значение крутизны S достаточно велико. Хороший эффект получается также при параллельном соединении нескольких ламп, обеспечивающем повышение суммарной крутизны в выбранной рабочей точке. Естественно, что в этом варианте увеличиваются стоимость устройства, потребление энергии от источников питания и выделение тепла.

Более приемлемые решения рассматриваемой задачи могут быть получены при совместном применении ламп и транзисторов. Схема катодного повторителя подобного типа изображена на рис. 3-24. В этом каскаде для понижения выходного сопротивления между источником анодного питания и катодом лампы Λ_1 включены транзистор T_1 и стабилитрон D . Последний служит для стабилизации рабочего режима транзистора. Коллекторный ток транзистора в данной схеме совпадает по фазе с катодным током лампы. Выходное сопротивление каскада рассматриваемого типа меньше выходного сопротивления обычного катодного повторителя вследствие шунтирующего действия транзистора T_1 .

Коэффициент усиления каскада по напряжению близок единице. Рабочий режим его стабилизирован, а выходное сопротивление сравнительно слабо зависит от крутизны лампы S .

Совместное включение ламп и полупроводниковых приборов открывает широкие возможности. Это, в частности, можно показать на примере схемы электронного

вольтметра, изображенной на рис. 3-25,а. Прибор содержит два двойных триода, которые для уменьшения дрейфа нуля включены по балансной схеме. В описываемом устройстве применены лампы типа 12AU7 и 5751, не имеющие отечественных аналогов ($U_H=12$ в). По параметрам им близки лампы типа 6Н14П и 6Н2П ($U_H=6,3$ в).

Стабилизация балансной схемы рис. 3-25,а достигается путем включения в цепи катода ламп резисторов с большими сопротивлениями R_K (8,2 Мом и 100 ком), тогда как обычно величины сопротивлений резисторов в цепях автоматического смещения составляют единицы килоом. Для компенсации падения напряжения на сопротивлениях катодных резисторов напряжение источника анодного питания должно быть повышено до 550 в, причем отрицательный полюс источника не должен быть заземлен, так как в противном случае входные зажимы

оказались бы под напряжением, примерно равным $E_{a,н}/2$. При включении ламп L_{1a} и $L_{1б}$ по схемам катодных повторителей напряжение, падающее на резисторах с сопротивлением 8,2 Мом, приложено к сеткам ламп L_{22} и $L_{2б}$. При этом постоянное напряжение в цепях сеток этих ламп примерно равно напряжению на сетках первых ламп и при отсутствии входного сигнала оно близко нулю.

Лампа L_1 работает в облегченном режиме. Рабочая точка ее находится в области нижнего сгиба анодно-сеточной характеристики, анодный ток уменьшен по

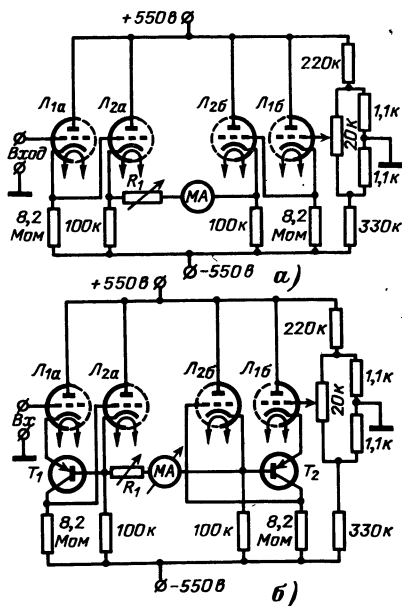


Рис. 3-25. Схемы балансных электронных вольтметров.

а — со стабилизацией при помощи резисторов в катодных цепях; б — с дополнительными стабилизирующими транзисторами.

сравнению с табличными данными и сеточный ток незначителен. Лампа L_2 работает в нормальном режиме. Напряжение автоматического смещения на ее сетках определяется разностью падения напряжений на соответствующих катодных резисторах сопротивлением $8,2 \text{ Мом}$ и 100 ком . Источник анодного напряжения стабилизирован. Поэтому потенциалы катодов ламп L_{1a} и L_{1b} и сеток ламп L_{2a} и L_{2b} стабильны. Для компенсации влияния колебаний питающих напряжений служит делитель, включенный на входе лампы L_{1b} . Суммарное сопротивление его примерно равно 550 ком , а величина протекающего в общей цепи тока составляет 1 ма (учитывая, что в рассматриваемом случае $E_a = 550 \text{ в}$).

Так как потенциал сетки лампы L_{1b} близок нулю, то напряжение на участке сетка — анод ее равно падению напряжения на сопротивлении верхнего плеча делителя, составляющем примерно 220 ком , т. е. оно составляет примерно 220 в . Напряжение на участке сетка — катод этой лампы не превышает нескольких вольт. Следовательно, падение напряжения на каждом из сопротивлений катодных резисторов примерно равно 330 в . Ток в катодной цепи лампы L_{1a} (L_{1b}) примерно равен 40 мка , а ток в цепи катода L_{2a} (L_{2b}) $3,3 \text{ ма}$.

Точность показаний вольтметра в описанной балансной схеме в процессе эксплуатации зависит от стабильности коэффициента усиления по напряжению каскадов на лампах L_{1a} и L_{1b} и выходного сопротивления каскадов на лампах L_{2a} и L_{2b} . Коэффициент усиления лампы L_{1a} весьма стабилен вследствие полной ООС и большого сопротивления катодного резистора ($8,2 \text{ Мом}$). Коэффициент усиления лампы L_{2a} при отключенной нагрузке также стабилен, но ее выходное сопротивление увеличивается со временем вследствие постепенного уменьшения крутизны.

Прибор, выполненный по схеме рис. 3-25,а, обеспечивает измерение подводимых к его входу напряжений величиной до $1,5 \text{ в}$ при добавочном сопротивлении резистора R_1 в цепи миллиамперметра (mA) со шкалой $0—1 \text{ ма}$ порядка 1500 ом . Уменьшение первоначальной крутизны ламп вдвое, вызванное уменьшением эмиссии катода и ослаблением управляющего действия сеток в процессе старения, если не принять специальных мер, привело бы к удвоению их выходных сопротивлений и занижению отсчета измеряемого напряжения примерно

на 30% [Л. 39]. Включение в катоды ламп L_{1a} и L_{1b} транзисторов T_1 и T_2 (см. схему рис. 3-25,б) приводит к уменьшению выходного сопротивления ламп L_{2a} и L_{2b} , так как потенциалы их сеток теперь определяются сопротивлением переходов транзисторов и крутизна ламп резко возрастает. При уменьшении в данном случае начальной крутизны ламп L_{2a} и L_{2b} в 2 раза выходное сопротивление каждого плеча все равно остается малым и точность отсчета вольтметра не нарушается. Включение транзисторов в катоды ламп L_{1a} и L_{1b} не влияет на коэффициент усиления входных каскадов, так как входное сопротивление (со стороны эмиттера) остается практически неизменным. Коэффициент усиления таких каскадов близок единице и весьма стабилен.

В описанной схеме не предъявляются сколь-либо жесткие требования к стабильности параметров транзисторов. Напряжение на переходе база—коллектор

каждого из транзисторов определяется разностью падения напряжения на сопротивлениях катодных резисторов ламп L_{1a} (L_{1b}) и L_{2a} (L_{2b}) и не превышает 6 в, а ток коллектора примерно равен анодному току первой лампы. Описанная схема позволяет получить высокостабильный вольтметр, не требующий калибровки даже при работе с лампами, нормальный срок службы которых значительно превышен, т. е. при уменьшении их крутизны вдвое.

Весьма эффективно может быть применен транзистор также во многих двухтактных схемах с общим катодным резистором (в том числе выполненных на двойных лампах с общим катодом) для обеспечения стабильной разности напряжений между анодами ламп. В данных схемах наличие связи через резистор R_K приводит к появлению разности потенциалов между анодами при любом рассогласовании токов ламп.

Схема подобного каскада изображена на рис. 3-26. Данная схема позволяет значительно ослабить влияние

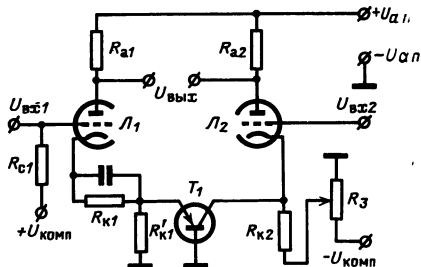


Рис. 3-26. Схема двухтактного каскада с раздельной стабилизацией плеч.

на параметры каскада различных дестабилизирующих факторов и старения ламп. Сопротивления делителя на резисторах $R_{к1}$ и $R'_{к1}$ и резистора $R_{к2}$ обеспечивают такой режим работы транзистора T_1 , при котором связь между катодами ламп соответствует нормальному режиму работы двухтактного каскада с общим катодным резистором. Чем выше усиление транзистора, тем больше коэффициент деления цепочки резисторов $R_{к1}—R'_{к1}$. Величины сопротивлений катодных резисторов ламп увеличены, и каждая из ламп стабилизирована, что повышает стабильность $U_{вых}$. Требуемые величины компенсирующих напряжений ламп обеспечиваются: для левой лампы от источника сигнала или от отдельного источника ($+U_{комп}$), а для правой лампы от источника $-U_{комп}$, подключенного к цепи катода. Для подстройки режима работы каскада служит резистор R_3 . Падение напряжения на этом резисторе должно превышать падение напряжения на резисторе $R_{к2}$ с тем, чтобы на коллектор транзистора поступало отрицательное смещение.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИЕСЯ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

4.1. ОСОБЕННОСТИ СТАБИЛИЗАЦИИ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ

Работа транзисторов и ламп имеет существенные различия. В лампе при нормальном режиме работы управление анодным током осуществляется как при отрицательных, так и при положительных напряжениях на сетке, причем внутренние сопротивления между электродами весьма значительны. Транзистор характеризуется относительно сильной внутренней обратной связью, токи всех электродов его взаимозависимы, а входное сопротивление значительно меньше, чем у электронных ламп. Работа транзистора происходит в более ограниченной, чем у ламп, области напряжений смещения на управляющем электроде. Как уже упоминалось в гл. 1, параметры транзисторов обычно имеют значительный производственный разброс и в сильной степени зависят от рабочего режима на постоянном токе, температуры и

120

старения [Л. 53]. Для предотвращения нежелательных последствий влияния этих факторов в радиоэлектронной аппаратуре на транзисторах применяют различные способы стабилизации ее рабочих режимов и параметров [Л. 40]. Эти способы в какой-то мере подобны применяемым для стабилизации ламповых каскадов. Наиболее универсальным средством для ослабления всех видов нестабильностей является введение отрицательной обратной связи.

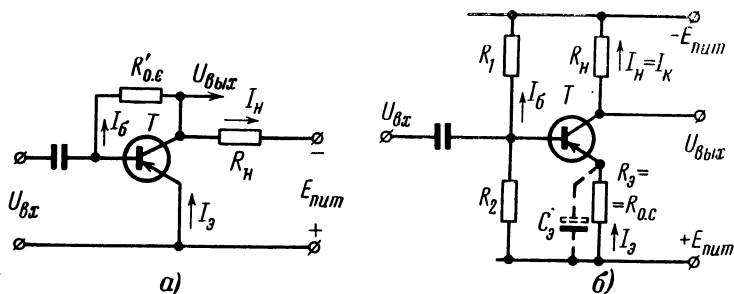


Рис. 4-1. Усилительные каскады на транзисторах с цепями отрицательной обратной связи.

а — параллельной; б — последовательной.

На рис. 4-1 приведены наиболее распространенные схемы стабилизированных усилительных каскадов на транзисторах с последовательной и параллельной отрицательной обратной связью. Каскады с обратной связью на транзисторах имеют ряд отличий от аналогичных схем стабилизированных каскадов на лампах.

Как ламповые, так и транзисторные схемы со стабилизирующими элементами основаны на автоматическом изменении рабочего режима по постоянному току путем соответствующего выбора рабочей точки и ее перемещения. Вместе с тем в транзисторных каскадах перемещение рабочей точки должно происходить по некоторой оптимальной траектории. В противном случае стабилизация одних параметров (например, коэффициента усиления при изменении напряжений питания) может привести к существенному ухудшению стабильности других параметров. Кроме того, условия стабилизации параметров каскадов при положительных и отрицательных температурах могут оказаться несовместимыми. Упомянутые вопросы подробно освещены в [Л. 40].

Схема каскада с параллельной отрицательной обратной связью, изображенная на рис. 4-1,а, нашла широкое применение в простейших стабилизированных усилителях с минимальным количеством используемых деталей (например, в усилителях слуховых аппаратов). Несмотря на внешнюю простоту, ее настройка и стабилизация сопряжены с известными трудностями, так как стабилизация и установление требуемого рабочего режима производятся с помощью одного и того же резистора $R'_{o.c.}$, включенного непосредственно между коллектором и базой. Любые изменения коллекторного напряжения передаются в противофазе в цепь базы, что создает условия для автоматической стабилизации положения рабочей точки усилительного каскада. Сопротивление резистора отрицательной обратной связи можно определить так:

$$R'_{o.c.} \approx \frac{U_{кр} - U_б}{I_б} \quad (4-1)$$

или, учитывая, что обычно $U_{кр} \gg U_б$,

$$R'_{o.c.} \approx \frac{U_{кр}}{I_б}, \quad (4-2)$$

где $I_б$ — ток базы; $U_{кр}$ — напряжение на коллекторе, соответствующее выбранной рабочей точке.

Эффективность стабилизации рабочей точки в рассматриваемом каскаде зависит от сопротивления нагрузки по постоянному току, так как

$$U_{кр} = E_{пит} - (I_{к} + I_б) R_{н}. \quad (4-3)$$

Каскаду с параллельной отрицательной обратной связью присущи следующие недостатки:

если сопротивление нагрузки постоянному току невелико, то эффективность действия обратной связи становится малой и такой каскад становится подобным каскаду с фиксированным смещением;

не всегда удается совместить оптимальные условия работы каскада с требуемой стабильностью.

Качество стабилизации при этом можно охарактеризовать коэффициентом неустойчивости рабочего режима S , определяемого в виде

$$S = \frac{dI_{к}}{dI_{к0}}, \quad (4-4)$$

где I_K и I_{K0} — соответственно прямой и обратный токи коллектора.

Для схемы рис. 4-1,а коэффициент неустойчивости [Л. 40]

$$S_1 = \frac{1 + \frac{R'_{o.c.}}{R_H}}{1 + (1 - \alpha) \frac{R'_{o.c.}}{R_H}}. \quad (4-5)$$

Здесь α — коэффициент передачи тока эмиттера транзистора; R_H — сопротивление нагрузки в цепи коллектора на постоянном токе. В схеме каскада, изображенной на рис. 4-1,б, отрицательная обратная связь вводится с помощью резистора $R_{o.c.}$, включенного в цепь эмиттера, а подача необходимого смещения обеспечивается с помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 . Коэффициент неустойчивости такого каскада

$$S_2 = \frac{1 + \frac{R_o}{R_1} + \frac{R_o}{R_2}}{1 - \alpha + \frac{R_o}{R_1} + \frac{R_o}{R_2}}. \quad (4-6)$$

Схема, изображенная на рис. 4-1,б, в известной мере аналогична схеме универсального лампового каскада с катодным резистором. В транзисторном каскаде роль последнего играет резистор R_o в цепи эмиттера. Делитель на резисторах R_1 и R_2 подобен делителю на сопротивлениях, с помощью которого к сетке лампы подводится компенсирующее напряжение необходимой величины. Более высокая стабильность параметров достигается в каскадах с последовательно-параллельной обратной связью [Л. 40]. Иногда для повышения стабильности рабочей точки транзисторного каскада в цепи смещения и ООС включают терморезисторы.

Стабильность всех приведенных схем тем выше, чем меньше величины сопротивлений резисторов цепей смещения и больше сопротивления резисторов в цепях эмит-

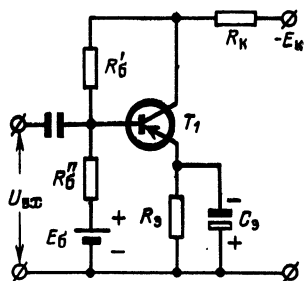


Рис. 4-2. Схема транзисторного каскада с отдельным источником базового смещения.

тера и нагрузки. Выбор оптимальных режимов стабилизации, как правило, приводит к значительным потерям усиления. Более гибкой в этом отношении является схема, изображенная на рис. 4-2, в которой введены параллельная ООС и отдельный источник базового смещения (E_6). Высокая стабильность рабочей точки в таком каскаде достигается подбором величины резистора R'_6 , а сама рабочая точка устанавливается с помощью резистора R''_6 и напряжения смещения E_6 . Недостатком данной схемы является наличие второй батареи. Если последнюю подключить аналогичным образом в схеме рис. 4-1,б между резистором R_2 и «землей», то получим схему, весьма сходную с ламповой, стабилизированной с помощью резистора R_k и компенсационного напряжения $+U_{\text{комп}}$. Недостатком данной схемы, как и описанной ранее, является необходимость иметь второй источник напряжения.

4-2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АНАЛОГИ САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИХСЯ ЛАМПОВЫХ КАСКАДОВ

В специальной технической литературе можно найти транзисторные аналоги большинству ламповых самостабилизирующихся каскадов и устройств. Это обусловлено тем, что методы стабилизации транзисторных каскадов во многом аналогичны методам, разработанным ранее для ламповых каскадов. Однако прямое копирование возможно лишь в частных случаях, когда дестабилизирующие воздействия (особенно изменения температуры)

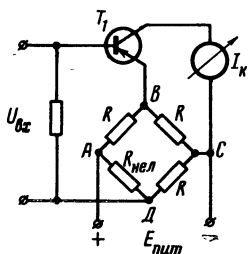


Рис. 4-3. Схема УПТ на транзисторе, стабилизированная с помощью моста с нелинейным резистором.

незначительны. Ниже приводятся схемы стабилизированных каскадов на транзисторах, в которых обеспечивается одновременно ослабление влияния изменений температуры окружающей среды и питающего напряжения. Рассмотрим схемы с нелинейными резисторами, аналогичные по структуре ламповым схемам. На рис. 4-3 изображена схема однокаскадного усилителя постоянного тока на транзисторе, в эмиттерную цепь которого включен мост, состоящий из трех омических резисторов R и одного нелинейного $R_{\text{нел}}$. Со-

противление последнего увеличивается при уменьшении приложенного к нему напряжения. Мост балансируется при номинальном напряжении источника $E_{пит}$ путем подбора сопротивлений омических резисторов R . Колебания напряжения питания приводят к изменению сопротивления нелинейного резистора $R_{нел.}$, в результате чего рабочая точка каскада автоматически перемещается таким образом, что усиление его остается примерно постоянным. Иногда подобные каскады, так же как и ламповые, называют каскадами с «плавающей» рабочей точкой [Л. 40]. При экспоненциальной форме вольт-амперной характеристики нелинейного резистора и изменении питающего напряжения на 40% погрешность измерительного прибора, содержащего подобный усилитель, возрастает не более чем на 2% [Л. 41].

Приведем несколько примеров транзисторных аналогов ламповых стабилизированных каскадов, описанных в предыдущих главах. На рис. 4-4 изображена схема RC -генератора, работающего в диапазоне частот от 15 гц до 60 кгц при применении сменных конденсаторов C_1 и C_2 емкостью: 0,005; 0,02; 0,2 и 20,0 мкф, рабочий режим которого стабилизирован с помощью лампочки накаливания L_1 [Л. 42]. Последняя включена в цепь отрицательной обратной связи последовательно резистору R_2 . Напряжение ООС из эмиттерной цепи транзистора T_3 через конденсатор емкостью 1 000 мкф подается на лампочку L_1 . Кроме того, для стабилизации рабочего режима в цепях эмиттеров всех транзисторов включены резисторы местной ООС. Благодаря перечисленным мерам выходной уровень генератора изменяется не бо-

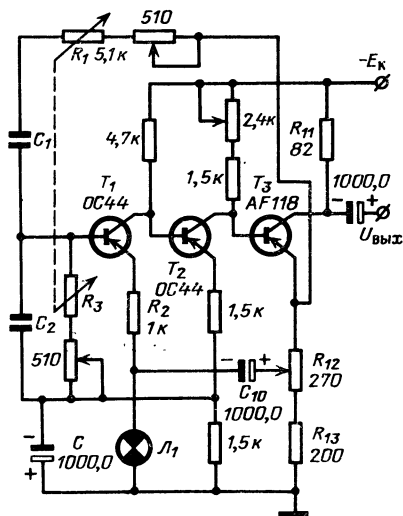


Рис. 4-4. Схема транзисторного генератора с лампочкой накаливания в цепи ООС.

лее чем на 1 дБ на всех поддиапазонах при изменении напряжения E_k от 21 до 25 в и температуры окружающей среды от +10 до +35°С. Нормальным режимом работы лампочки накаливания является такой, при котором ее нить слабо светится в темноте (при номинальном напряжении питания каскада). Срок службы лампочки

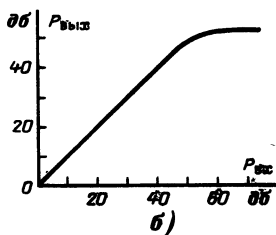
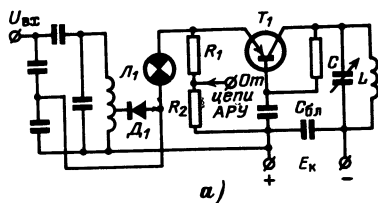


Рис. 4-5. Транзисторный каскад с защитой от перегрузки.

а — схема каскада; б — амплитудная характеристика.

при этом значительно возрастает и доходит до десятков тысяч часов.

В схеме рис. 4-5,а лампочка накаливания включена одновременно в цепи местной и межкаскадной ООС. Когда напряжение сигнала ($U_{вх}$) увеличивается, сопротивление нити лампочки L_1 растет и выходное напряжение остается примерно постоянным. Этому способствует также изменение величины напряжения, которое вводится в цепь эмиттера транзистора T_1 с диода D_1 в виде дополнительного смещения. При повышении напряжения питания сопротивление нити лампочки накаливания

также растет, чем обеспечивается стабилизация рабочего режима каскада на постоянном токе вследствие увеличения глубины ООС. Дополнительное воздействие на стабильность каскада оказывает схема АРУ, с выхода которой поступает стабильное по амплитуде управляющее напряжение. Устройство, выполненное по схеме рис. 4-5,а, может быть использовано для ограничения сигналов с целью защиты от перегрузок. Его амплитудная характеристика приведена на рис. 4-5,б, где $P_{вх}$ и $P_{вых}$ — соответственно уровни сигнала на входе и выходе каскада. Нетрудно видеть, что амплитудная характеристика линейна при $P_{вх} \leq 50$ дБ; при более высоких входных уровнях наступает ограничение [Л. 43].

Транзисторный аналог простой ламповой схемы АРУ изображен на рис. 4-6. В схеме применены два встречно

включённых диода D_1 и D_2 , выполняющих функции резистора с нелинейным сопротивлением. Трансформатор Tr и омический резистор R необходимы для согласования сопротивления R_3 с сопротивлением нагрузки. Рассматриваемая схема усиливает только сигналы, напряжение которых превышает пороговый уровень, и в ряде случаев может улучшать отношение сигнал/шум [Л. 44].

По структуре и обеспечиваемым возможностям транзисторный каскад, схема которого изображена на рис. 4-7, подобен каскаду на лампе, схема которого приведена на рис. 3-22,а. Отличие состоит лишь в том, что изменена полярность включения диода D .

Как уже отмечалось транзисторные каскады с двумя источниками питания обладают более высокой стабильностью, чем каскады с общим источником. На рис. 4-8 приведена схема каскада такого типа. Параметры его слабо зависят от изменения напряжений питания

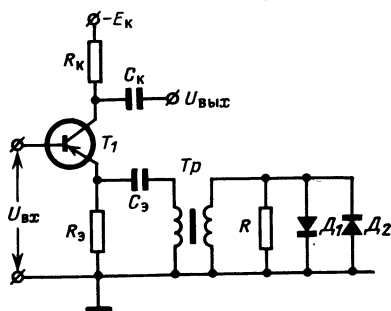


Рис. 4-6. Каскад с АРУ, осуществляемой с помощью встречно включенных диодов.

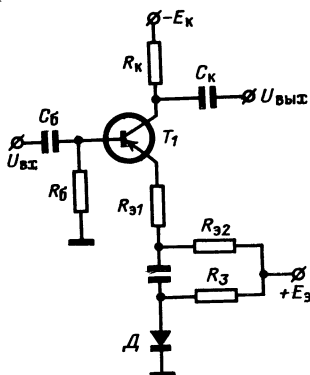


Рис. 4-7. Схема транзисторного каскада, стабилизированного с помощью дополнительного источника смещения, диода и эмиттерного резистора.

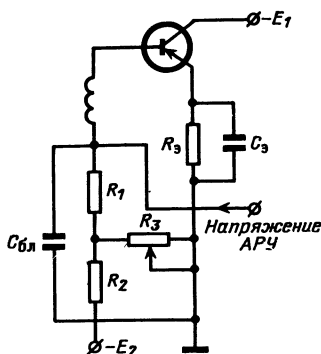


Рис. 4-8. Схема транзисторного каскада с эмиттерным резистором и двумя источниками питания.

и сопротивления нагрузки. Наличие второго источника питания в цепи базы транзистора создает условия для поддержания более высокой стабильности рабочей точки. Этому же в какой-то мере способствует подача дополнительного смещения со стороны устройства АРУ. Многие из приемов стабилизации ламповых УПТ почти полностью приняты транзисторной техникой. Так, например, одной из наиболее стабильных ламповых схем УПТ является балансная схема на двоянных лампах с общим катодом (типа изображенных на рис. 2-17 и 2-18), у которой вторая лампа компенсирует действие различных дестабилизирующих факторов. Применение аналогичного метода в транзисторных схемах потребовало создания двоянных транзисторов, которые были разработаны как в обычном, так и в микроисполнении. В качестве примера на рис. 4-9 приведена схема усилительного каскада на двоянном микротранзисторе [Л. 57].

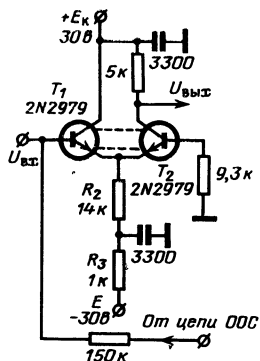


Рис. 4-9. Схема каскада на двоянном транзисторе с автоподстройкой рабочего режима по постоянному току.

($\Delta E_{\text{пит}}$, Δt^0) и ввода напряжения от устройства АРУ. Цепь эмиттера транзистора T_1 имеет развязку от «земли» с помощью резисторов R_2 и R_3 , которые соединяют цепи эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 с зажимом источника $-E$, назначение которого аналогично назначению источника $+U_{\text{комп}}$ в ламповых схемах. Легко видеть, что любое изменение режима транзистора T_1 приводит к практически тождественному, но обратному по знаку изменению режима транзистора T_2 . В схемах прецизионных УПТ, так же как и в ламповых схемах соответствующего назначения, специально стабилизируется и ток, протекающий через резисторы R_2 и R_3 (рис. 4-9).

Аналогия с ламповыми схемами становится еще более полной для устройств на полевых транзисторах, так как вольт-амперные характеристики их близки по характеру соответствующим характеристикам ламп. Это

обусловлено тем, что цепь эмиттера полевого транзистора слабее зависит от режимов других электродов, чем цепь управляющего электрода обычного транзистора, и во многом подобна цепи сетки лампы. Данное положение особенно характерно для полевых транзисторов с изолированным затвором. Схема стабилизированного генератора на полевом транзисторе изображена на рис. 4-10 (схема Колпитца). Активный элемент генератора стабилизируется с помощью цепи ООС, реализуе-

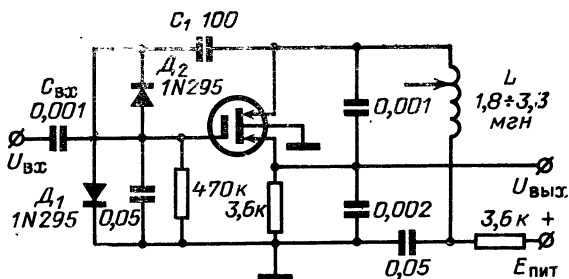


Рис. 4-10. Схема стабилизированного генератора на полевом транзисторе.

мой с помощью цепочки $C_1—D_1—D_2$, через которую подается напряжение смещения на затвор транзистора, пропорциональное $U_{\text{вых}}$. Данная схема может использоваться также в качестве усилителя мощности, если на ее вход подать сигнал от внешнего источника. При этом выходное напряжение усилителя будет стабилизировано, а влияние изменений сопротивления нагрузки и питающего напряжения ослаблено. Важным преимуществом схемы рис. 4-10 является малый коэффициент гармоник выходного напряжения. Полевые транзисторы могут также применяться в качестве управляемых сопротивлений в каскадах с АРУ, аттенюаторах и т. п.

Важным преимуществом полевых транзисторов является низкий собственный уровень шумов, что эффективно используется во входных каскадах. Современные прецизионные стабилизированные генераторы на полевых транзисторах, как и генераторы на лампах, представляют собой достаточно сложные устройства, содержащие три-четыре транзистора (генератор, буферный каскад, схему сравнения с опорным напряжением) [Л. 55, 56]. В подобных устройствах, охваченных общей петлей ООС, колебание уровня входного сигнала не превышает сотых

долей процента. Данные схемы практически аналогичны ламповым, но имеют ряд преимуществ, так как более экономичны, долговечны и надежны. Практический интерес представляет балансная схема усилителя на полевых транзисторах, используемая в современных электронных

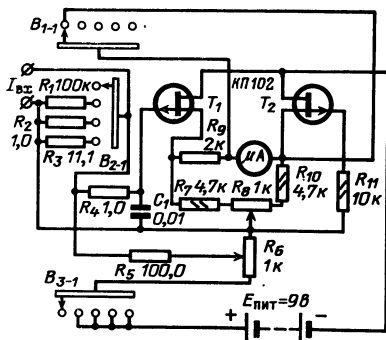


Рис. 4-11. Стабилизированный балансный усилитель на полевых транзисторах для гальванометра.

гальванометрах (рис. 4-11). До последнего времени для этой цели применялись специальные электрометрические лампы. В схеме рис. 4-11 при применении полевых транзисторов типа КП102 обеспечивается измерение токов величиной от 0,2 на до 10 мкА. Она стабильно работает при изменении питающего напряжения от 8 до 12 В и в этом отношении значительно превосходит аналогичные ламповые схемы. Измерительный прибор типа М-24 на 100 мкА в рассматриваемой схеме включен в цепи истоков транзисторов через резистор R_9 , предназначенный для защиты прибора от перегрузки. Калибровка гальванометра обеспечивается с помощью резисторов R_7 , R_8 , R_9 и R_{10} . В цепи затвора транзистора включен фильтр (R_4 , C_1), защищающий его от попадания переменных напряжений, наводок и перегрузок. Компенсация отрицательного смещения, возникающего за счет тока затвора, обеспечивается с помощью резистора R_6 .

Гальванометр имеет следующие пределы измерений: 10 нА (при входном сопротивлении $R_{вх}=100 \text{ Мом}$), 100 нА (при $R_{вх}=10 \text{ Мом}$), 1 мкА (при $R_{вх}=1 \text{ Мом}$) и 10 мкА ($R_{вх}=100 \text{ ком}$). Падение напряжения на входном сопротивлении прибо-

дов

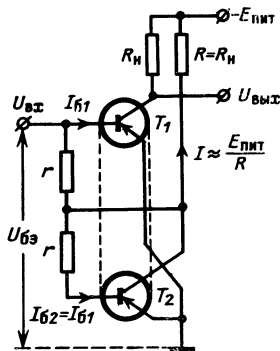


Рис. 4-12. Эквивалентная схема стабилизированного усилительного каскада в интегральном исполнении.

ра не превышает 1 в. При изменении питающего напряжения от 12 до 8 в погрешность измерений не превышает 5% [Л. 86].

В заключение рассмотрим метод стабилизации схем в интегральном исполнении, заимствованный из ламповой техники. В интегральных схемах не удастся реализовать стабилизацию с помощью резистора в цепи эмиттера, так как необходимо шунтирование его конденсатором значительной емкости. Для стабилизации рабочей точки в подобных случаях целесообразно применить схему, аналогичную схеме с дополнительной стабилизирующей лампой [Л. 59]. Эквивалентная схема усилителя рассматриваемого типа изображена на рис. 4-12. В ней цепь базы транзистора T_1 через резисторы связана с цепью базы компенсирующего транзистора T_2 . Процессы, вызываемые изменениями окружающей температуры и напряжения питания на переходах транзисторов T_1 и T_2 , одинаковы, но противоположны по знаку. Так как напряжение $E_{пит} \gg U_{бэ}$, падения напряжения на резисторах r равны; примерно равны и базовые токи. При физической идентичности транзисторов, сопротивлений резисторов нагрузок и условий работы транзисторов токи коллекторов их стабильны.

4-3. САМОСТАБИЛИЗИРУЮЩИЕСЯ КАСКАДЫ, СПЕЦИФИЧНЫЕ ДЛЯ ТРАНЗИСТОРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Наряду с аналогами, имеется также класс схем, специфичных для транзисторной техники.

Одним из наиболее эффективных методов стабилизации, присущим транзисторной электронике, является автоподстройка режима в усилителях с гальваническими междукаскадными связями. Такие усилители содержат небольшое число элементов и обеспечивают усиление широкой полосы частот. Значительным преимуществом схем с автоподстройкой режима является исключение базовых делителей, резисторов местной ООС и переходных конденсаторов. Имеющее место при этом уменьшение расхода тока источника питания особенно важно для портативной переносной аппаратуры.

К числу недостатков данных схем относятся чувствительность к изменениям температуры и склонность к самовозбуждению при неправильном подборе режима, особенно в момент включения источника питания. Для устранения последнего недостатка в цепи коллекторного

питания включаются RC -фильтры [Л. 48]. Постоянные времени этих фильтров рассчитываются таким образом, чтобы между соседними каскадами имели место фазовые сдвиги определенной величины, в результате чего кольцевая связь каскадов в момент включения оказы-

вается временно нарушенной.

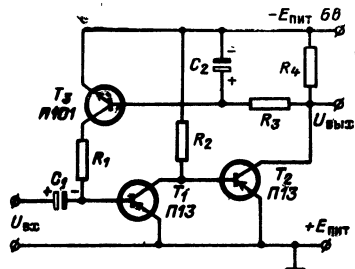


Рис. 4-13. Схема транзисторного каскада с автоподстройкой рабочего режима и УПТ в цепи ООС.

Благодаря перечисленным преимуществам методы стабилизации с автоподстройкой режима нашли большое распространение в транзисторных устройствах, микромодулях, а также в гибридных и интегральных схемах. Как правило, в подобных устройствах петля ООС охватывает ряд каскадов, так как местные петли ООС сравнительно мало эффективны. Иногда для усиления

ООС вводятся специальные УПТ. В усилителе с автоподстройкой режима, схема которого изображена на рис. 4-13, транзисторы T_1 и T_2 являются усилительными, а транзистор T_3 включен в цепь ООС. Эффективная стабилизация коэффициента усиления обусловлена тем, что ООС реагирует даже на малейшие изменения напряжения $U_{\text{вых}}$, имеющие место при колебаниях температуры или напряжения питания. Настройка схемы производится подбором сопротивления резистора R_3 [Л. 45]. Авто-

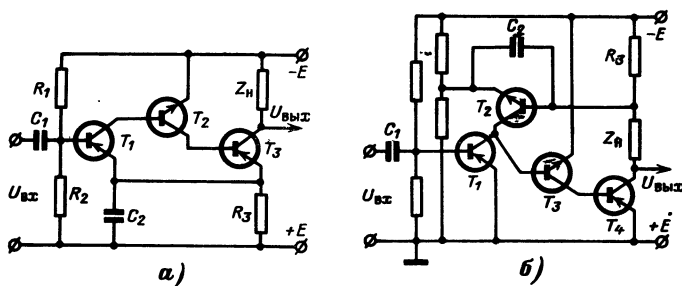


Рис. 4-14. Схемы усилителей с автоподстройкой рабочего режима.

а — с выходным каскадом на составном транзисторе; *б* — с УПТ в цепи отрицательной обратной связи и составным транзистором в выходном каскаде.

подстройка режима особенно эффективна в схемах с составными транзисторами, а также при применении транзисторов с различными типами проводимости [Л. 45, 46].

Как видно из рис. 4-13, транзистор T_3 (П101), включенный в цепь ООС в качестве УПТ, имеет проводимость $n-p-n$. Благодаря этому облегчается согласование цепи ООС с цепью смещения базы транзистора T_1 и улуч-

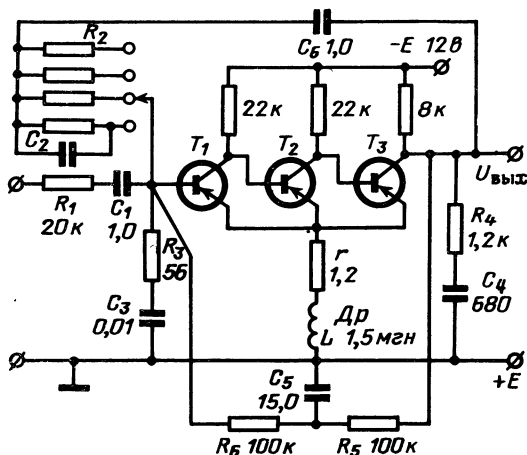


Рис. 4-15. Усилитель с автоподстройкой рабочего режима и многопетлевой ООС.

шается температурная стабильность. На рис. 4-14 приведены две разновидности схем с составными транзисторами различного типа проводимости. В схеме рис. 4-14,а рабочий режим первого каскада (T_1) задается с помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 , а стабилизация его рабочего режима обеспечивается с помощью ООС, снимаемой с сопротивления резистора R_3 . При этом обратная связь на переменном токе ослабляется конденсатором C_2 .

Второй каскад включен по каскадной схеме на транзисторах T_2 и T_3 , имеющих различные типы проводимости. Напряжение ООС, вводимое в цепь эмиттера T_1 с резистора R_3 , в некоторых случаях может оказаться недостаточным, так как сопротивление резистора R_3 обычно меньше сопротивления нагрузки. При необходимости повышения глубины ООС в ее цепь включается УПТ.

На рис. 4-14,б приведена схема двухкаскадного усилителя с выходным каскадом на составном транзисторе.

Отличие этой схемы от схемы рис. 4-14,а заключается в том, что напряжение ООС, снимаемое с делителя $R_3-Z_{\text{в}}$, усиливается транзистором T_2 . Так как последний включен в коллекторную цепь транзистора T_1 , то при изменении его сопротивления в зависимости от величины напряжения ООС изменяются нагрузка в цепи коллектора T_1 и соответственно напряжение на выходе усилителя.

Усилители на составных транзисторах разного типа проводимости (например, сочетание П13—П101), выполненные по схеме рис. 4-14,а, сохраняют работоспособность при изменениях напряжения питания вдвое от номинала, тогда как обычные транзисторные усилители рассчитаны на работу при колебаниях питающего напряжения в пределах $\pm 15\%$ [Л. 47].

В усилителях с автоподстройкой рабочего режима может быть осуществлена многопетлевая ООС, как это, например, имеет место в схеме рис. 4-15, выполненной на транзисторах типа ОС201 [Л. 49]. В данной схеме действуют три петли ООС: первая, осуществляемая через резисторы R_5 , R_6 и конденсатор C_5 , стабилизирует рабочий режим по постоянному току; вторая цепь ООС по переменному току, осуществляемая через дроссель Dp и резистор r , способствует стабилизации коэффициента усиления по напряжению и входного сопротивления; наконец, третья петля ООС по напряжению, осуществляемая через конденсаторы C_6 и цепь, состоящую из конденсатора C_2 и набора сменных сопротивлений (на рис. 4-15 обозначены через R_2), способствует стабилизации коэффициента усиления по току и выходного сопротивления. С помощью цепочки R_2C_2 обеспечивается также ступенчатая регулировка усиления (в 2, 5, 10, 20 и 25 раз). Для коррекции частотной характеристики, наряду с петлями ООС, используются цепи R_1C_1 , R_3C_3 и R_4C_4 .

Рассмотренные схемы с автоподстройкой рабочего режима позволяют также ослабить влияние производственного разброса параметров транзисторов, что очень важно при массовом производстве радиоэлектронной аппаратуры. Они могут работать практически на любых работоспособных транзисторах, отладка их весьма проста.

Как уже отмечалось, важное значение для стабилизации устройств с автоподстройкой рабочего режима имеет применение транзисторов разной проводимости.

Не меньшую роль играет также выбор типов германиевых или кремниевых транзисторов применительно к конкретным условиям их работы в аппаратуре.

Во многих случаях предпочтительнее использовать кремниевые транзисторы. О некоторых их преимуществах уже было сказано в гл. 1. Здесь необходимо сделать несколько замечаний. Кремниевые транзисторы обычно имеют более высокую надежность, чем германиевые. Они позволяют легче выполнить схемы с непосредственными связями между каскадами, особенно при наличии автоподстройки режима. Наконец, максимальная рабочая температура их значительно выше, чем у германиевых транзисторов. Однако для работы кремниевых транзисторов в целом ряде случаев требуется обеспечить сравнительно большое напряжение базового смещения ($\approx 0,6$ в). Относительная величина обратного тока коллектора $I_{К0}$ у германиевых и кремниевых транзисторов изменяется примерно одинаково [Л. 40], однако сама величина данного тока при нормальной ком-

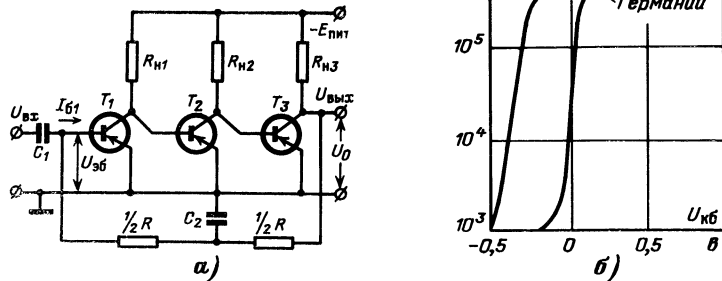


Рис. 4-16. Усилитель на кремниевых транзисторах с автоподстройкой рабочего режима.

а — схема усилителя; б — зависимость сопротивления коллектора германиевых и кремниевых транзисторов от напряжения коллектор — база.

натной температуре у кремниевых транзисторов обычно на порядок меньше, чем у германиевых. По этой причине многие типы каскадов на кремниевых транзисторах (например, ОС201 и ОС202) имеют прямые аналоги с ламповыми схемами.

Зависимость величины напряжения коллектор—база ($U_{Кб}$) от температуры при постоянном токе коллектора у кремниевых транзисторов имеет крутизну около $2,5\text{--}3$ мв, а у германиевых порядка $1,5\text{--}2$ мв на 1°C , однако максимальная рабочая температура переходов кремниевых транзисторов превышает $+150^\circ\text{C}$, в то время как у германиевых транзисторов она составляет $85\text{--}90^\circ\text{C}$.

На рис. 4-16,а приведена схема усилителя с гальванической связью между каскадами. В данной схеме транзисторы T_1 и T_2 работают при $U_{Кб} \approx U_{бз}$, а транзистор выходного каскада T_3 — при $U_{Кб} \gg U_{бз}$. Несмотря на то, что в данном случае у транзисторов T_1 и T_2 напряжение коллектор — база $U_{Кб} \approx 0$, их коэффициент уси-

ния все же больше единицы, так как у кремниевых транзисторов, как это видно из рис. 4-16,б, сопротивление коллекторного перехода при $U_{кб} \approx 0$ значительно больше, чем у германиевых.

При применении кремниевых транзисторов сопротивление нагрузки $R_n \ll r_k(1-\alpha)$. Поэтому усиление каскада незначительно изменяется при колебаниях напряжения коллектор — база в пределах

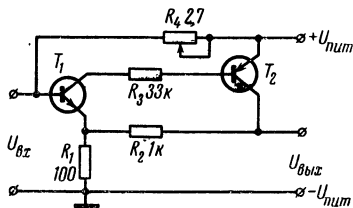


Рис. 4-17. Усилительный каскад на германиевом составном транзисторе.

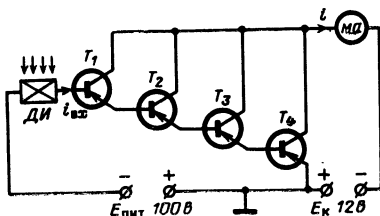


Рис. 4-18. Транзисторный усилитель, выполненный по каскадной схеме (схема на сложном составном кремниевом транзисторе).

посредством отрицательной обратной связи по напряжению, благодаря чему он характеризуется высокой стабильностью коэффициента усиления и имеет сравнительно большое входное и низкое выходное сопротивление. Подобная схема достаточно универсальна: она может применяться как для усиления постоянных, так и переменных напряжений. В последнем случае на ее входе и выходе должны быть включены разделительные конденсаторы.

Исходный режим усилителя устанавливается подбором сопротивления резистора R_4 (так называемый «режим молчания»). Коэффициент усиления усилителя составляет 20—26 дБ. В описанной схеме транзистор ОС71 иногда может быть заменен транзисторами П13 или П14, которые целесообразно использовать в сочетании с транзистором типа П10. При выполнении аналоговых усилителей на кремниевых транзисторах можно исключить резисторы, имеющиеся для регулирования рабочих режимов в схемах на германиевых транзисторах.

На рис. 4-18 приведена схема транзисторного усилителя, заменяющего многокаскадный стабилизируемый

$0 \pm 0,25$ в. Например, рабочий режим схемы рис. 4-16,а приближенно определяется следующим образом. Задается требуемый ток базы транзистора T_1 . Затем рассчитывается величина R из условия $U_0 - U_{аб} = I_{б1}R$. Изменениями $\Delta I_{к0} = f(t)$ можно пренебречь, так как абсолютная величина тока $I_{к0}$ мала, а $U_{аб} \ll U_0$.

Выполнение усилителей на германиевых транзисторах с гальваническими междукаскадными связями сопряжено со значительными трудностями ввиду сильной зависимости параметров приборов данного типа от температуры и рабочего режима. Реализация таких схем требует введения дополнительных элементов.

В качестве примера на рис. 4-17 приведена схема двухкаскадного усилителя на германиевом транзисторе T_1 типа ОС71 (отечественный аналог — транзистор П5Д) и T_2 — типа 150NU70 (отечественный аналог — П101) [Л. 50]. Усилитель охвачен междукаскадной отри-

усилитель с входным каскадом на электрометрической лампе. Данный усилитель обеспечивает коэффициент усиления по току порядка $1,3 \cdot 10^7$ [Л. 49]. Он используется в радиометре, имеющем в качестве датчика сульфидно-кадмиевое сопротивление ДИ (входной ток $i_{вх} \leq \leq 2$ мка). Начальный ток на выходе усилителя при отсутствии излучения и $t = 25^\circ \text{C}$ составляет 1,3 мка, максимальный выходной ток может достигать 25 ма.

Стабильность коэффициента усиления в описанной схеме достигается благодаря применению кремниевых транзисторов, имеющих относительно большое значение напряжения базового смещения ($U_{бэ}$) и малую абсолютную величину обратного тока коллектора. Сравнительно недавно подобные задачи решались только с помощью специальных ламп.

Как уже отмечалось, кремниевые транзисторы характеризуются малым уровнем собственных шумов (например, коэффициент шума транзистора ОС201 составляет 6 дб). Уровень шума можно еще более снизить при работе транзистора с малыми значениями коллекторного тока или при охлаждении. Вместе с тем при прочих равных условиях из-за большей допустимой температуры переходов кремниевые транзисторы позволяют рассеивать большую мощность, чем германиевые транзисторы соответствующего типа.

Усилители малых токов на кремниевых транзисторах в некоторых случаях дают возможность упростить схемы цепей питания. На рис. 4-19 изображена схема усилителя на транзисторах ОС201 для головки фотоумножителя ФЭУ, нагрузкой которого является цепь входа каскада на транзисторе T_1 . Рассматриваемый усилитель не имеет общей петли ООС, однако параметры его достаточно стабильны, так как каскады включены по схемам эмиттерных повторителей. Усилитель обеспечивает усиление по току порядка 300. С целью получения небольшой величины напряжения собственных шумов, учитывая низкие уровни сигналов от фотоумножителя (вход-

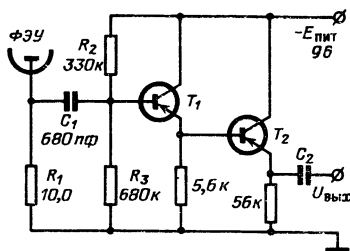


Рис. 4-19. Схема транзисторного усилителя, заменяющего каскад на электрометрической лампе.

ные токи находятся в пределах от 10^{-8} до 10^{-11} а), ток коллектора транзистора T_1 принят равным $I_K = 120$ мка.

Рассмотрим теперь некоторые особенности стабилизации интегральных схем. Ввиду высокого уровня автоматизации и совершенства технологии производства интегральных схем разброс их параметров примерно на порядок меньше, чем у соответствующих схем на транзисторах. Они характеризуются также значительно мень-

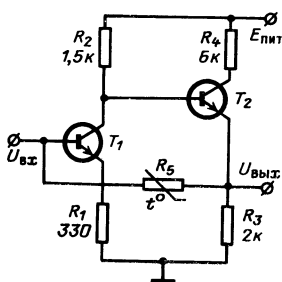


Рис. 4-20. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя в интегральном исполнении со стабилизирующим терморезистором.

шей тепловой инерционностью активных элементов и малым потреблением энергии, что позволяет резко ослабить влияние изменений температуры и напряжения питания. Для стабилизации режимов, повышения мощности и уменьшения разброса параметров подобных схем в микроэлектронике применяются: параллельное соединение нескольких активных элементов, часть из которых (например, транзисторов) используется в качестве компенсационных сопротивлений, при-

менение терморезисторов, изготавливаемых одновременно с активными элементами (например, методом эпитаксиального наращивания), а также местные и общая ООС. Благодаря этому, кроме требуемой стабильности, достигается также высокая надежность в работе, однако возрастает сложность устройств и их стоимость. Данные недостатки будут ослабляться с ростом масштабов выпуска микросхем, совершенствованием их технологии, внедрением новых технических решений.

Основным потребителем микросхем в настоящее время является вычислительная техника. Поэтому наиболее развито производство операционных усилителей и логических схем. При этом имеются известные достижения по обеспечению стабильности их параметров. Хотя в схемном отношении методы стабилизации микросхем сравнительно просты, однако они не всегда могут быть реализованы в устройствах на обычных транзисторах.

Современные дифференциальные усилители в микроисполнении, как правило, содержат на входе сдвоенный транзистор, что позволяет повысить стабильность и работать без специального инвертора. Входное сопротивление их часто превышает 1000 Мом (что выше, чем у транзисторных усилителей постоянного тока с прерывателем). Благодаря малой тепловой инерционности и общности материала

оснований их температурная стабильность на порядок выше стабильности аналогичного усилителя на дискретных транзисторах. Японская фирма «Санио» разработала метод автокомпенсации для уменьшения температурных влияний на стабильность коэффициента усиления, основанный на использовании специального резистивного элемента, создаваемого путем диффузии одновременно с базой и эмиттером основной схемы [Л. 58]. Резистор (R_5) включается, как показано на эквивалентной схеме рис. 4-20, в цепь ООС между транзисторами T_1 и T_2 . Так как все перечисленные элементы создаются из одного материала, то характер их температурных изменений $R=f(T)$ примерно идентичен. Для стабилизации параметров при колебаниях питающих напряжений необходимо применить один из описанных выше компенсационных методов.

В прецизионных и специальных многокаскадных усилителях часто необходимо реализовать петли ООС без гальванической связи между входными и выходными элементами устройства. Рассмотренные ранее решения, основанные на осуществлении развязки путем применения термисторов косвенного подогрева, являются в какой-то мере устаревшими. В современных схемах большее распространение получили лампочки накаливания, включенные в выходные цепи и используемые совместно с фототранзисторами, включенными в цепи передачи или управления предварительных каскадов. От применяемого типа и места включения данных элементов зависят амплитудные характеристики всего устройства. В принципе неэкономичные лампочки накаливания могут быть заменены электролюминесцентными конденсаторами ЭК, как это показано на рис. 4-21, на котором изображена схема самостабилизирующегося каскада с ООС на переменном токе.

Подобные конденсаторы при таких же размерах окон, как у фоточувствительных резисторов или транзисторов, на низких частотах почти не потребляют тока от управляющей цепи и не выделяют тепла. Вторым их преимуществом является возможность работы на частотах до единиц мегагерц с прямым включением в резонансные контуры. В схеме рис. 4-21 воздействие свечения ЭК на фоторезистор R_2 стабилизирует работу каскада или придает желаемые нелинейные свойства его передаточной характеристике [Л. 60]. Последнее достигается как при включении фоторезистора вместо резисторов R_2 или R_1 , так и взамен резистора R_3 или параллельно ему. Третьим преимуществом светящихся ЭК является принципиальное отличие их от лампочек: они не имеют баллона. Электролюминесцентные конденсаторы создаются напылением электролюминофора и легко komponуются с другими элементами гибридных схем.

Заметим, что построение усилителей с помощью нелинейных элементов, управляемых напряжением усилива-

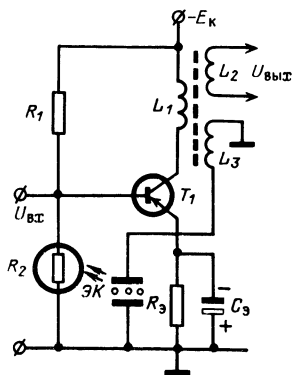
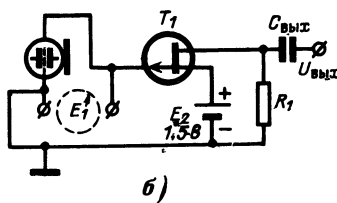


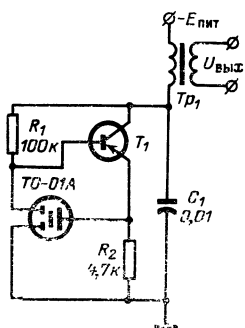
Рис. 4-21. Схема каскада с АРУ, обеспечиваемой с помощью электролюминесцентного конденсатора и фоторезистора.

а)



a — типовая; *б* — с электретом в качестве источника поляризации микрофона и полевым транзистором.

вень на выходе усилителя будет существенно изменяться. Для обеспечения постоянства выходного уровня в схеме рис. 4-22,6 применен конденсаторный микрофон, вблизи мембраны которого размещена тонкая пластинка из электрета, заменяющего источник поляризации (E_1), а усилитель выполнен на полевом транзисторе, питающемся от миниатюрной батареи ($E_2=1,5$ в), находящейся вместе с ним в корпусе микрофона. Так как входное сопротивление транзистора превышает 80 Мом и нет необходимости в преобразователе напряжения, батарея



140

E_2 может непрерывно работать около года. Опытные образцы таких микрофонов обеспечивали выходной уровень на 6 дБ выше, чем прежние образцы, и даже после двух лет работы не обнаруживали какого-либо снижения чувствительности. Работа подобных устройств без ощутимого снижения чувствительности может протекать и значительно больший срок, так как по расчетам они обеспечивают стабильное напряжение поляризации E_1 несколько десятков лет [Л. 62]. Данное обстоятельство может оказаться решающим также при проектировании других типов радиоэлектронных устройств на полевых транзисторах с малым потреблением электроэнергии.

На рис. 4-23 изображена схема каскада, в котором для стабилизации частоты применен керамический элемент ТО-01А, названный трансфильтром. По своим свойствам такой элемент подобен кварцевому, но более дешев. Пластины из специальной керамики могут работать на частотах от 50—100 гц до 10 Мгц с погрешностью не более $\pm 0,1\%$ в диапазоне температур от +20 до +60 °С. Они весьма долговечны. Частота колебаний трансфильтра за 10 лет службы изменяется не более чем на 0,2% [Л. 63].

4.4. НЕКОТОРЫЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПОСТРОЕНИЮ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ

Многие самостабилизирующиеся устройства на транзисторах реализуются с использованием двух и более источников питания. Соображения, изложенные в этой части применительно к электронным схемам на лампах, в какой-то мере справедливы и для транзисторных схем. Основными специфическими требованиями к источникам питания устройств на транзисторах являются: малое внутреннее сопротивление, так как работа их осуществляется при сравнительно низких напряжениях и больших токах, и малые пульсации напряжений, отсутствие перенапряжений, могущих повредить транзисторы. Для транзисторных схем, так же как и для ламповых, можно рекомендовать относительно простые решения, улучшающие показатели устройств питания в направлении уменьшения их габаритов и веса, снижения емкости конденсаторов фильтров и т. п.

Понижение выходного сопротивления для схем стабилизации напряжения может быть достигнуто, напри-

мер, путем замены дросселя сглаживающего фильтра транзистором, работающим в ключевом режиме. При этом в некоторых случаях удается также уменьшить емкость конденсаторов фильтра [Л. 51]. Возможен и другой путь стабилизации выходного напряжения выпрямителей,

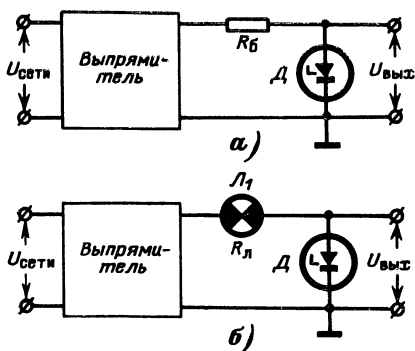


Рис. 4-24. Схема стабилизации выходного напряжения выпрямителя.

а — с балластным резистором; б — с лампочкой накаливания.

основанный на применении низковольтных стабилитронов.

Как уже отмечалось, для питания транзисторных схем требуются сравнительно большие токи при относительно малых напряжениях. Поэтому включение между выходом выпрямителя и стабилитроном омического балластного резистора $R_б$, как это обычно делается при питании ламповых устройств (см. схему рис. 2-24,а), приводит

к значительным потерям и увеличению перепада напряжения на стабилитроне $Д$. Поэтому в схеме рис. 4-24,б, предназначенной для питания транзисторных устройств, в указанной цепи в качестве балластного резистора включена нить лампочки накаливания $R_л$. В такой схеме при изменении тока в нагрузке изменяется сопротивление нити лампочки $R_л$ и поэтому напряжение на выходе выпрямителя остается примерно постоянным. Благодаря включению на выходе выпрямителя низковольтного стабилитрона сопротивление его является сравнительно небольшим. Упомянутая задача решается также в схемах стабилизаторов, изображенных на рис. 4-25, которые в какой-то мере характерны для устройств рассматриваемого типа, причем первые две схемы имеют иллюстративный характер, а третья пригодна для практического использования.

В схеме рис. 4-25,а транзистор T_1 играет роль управляемого сопротивления. Управляющие функции выполняет транзистор T_2 , в эмиттерной цепи которого находится источник опорного напряжения U_0 и резистор R_3 , причем сопротивление $R_3 \ll R_2$. Напряжение смещения на

базе транзистора T_2 в основном определяется разностью между падением напряжения на сопротивлении резистора R_5 и напряжением источника U_0 , причем при нормальной работе каскада эта разность должна быть минимальной. Например, при уменьшении выходного напряжения ($U_{\text{ВЫХ}}$) смещение на базе T_2 относительно эмиттера уменьшится, что приведет к уменьшению тока кол-

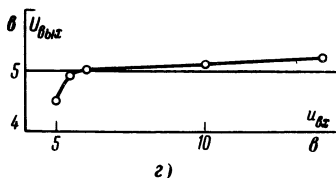
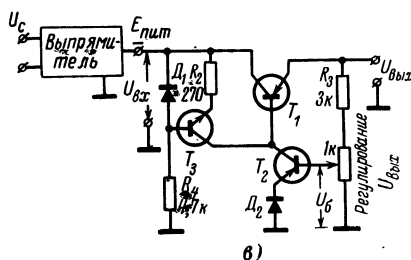
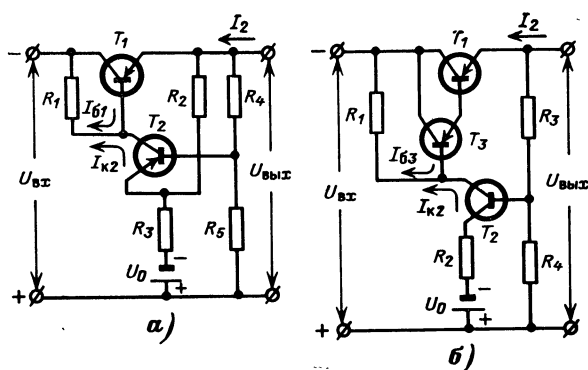


Рис. 4-25. Схемы стабилизаторов на полупроводниковых триодах с опорным напряжением. а — схема с отдельным опорным источником; б — схема с составным транзистором в качестве проходного сопротивления; в — практическая схема стабилизатора; г — характеристика выходного напряжения стабилизатора, выполненного по схеме рис 4-25, в.

лктора \bar{T}_2 и понижению потенциала базы транзистора T_1 . В результате этого сопротивление транзистора T_1 уменьшится и напряжение $U_{\text{вых}}$ возрастет. Нестабильность $U_{\text{вых}}$ при изменении сопротивления нагрузки будет тем меньше, чем выше коэффициент усиления регулирующего усилителя (T_2). Реализация подобной схемы на электронной лампе затруднений не вызывает. В транзисторном же варианте для обеспечения требуемого коллекторного тока транзистора T_2 необходимо транзистор T_1 шунтировать сопротивлением R_1 , так как нормально $i_{b1} \ll i_{k2}$. Чтобы обеспечить в каскаде на транзисторе T_1 коэффициент усиления по току $K_i \geq 50$, сопротивление резистора R_1 должно быть достаточно велико. В то же время для обеспечения требуемого тока коллектора транзистора T_2 это сопротивление должно быть по возможности меньшим. Компромиссное решение может быть найдено при условии, что транзистор T_1 выбирается более мощным, чем транзистор T_2 , или при применении взамен T_1 составного транзистора (см. рис. 4-25,б). При этом $I_{b3} \approx I_{k2}/\beta_1\beta_3$, где β_1 и β_3 — коэффициенты передачи токов базы транзисторов T_1 и T_3 .

Благодаря увеличению коэффициента усиления каскада на составном транзисторе, несмотря на малую величину тока базы I_{b3} , все же упрощается выбор резистора R_1 и появляется возможность поднять усиление каскада на транзисторе T_2 по напряжению с целью улучшения качества стабилизации [Л. 61]. На рис. 4-25,в приведена практическая схема стабилизатора, в котором взамен резистора R_1 включено регулируемое сопротивление (транзистор T_3), а в качестве источника опорного напряжения каскада на транзисторе T_2 применен стабилитрон D_2 (в отдельных случаях кремниевые диоды типа Д101—1ЛЗ или Д219—220).

Выходное сопротивление каскада на транзисторе T_3 , стабилизированного с помощью стабилитрона D_1 , автоматически изменяется при колебаниях входного напряжения $U_{\text{вх}}$, что приводит к автоматическому регулированию усиления каскада на транзисторе T_2 , т. е. к улучшению качества стабилизации. Зависимость $U_{\text{вых}} = \Phi(U_{\text{вх}})$ для схемы рис. 4-25, в приведена на рис. 4-25,г. Выходное напряжение стабилизатора $U_{\text{вых}} = 5,2$ в, а его внутреннее сопротивление ≈ 5 ом. Как видно из рисунка, при изменении $U_{\text{вх}}$ примерно вдвое напряжение на выходе стабилизатора изменяется примерно на 2% [Л. 52].

Для ослабления влияния бросков питающего напряжения на транзисторные устройства в принципе необходимо параллельно нагрузке включать шунтирующие безынерционные нелинейные резисторы. Для ослабления влияния бросков тока нелинейные резисторы должны включаться последовательно сопротивлению нагрузки. На рис. 4-26 изображена схема манипулятора напряжения несущей f_H , в котором в качестве электронного ключа применен транзистор [Л. 54]. В этой схеме делитель в цепи базового смещения транзистора T_1 состоит из резистора R_2 и диода D_1 , а делитель в цепи выходного напряжения — из резисторов R_1 и R_3 . Управляющее напряжение $E_{упр}$ подается на транзистор через устройство типа ключа Морзе K . Броски напряжения на коллекторе транзистора в момент его записания управляющим напряжением ослабляются шунтирующим резистором R_3 . Схемы, основанные на подобном принципе, могут применяться также для ослабления бросков напряжения, наблюдаемых в транзисторных устройствах любых типов в момент подключения напряжений питания. Описанная схема может быть применена в сравнительно простых случаях, когда не требуется обеспечить

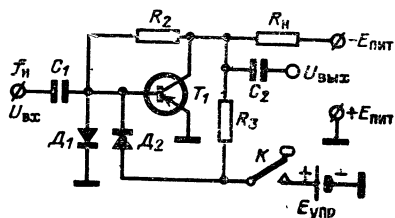


Рис. 4-26. Схема манипулятора на транзисторе.

подавление взаимных помех между каскадами.

В многокаскадных устройствах для развязки и ослабления бросков напряжения сети может быть применена схема типа изображенной на рис. 4-27. Она предназначена для формирования мощных импульсов через контакты электромагнитного реле P , управляемого малоомощным источником импульсного напряжения. Одновременно с этим должна быть исключена возможность самопроизвольного срабатывания реле при бросках питающего напряжения E_1 . Защита входного транзистора T_1 от бросков напряжения обеспечивается кремниевым стабилитроном D_2 и диодами D_1 и D_3 . Последние обеспечивают также защиту от бросков напряжения в цепях питания. Диод D_3 ослабляет броски напряжения на обмотке реле P в моменты открывания и запираания транзистора T_2 . Уровень пусковых импульсов определяется стабилитроном D_2 , который также исключает смещение диода D_1 в обратном направлении. Для стабилизации рабочей точки транзистора T_2 введен второй источник питания E_2 .

Во многих случаях практики внутрикаскадной ООС для стабилизации рабочих режимов транзисторов по по-

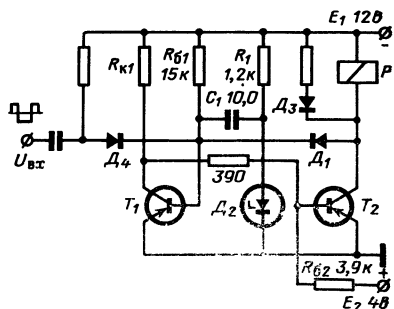


Рис. 4-27. Схема ослабления влияния бросков напряжения питания и собственных флуктуаций напряжения.

стоянному току недостаточно для компенсации влияния колебаний питающих напряжений. Поэтому при питании устройств от общего источника нередко применяют дополнительные меры для стабилизации напряжения базового смещения транзисторов или дополнительный ста-

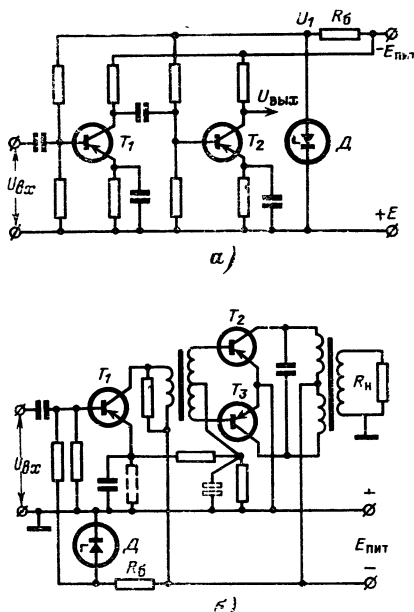


Рис. 4-28. Схемы усилителей со стабилизированным с помощью стабилитрона рабочим режимом.

а — в общей цепи базового смещения; б — в цепи базового смещения предварительного усилителя.

бильный источник этого смещения, что менее выгодно. На рис. 4-28,а изображена схема двухкаскадного усилителя, питание которого обеспечивается от нестабилизированного источника. Для стабилизации рабочей точки, наряду с внутрикаскадной ООС, применен делитель, состоящий из резистора R_6 и стабилитрона D , через который обеспечивается подача смещения на базы транзисторов T_1 и T_2 .

В мощных каскадах потребление тока базовыми цепями сравнительно велико. Поэтому стабилизацию

базового смещения транзисторов таких каскадов целесообразно обеспечить косвенным методом, стабилизирував рабочую точку предоконечного каскада (рис. 4-28,б).

ГЛАВА ПЯТАЯ

КАСКАДЫ С АВТОМАТИЧЕСКИ РЕГУЛИРУЕМЫМИ УРОВНЯМИ СИГНАЛА

5-1. ГЕНЕРАТОРЫ С ИЗМЕНЯЕМОЙ ДОБРОТНОСТЬЮ КОНТУРОВ

Стабилизация амплитуды переменного напряжения генератора может быть обеспечена путем внесения в его контур автоматически регулируемых потерь. Основываясь на этом, Е. Г. Момот в 1935 г. создал генератор с шунтирующим диодом, схема которого изображена на рис. 5-1,а [Л. 64]. Первая часть схемы представляет собой обычный генератор с индуктивной положительной обратной связью (выходная цепь на схеме не показана). В левой части схемы изображен стабилизирующий работу генератора диод D , который подключен параллельно колебательному контуру.

Принцип действия генератора с шунтирующим диодом можно упрощенно изложить следующим образом. При работе генератора без шунтирующего диода энергия источника анодного питания в основном расходуется на потери в контуре, причем баланс вносимой и расходуемой энергии зависит от многих факторов и в первую очередь от состояния контура, положения рабочей точки на характеристиках лампы, стабильности ее крутизны, колебаний напряжений источников питания. Величины потерь связаны с амплитудой и частотой генерируемого сигнала, а также с тепловым состоянием контура и его деталей. При этом значительное влияние на величину напряжения на контуре оказывает нагрузка, которая, как правило, не является абсолютно стабильной. Подключение шунтирующего диода способствует стабилизации баланса вносимой и расходуемой энергий, так как излишек вносимой в контур энергии в этом случае расходуется на сопротивлении диода в моменты его открывания. Обычно длительность импульса тока в цепи не превышает сотых долей периода генерируемого напряжения, а амплитуда напряжения на контуре при открытом диоде

больше величины смещения на нем не более чем на доли процента. Это объясняется тем, что напряжение на контуре обычно велико (оно составляет несколько десятков или даже сотен вольт), тогда как для открывания запятого диода необходимо, чтобы подводимое к нему напряжение превысило напряжение запирающего всего лишь на доли вольта, причем сопротивление диода в процессе открывания быстро уменьшается.

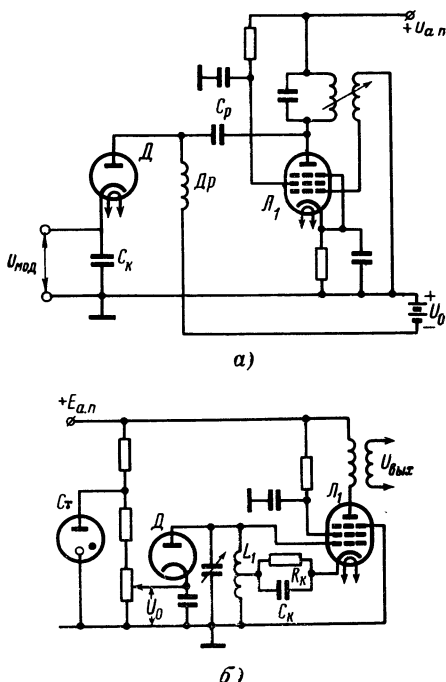


Рис. 5-1. Схемы генераторов с шунтирующим диодом в цепи колебательного контура.
а — с внешним модулятором; б — с подачей смещения на диод от анодного источника.

В схеме на рис. 5-1,а на анод диода D подано отрицательное смещение (U_0), запирающее его в течение почти всего периода переменного напряжения, развиваемого на колебательном контуре. Ток через диод протекает лишь в моменты, когда положительное напряжение, подводимое через конденсатор C_p от анодной цепи генераторной лампы, превышает напряжение $-U_0$. Иногда бо-

лее выгодным оказывается другой способ подачи напряжения смещения. Он реализуется в схеме рис. 5-1,а путем снятия перемычки, блокирующей конденсатор C_K в катодной цепи диода. При этом к катоду диода подключается источник положительного смещения $+U_0$. В данном случае вывод обмотки дросселя Dp необходимо отключить от источника $-U_0$ и соединить с землей, чтобы образовать замкнутую цепь для постоянной составляющей тока диода.

Так как внутреннее сопротивление диода в открытом состоянии составляет 200—300 Ω и значительно меньше эквивалентного сопротивления колебательного контура (десятки килоом), то в выбранном режиме он периодически кратковременно вносит в контур значительные потери. В результате этого происходит частичное срезание максимумов положительных полуволн напряжения генератора. Режим выбирается таким образом, чтобы при этом не происходило чрезмерного увеличения гармоник при максимально возможной амплитуде генерируемого напряжения. Как уже отмечалось, длительность импульса тока через диод составляет сотые доли от длительности периода переменного сигнала, а амплитуда напряжения на контуре в моменты прохождения тока через диод незначительно превышает величину смещения на нем. Однако эти импульсы многократно повторяются, чем обеспечивается отвод избыточной энергии от контура, величина которой автоматически регулируется в зависимости от степени открывания диода, определяемой величиной подводимого к нему напряжения. Фактически в моменты отпираания диод вносит в контур комплексное сопротивление, так как при изменении напряжения на нем его емкость не остается постоянной. Последняя влияет на амплитуду и частоту гармоник, возникающих при срезании вершин полуволн генерируемого напряжения. Все же при правильно выбранном режиме данные процессы не являются определяющими.

К преимуществам рассмотренного метода стабилизации относятся: возможность задания фиксированной величины напряжения на контуре генератора, стабильность выходного напряжения при значительных колебаниях напряжений источников питания и старения лампы, простота модуляции амплитуды генерируемых колебаний. Правда, при этом необходимо принять меры для ослабления паразитной частотной модуляции. Если к катоду

шунтирующего диода \bar{D} (рис. 5-1,а) подвести модулирующее напряжение $U_{\text{мод}}$ от внешнего источника, то напряжение запирания диода будет равно $U_3 = U_{\text{мод}} - U_0$. Амплитуда переменного напряжения генератора с высокой степенью точности будет изменяться в соответствии с величиной указанного разностного напряжения, т. е.

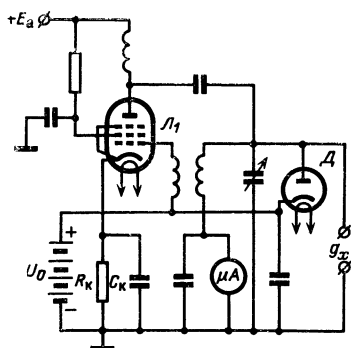


Рис. 5-2. Схема прибора для измерения активных проводимостей и потерь.

она будет промодулирована. Большим преимуществом описанной схемы является возможность автоматического поддержания постоянства уровня генерируемого напряжения при перестройке контура в широком диапазоне частот.

Не исключена также возможность подачи смещения на диод D от источника анодного питания через делитель с газовым стабилизатором $Ст$, как это показано на рис. 5-1,б.

В данной схеме колебательный контур включен в цепь управляющей сетки лампы L_1 . Смещение на нее подается с помощью цепочки $R_k C_k$, включенной в цепь катода лампы. Колебательное напряжение, действующее на контуре, приложено непосредственно к аноду шунтирующего диода D . Так как сопротивление катушки L_1 контура постоянному току невелико, то на постоянном токе анод диода фактически заземлен. Для того чтобы обеспечить устойчивое возбуждение генератора, диод заперт положительным смещением ($+U_0$), подводимым к его катоду от источника анодного напряжения. Так же как и в схеме рис. 5-1,а, диод открывается в моменты, когда напряжение на колебательном контуре превышает напряжение запирания. Если в контур генератора включить миллиамперметр и его шкалу проградуировать в *сим* или *мсим*, то получим прибор для измерения активных проводимостей (потерь), схема которого изображена на рис. 5-2. Стабильность анодного тока генераторной лампы L_1 в рассматриваемой схеме улучшается примерно в $1 + SR_k$ раз по сравнению с предыдущими схемами. Нестабильность выходного напряжения генерато-

ра рассматриваемой схемы не превышает $0,5\%$ при изменении анодного напряжения на $\pm 10\%$ или отклонении от номинала на такую же величину крутизны S лампы L_1 . Заметим, что описываемая схема обеспечивает стабильность параметров генератора также при колебаниях напряжения источника накала U_n . Это очень важно, так как изменения напряжения U_n сильнее влияют на величину S , чем колебания анодного напряжения. У нестабилизированных каскадов на пентодах с общим выпрямителем изменение напряжения сети на 1% вызывает изменение крутизны лампы до $1,6\%$ [Л. 64].

Необходимо заметить, что схема на рис. 5-2 выгодно отличается от схем на рис. 5-1, а и б также тем, что в ней для стабилизации крутизны лампы L_1 и амплитуды переменного напряжения генератора применен всего один источник дополнительного напряжения ($+U_0$), от которого одновременно обеспечивается подача положительного смещения на диод D и управляющую сетку лампы L_1 . Благодаря принятым мерам в описанной схеме стабильность постоянной составляющей анодного тока обычно примерно в 25 раз, а крутизны — в 21—22 раза выше, чем в нестабилизированном каскаде. При применении лампы 6Ж8 и напряжении анодного источника $U_a = 60$ в, чтобы обеспечить анодный ток 4 ма, при котором крутизна тока катодной цепи $S_k = 2$ ма/в, необходимо на управляющую сетку подать отрицательное смещение $E_{см} = -3$ в. При этом в катодную цепь может быть включен резистор R_k сопротивлением $15,75$ ком, обеспечивающий согласно расчету по формуле (3-4) повышение стабильности анодного тока примерно в 32 раза по сравнению с нестабилизированными каскадами с аналогичными выходными напряжениями, у которых ток анода изменяется на 50% и более.

Описанный прибор удовлетворительно работает от нестабилизированного выпрямителя, подключенного к сети через простейший феррорезонансный стабилизатор с коэффициентом стабилизации, равным 6.

Для стабилизации генерируемого напряжения без дополнительного источника питания можно применить схему, изображенную на рис. 5-3. В данной схеме положительное смещение $+U_0$ на катод шунтирующего диода D подается с части сопротивления катодного резистора R_k лампы L_1 . Как и в рассмотренных ранее схемах, когда амплитуды положительных полуволн напряжения на

контуре генератора превышает напряжение $+\dot{U}_0$, сопротивление диода резко падает и через него начинает протекать ток. Отрицательное напряжение, выделяющееся на RC -цепочке, подается на сетку лампы \mathcal{L}_1 и препятствует нарастанию амплитуды генерируемого напряжения. При уменьшении амплитуды этого напряжения сопротивление

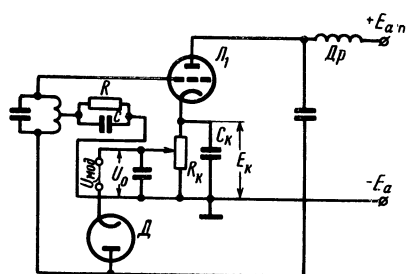


Рис. 5-3. Схема генератора с шунтирующим диодом без опорного источника смещения.

диода возрастает и отрицательное смещение на сетке лампы \mathcal{L}_1 уменьшается. В этом случае через диод протекает небольшой ток и отрицательное напряжение на RC -цепочке имеет величину, при которой обеспечивается нормальное смещение на управляющей сетке лампы.

Каскад настраивается с помощью потенциометра R_k до получения заданной амплитуды генерируемого напряжения при фиксированном напряжении питания. При этом не должно наблюдаться заметных искажений формы сигналов в моменты, когда диод открыт и вносит в контур потери. Оценку качества работы генераторов с шунтирующим диодом можно производить по величине коэффициента нелинейных искажений. Схема рис. 5-3 имеет то преимущество, что позволяет обеспечить работу генератора в режиме А, к которому искажения формы выходного сигнала незначительны [Л. 65].

Известные выгоды дает применение в цепях стабилизации генератора рассматриваемого типа полупроводникового диода вместо электровакуумного. Для достижения высокой стабильности амплитуды напряжения генератора полупроводниковый диод должен иметь отношение сопротивления в обратном и прямом направлениях не менее 10^5 [Л. 64].

Схема генератора на транзисторах с полупроводниковым шунтирующим диодом — стабилитроном D_1 изображена на рис. 5-4. Последовательно стабилитрону включен конденсатор C_3 , который, заряжаясь, начинает играть роль источника смещения. Иногда этот конденсатор шунтируется резистором с большим омическим сопротив-

лением. Заметим, что полупроводниковый шунтирующий диод может также включаться аналогично вакуумным диодам в описанных выше схемах. После включения питания стабилизация режима работы схемы рис. 5-4 наступает с некоторой задержкой, определяемой временем заряда конденсатора C_3 . Параметры элементов схемы рис. 5-4 зависят от типа применяемых транзисторов.

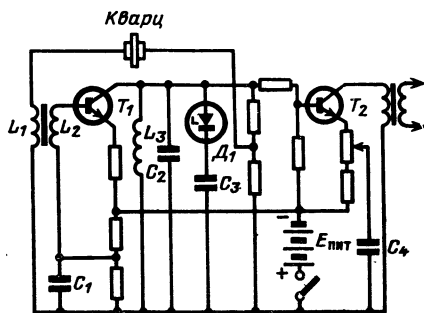


Рис. 5-4. Схема транзисторного генератора с полупроводниковым шунтирующим диодом.

Напряжение на колебательном контуре должно незначительно превышать напряжение смещения на стабилитроне (D_1) с тем, чтобы срезание амплитуд было минимальным. Частота генерации определяется параметрами кварцевой пластинки. Колебательный контур L_3C_2 должен быть настроен на эту же частоту.

В рассматриваемой схеме колебания выходного напряжения не превышают долей процента, тогда как при отсутствии шунтирующего диода эти изменения могут достигать десятков процентов. Заметим, что диод D_1 должен выбираться таким образом, чтобы при колебаниях температуры изменения напряжения на нем были минимальными. В генераторах с шунтирующим полупроводниковым диодом-стабилитроном, выполненных на лампах, можно практически не считаться со старением диода, так как срок его службы значительно превышает срок службы обычных радиоламп. При применении стабилитрона нет также необходимости иметь отдельный источник смещения. Это обусловлено тем, что вольт-амперная характеристика его имеет малый наклон в диапазоне рабочих токов и достаточно стабильна. Для повышения температурной устойчивости таких устройств ста-

билитроны следует удалить от ламп и других нагреваемых элементов.

В заключение приведем две схемы самостабилизирующихся генераторов, полностью выполненных на транзисторах. В схеме рис. 5-5,а для стабилизации амплитуды колебаний используется обычный диод типа Д2Е, а в ка-

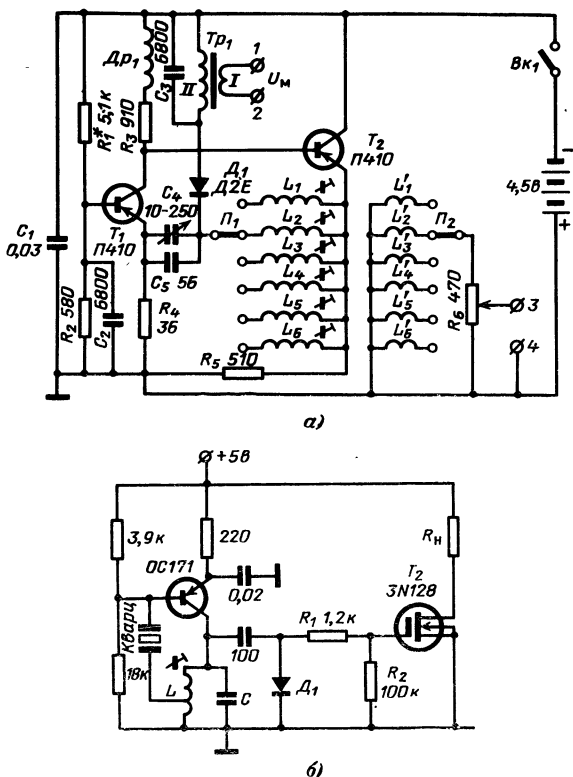


Рис. 5-5. Практические схемы транзисторных генераторов с шунтирующим диодом.

а — простой сигнал-генератор; б — вспомогательный генератор с кварцевой стабилизацией.

честве источника опорного напряжения — общая батарея питания прибора. Генератор выполнен на двух транзисторах типа П410 с положительной ОС через цепи эмиттеров. Частота генерируемого напряжения определяется контуром с переключаемой индуктивностью $L_1—L_6$ и конденсаторами C_4 и C_5 . Выходное напряжение генера-

тора может достигать значительной величины и превышать напряжение источника питания в несколько раз. Если бы стабилизирующий диод D_1 отсутствовал, то выходное напряжение испытывало бы значительные колебания по величине при изменении частоты генерации, так как оно зависит от добротности контура, изменяющейся при перестройке по диапазону.

Когда амплитуда напряжения на контуре на отрезке отрицательного полупериода превышает напряжение источника питания, то стабилизирующий диод открывается и начинает ограничивать амплитуды, превышающие определенный уровень, и вносить дополнительные потери в контур. Как уже отмечалось, порог ограничения не остается постоянным, так как амплитуда колебаний в контуре изменяется в зависимости от величины потерь, вносимых диодом, в результате этого коэффициент нелинейных искажений генератора не превышает 5%, а колебания амплитуды выходного напряжения не превышают 1—1,5%. Если напряжение источника питания поддерживается постоянным, то выходное напряжение генератора почти полностью определяется положением движка потенциометра R_6 , который может быть проградуирован в единицах напряжения $U_{\text{вых}}$. Как и у описанных выше схем, в схеме рис. 5-5,а легко обеспечить модуляцию генерируемых колебаний. Для этого необходимо изменить величину опорного напряжения по закону модулирующей частоты. В рассматриваемой схеме для этой цели в цепь диода D_1 включена вторичная обмотка модулирующего трансформатора Tr_1 , на первичную обмотку которого подается напряжение от источника модулирующей частоты U_m . Сопротивление вторичной обмотки постоянно-му току мало, поэтому она не влияет на режим работы цепи стабилизации. Достоинством описанной схемы является незначительная паразитная частотная модуляция, что обусловлено малой собственной емкостью стабилизирующего диода Д2Е, а следовательно, относительно небольшим изменением емкости контура в процессе модуляции. Колебания напряжения питания приводят к изменению режимов работы транзисторов и величины опорного напряжения диода. Это нежелательное явление ослабляется в случае наличия в устройстве отдельного модуляторного каскада.

Если генератор и модулятор питаются от различных источников, то опорное напряжение будет в какой-то

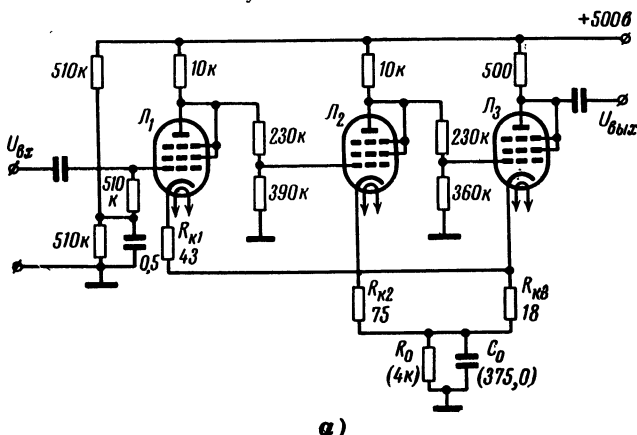
мере зависеть также от колебаний напряжения источников питания модулятора. Если же генератор и модулятор питаются от общего источника, то колебания его напряжения приводят к одновременному изменению напряжений модуляции и генерируемого сигнала. В этом случае указанные нестабильности несколько взаимно компенсируют друг друга и глубина модуляции изменяется в меньшей степени, чем при питании от отдельных источников [Л. 66].

На рис. 5-5,б приведена схема вспомогательного транзисторного генератора, частота которого стабилизирована с помощью кварца, а амплитуда — с помощью шунтирующего диода D_1 , с которого подается смещение на затвор полевого транзистора, работающего в составе вычислительного устройства. В подобной схеме исключается необходимость иметь отдельный высокостабильный источник питания цепи затворов группы полевых транзисторов (на рис. 5-5,б показан один) и можно обеспечить питание всего устройства от общего источника напряжением 5 в [Л. 67]. В ряде публикаций указывается на то, что стабильность, обеспечиваемую в схеме рис. 5-5,б, можно получить лишь в многокаскадных ламповых устройствах с общей петлей ООС и отдельным источником опорного напряжения.

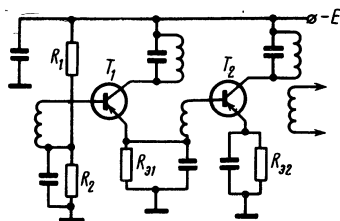
5-2. УСТРОЙСТВА СО СТАБИЛЬНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ СМЕЩЕНИЯ

В прошлом во многих радиотехнических устройствах напряжение смещения подавалось от отдельного источника, в качестве которого обычно использовалась батарея. Такой способ подачи смещения иногда применяется также в современной аппаратуре, питающейся от источников постоянного тока. При этом источник смещения, как правило, должен обеспечивать стабильное напряжение сравнительно большой величины. В настоящее время устройства с отдельным источником напряжения смещения применяются в основном в тех случаях, когда необходимо обеспечить высокую стабильность параметров каскадов в период времени, в течение которого на их параметры слабо сказывается старение активных элементов. Практический интерес представляет случай, когда смещение подается от выпрямителя, подключенного к нестабильному источнику напряжения накала. В этом случае при увеличении последнего отрицательное смещение растет и рабочая точка лампы каскада сдвигается влево. Если напряжение анодного источника стабилизировано, то подобный сдвиг рабочей точки ослабляет нестабильность, обусловленную изменениями напряжения накала. Аналогично стабилизируются каскады с нестабильным анодным напряжением и стабильным напряжением накала. Более широкое применение в последние годы нашли схемы, в которых подача отрицательного смещения обеспечивается с резистора, включенного в общую цепь питания

ламп. Известные трудности реализации данного метода встречает в многокаскадных усилителях, в которых изменения анодного тока любой из ламп приводят к изменению напряжений смещения всех остальных, причем наблюдаемое по данной причине суммарное изменение коэффициента усиления пропорционально произведению соответствующих изменений коэффициентов усиления отдельных каскадов. Так как обычно в усилителях с большим коэффициентом



а)



б)

Рис. 5-6. Схемы стабилизированных усилителей.

а — лампового с общей цепью смещения; б — транзисторного с межкаскадной ООС.

усиления оконечные каскады содержат более мощные лампы, то изменения анодных токов в них сказываются сильнее, чем в лампах остальных каскадов. В то же время можно создать многокаскадный стабилизированный усилитель с общим резистором автоматического смещения на однотипных лампах, не подвергаемых специальному отбору. Две схемы усилителей такого типа приведены на рис. 5-6.

Схема лампового усилителя, изображенная на рис. 5-6,а, не имеет конденсаторов между каскадами, что способствует уменьшению частотных искажений, особенно в диапазоне низких частот. Поэтому в ней обеспечивается

ся высококачественное усиление сигналов различной формы, в том числе и с постоянной составляющей, что широко используется в ряде устройств радиовещания, звукозаписи, телеуправления и др. Для стабилизации параметров в описанной схеме в катоды ламп включены резисторы автоматического смещения $R_{к1}$, $R_{к2}$ и $R_{к3}$. Кроме того, усилитель содержит цепь R_0C_0 , общую для ламп всех каскадов с постоянной времени $\tau_0 = 1,5$ сек.

Колебания напряжений питания анода и накала приводят к изменениям смещения на управляющих сетках всех ламп, которые соединены с положительным полюсом источника анодного напряжения с помощью делителей на резисторах, обеспечивающих установление требуемого рабочего режима. Одновременно с этим на резисторе R_0 общей цепи смещения возникает противодействующее напряжение, компенсирующее указанные изменения [Л. 68]. Сопротивления катодных резисторов невелики (43, 75 и 18 ом), так как они в основном предназначены для компенсации нестабильностей рабочих режимов отдельных каскадов. Через резисторы $R_{к1}$ и $R_{к2}$ осуществляется местная ООС, а резистор $R_{к3}$ является общим для первого и третьего каскадов. Усилитель выполнен на лампах, близких по параметрам лампам типа 6Ж4П (L_1 и L_2) и 6П15П (L_3). На первые сетки ламп подаются напряжения: L_1 — примерно +250 в, L_2 и L_3 — около +240 в. Падение напряжения в цепочке R_0C_0 составляет 240 в. Усилитель обеспечивает практически постоянный выходной уровень при изменении напряжения источника анодного питания в пределах $\pm 20\%$ от номинала, т. е. он может питаться от нестабилизированного выпрямителя. Большая емкость C_0 способствует уменьшению влияния пульсации источника.

На рис. 5-6,б изображена схема двухкаскадного транзисторного усилителя промежуточной частоты с автоматической регулировкой напряжения смещения, выполненного на транзисторах типа П401—П403. Оба каскада охвачены отрицательной обратной связью по току. Входной каскад усилителя (T_1) выполнен по широко распространенной схеме с последовательной отрицательной обратной связью и потенциометрической подачей базового смещения. Так как сопротивление индуктивности контура по постоянному току незначительно, то величина базового смещения в основном определяется сопротивлениями резисторов R_1 , R_2 и $R_{в1}$. Второй каскад (T_2) также охва-

чен отрицательной обратной связью. Смещение на него подается с резистора $R_{э1}$, включенного в цепь эмиттера транзистора T_1 . Благодаря наличию ООС по постоянному току усилитель характеризуется приемлемой стабильностью рабочего режима и коэффициента усиления при колебаниях напряжения источника питания [Л. 69].

При анализе методов стабилизации параметров и рабочих режимов устройств на транзисторах следует также оценить эффект, достигаемый при подаче смещения от отдельного источника питания (так называемый метод автономного смещения). Так как изменение напряжения смещения всегда значительно сильнее действует на рабочий режим, чем, например, изменение коллекторного или анодного напряжения, то при фиксированном смещении обусловленные колебаниями упомянутых напряжений, проявляются слабее, чем в случае, когда одновременно с ними изменяется напряжение смещения.

Схема транзисторного усилителя промежуточной частоты с автономным источником смещения изображена на рис.

5-7. Ток эмиттера $I_э$ транзистора T_1 при выбранном напряжении источника питания в основном определяется сопротивлением резистора $R_э$, так как сопротивление обмотки выходного трансформатора на постоянном токе мало. Для схемы подобного типа характерна высокая стабильность рабочего режима, особенно при применении кремниевых транзисторов (вплоть до предельных для данных транзисторов температур переходов). Второй источник питания обеспечивает подачу на базу транзистора T_1 стабильного отрицательного смещения $E_{см} = -10$ в. Так как в цепи эмиттера этого транзистора включен резистор $R_э = 10$ ком, то падение напряжения на нем при нормальном для данного каскада токе эмиттера $I_э = 1$ ма также составляет 10 в. Поэтому переход эмиттер — база транзистора находится под очень низким по-

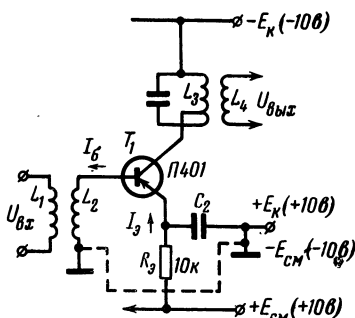


Рис. 5-7. Усилительный каскад на транзисторе с автономным источником смещения.

тенциалом, который изменяется в пределах от 0,05 до 0,35 в [Л. 70]. Благодаря этому положение рабочей точки при действии дестабилизирующих факторов, приводящих к изменению коллекторного и эмиттерного токов, стабилизируется за счет автоматического изменения падения напряжения на резисторе R_9 , подобно тому как стабилизируется рабочий ток или крутизна в ламповом каскаде с увеличенным сопротивлением катодного ре-

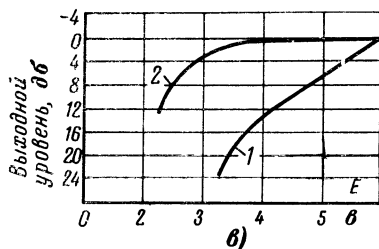
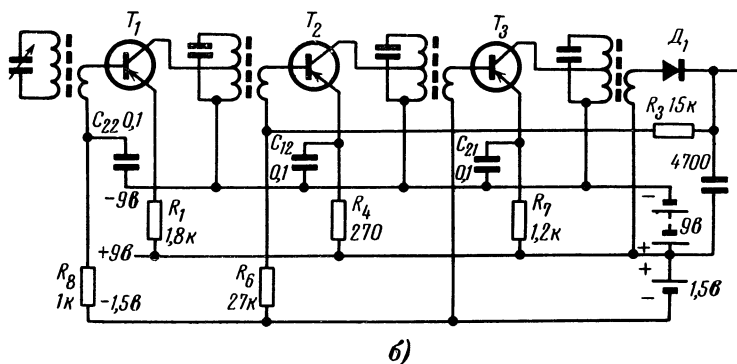
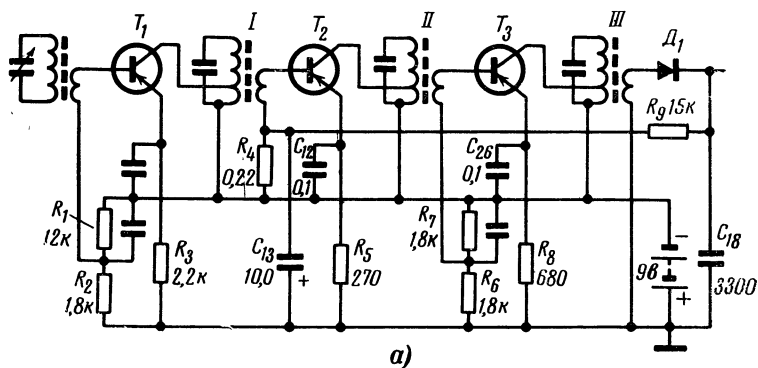


Рис. 5-8. Транзисторный усилитель промежуточной частоты.

а — с общим источником питания; б — с отдельной батареей смещения; в — зависимость выходного уровня усилителей от величины питающих напряжений: 1 — в схеме рис. 5-8, а; 2 — в схеме рис. 5-8, б.

зистора. Для ослабления ООС на переменном токе в цепи эмиттера транзистора T_1 включен конденсатор C_2 . Метод стабилизации с автономным источником смещения может применяться также в многокаскадных усилителях. Следует, однако, отметить, что в многокаскадных транзисторных усилителях крайне сложно сохранить постоянство усиления при колебаниях напряжений источников питания в широких пределах. Так, например, у большинства транзисторных радиоприемников снижение напряжения питания на 30% приводит к уменьшению неискаженной выходной мощности примерно в 10 раз [Л. 70].

На рис. 5-8,а изображена схема трехкаскадного транзисторного усилителя с общей батареей питания. На базы транзисторов напряжения смещения подаются от делителей на омических сопротивлениях. Коэффициент усиления рассматриваемого усилителя в сильной степени зависит от колебания напряжения источника питания, что видно из рис. 5-8,в. Если же обеспечить питание цепей смещения транзисторов от отдельного высокостабильного источника, как это сделано в схеме рис. 5-8,б (от батареи с напряжением 1,5 в), то стабильность параметров усилителя значительно повышается (рис. 5-8,в). Нетрудно видеть, что при уменьшении напряжения батареи питания от 6 до 3,5 в уменьшение выходного уровня в схеме рис. 5-8,а доходит до 20 дБ. В схеме же рис. 5-8,б при указанном уменьшении напряжения питания и стабильном значении входного напряжения выходной уровень практически не изменяется. Отдельные источники смещения целесообразно применять и в мощных каскадах, в частности усилителей звуковых частот. На рис. 5-9 изображены схемы усилителей низкой частоты транзисторных приемников с общим источником питания (а) и с отдельным источником смещения в предоконечном каскаде (б). Представление о величине неискаженной выходной мощности упомянутых усилителей при напряжениях источников питания коллекторных цепей транзисторов, равных 9 и 5,4 в, дает рис. 5-9,в. При напряжении входного сигнала 3 мВ неискаженная выходная мощность первого усилителя в случае снижения питания до 5,4 в уменьшается на 55 Мвт, а у второго — только на 15 Мвт [Л. 71].

Применение двух источников питания особенно целесообразно в транзисторных усилителях и генераторах из-

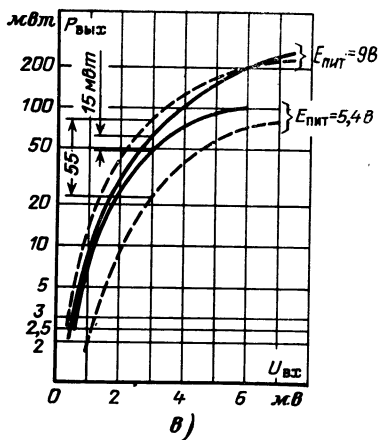
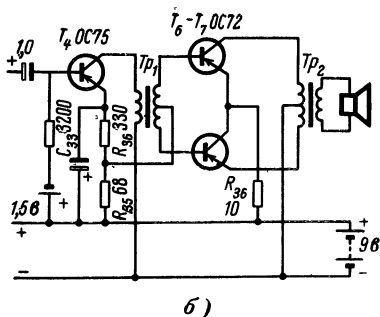
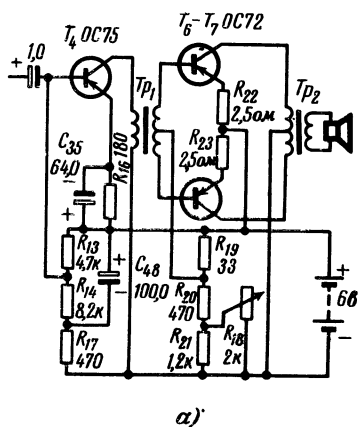


Рис. 5-9. Схемы выходных усилителей транзисторных приемников.

а — с общим источником питания; б — с отдельным источником смещения транзистора предоконечного каскада; в — зависимость выходной мощности усилителей от напряжения источников питания: — — — выполненного по схеме рис. 5-9, а; — — — выполненного по схеме рис. 5-9, б.

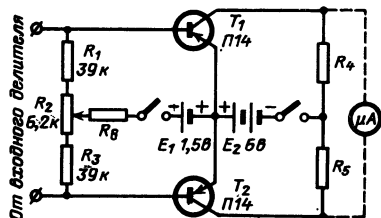


Рис. 5-10. Схема усилителя для авометра с двумя источниками питания.

мерительных приборов. На рис. 5-10 приведена схема моста авометра [Л. 72]. Регистрирующий прибор включен в диагональ моста, образованного резисторами и цепями входа и выхода транзисторов. Чувствительность прибора составляет 10 мка и слабо зависит от колебаний напряжения источника E_2 , так как величины коллекторных токов транзисторов в основном определяются смещением, создаваемым высокостабильным источником E_1 . Величина базового тока выбирается так, чтобы он на 10—15 мка превышал входной ток при полном отклонении стрелки прибора (200 мка).

5-3. СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ УРОВНЯ

Во многих случаях необходимую стабильность амплитуд выходных напряжений и токов можно обеспечить с помощью цепей с нелинейными элементами, сопротивление которых зависит от величин приложенного напряжения или пропускаемого тока. В такого рода схемах наиболее часто применяются электровакуумные или полупроводниковые диоды; реже для этих целей используются электронные лампы и транзисторы. Как известно, в ограничителях амплитуд напряжения определенной полярности достаточно иметь один диод. При включении двух диодов, как это показано на схемах рис. 5-11, будет иметь место ограничение приложенного переменного напряжения в каждом полупериоде. Если при этом подать на диоды дополнительное запирающее постоянное напряжение, то ограничитель будет иметь порог срабатывания. Особенно выраженным данный порог будет в схемах с кремниевыми стабилитронами при сильных входных сигналах. В схеме рис. 5-11,а диоды D_1 и D_2 включены в цепь катода лампы L_1 . Для придания ограничителю требуемых пороговых свойств применена батарея $E_{см}$. В схеме рис. 5-11,б ограничитель включен в цепь анода. Так же как и в предыдущей схеме, применяется батарея дополнительного смещения $E_{см}$. Обе схемы весьма чувствительны к изменениям уровней сигнала, превышающим пороговое значение, так как диоды включены в цепи ООС. Описываемые схемы могут использоваться также в качестве логарифмических усилителей. Одним из основных требований, предъявляемых к таким устройствам, является максимальная протяженность ли-

нейных участков зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = \varphi(P_{\text{ВХ}})$, где

$$P_{\text{ВХ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ0}}}, \text{ дб.}$$

Семейство экспериментальных кривых, полученных на каскаде, выполненном по схеме рис. 5-11, а при применении диодов типа ДГЦ-4 и различной величине напряжения $E_{\text{см}}$, приведена на рис. 5-11, в. В логарифмических схемах напряжения смещения существенно влияет на характер нелинейности вольт-амперных характеристик диодов в области малых сигналов. Нетрудно видеть, что существует некоторое оптимальное (по знаку и вели-

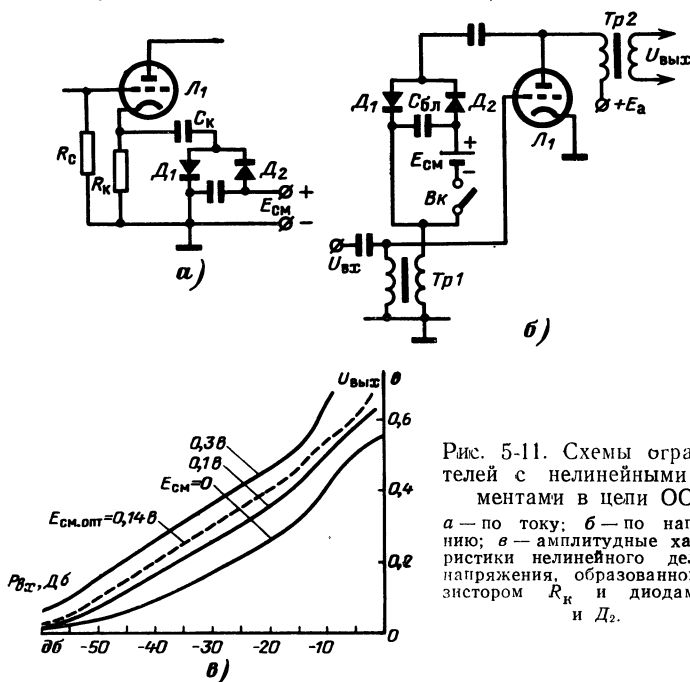


Рис. 5-11. Схемы ограничителей с нелинейными элементами в цепи ООС.

а — по току; б — по напряжению; в — амплитудные характеристики нелинейного делителя напряжения, образованного резистором R_K и диодами $D1$ и $D2$.

чине) напряжение смещения, при котором амплитудная характеристика имеет линейный участок максимальной протяженности (в рассматриваемой схеме это соответствует $E_{\text{см}} = 0.14 \theta$). Глубина ООС должна выбираться такой, чтобы амплитудная характеристика каскада вида $U_{\text{ВЫХ}} = \varphi(P_{\text{ВХ}})$ не вырождалась в линейную вида $U_{\text{ВЫХ}} = \Psi(U_{\text{ВХ}})$.

Для стабилизации параметров и изменения динамического диапазона аппаратуры могут быть использованы также управляемые делители напряжения и аттенюаторы, содержащие транзисторы. Несколько разновидностей таких схем изображены на рис. 5-12.

На рис. 5-12,а приведена схема на обычном транзисторе.

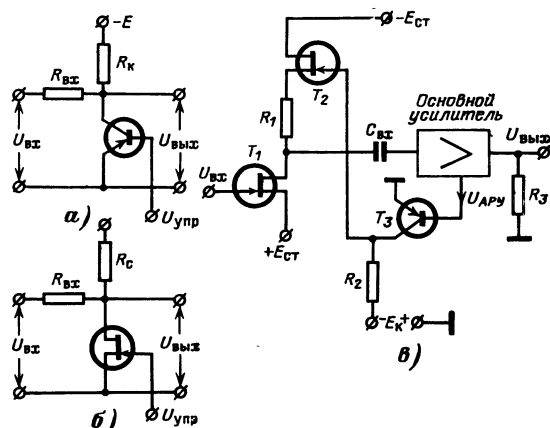


Рис. 5-12. Схемы управляемых делителей напряжения.

а — на обычном транзисторе; б — на полевом транзисторе; в — на обычном и полевых транзисторах с усилителем в цепи ООС.

В ней цепь управления ввиду относительно небольшой величины сопротивлений переходов сильно связана с выходной цепью. Особенно эффективно применение в них полевого транзистора, так как в этом случае цепь управления хорошо развязана от цепи основного сигнала (см. схему, приведенную на рис. 5-12,б).

На рис. 5-12,в изображена практическая схема регулируемого делителя, выполненная на двух полевых транзисторах и резисторе R_1 [Л. 73]. Действие данной схемы основано на том, что при изменении сигнала на выходе основного усилителя изменяется смещение на базе транзистора T_3 , включенного в цепь ООС. В результате этого происходит перемещение рабочей точки транзистора T_2 и изменение его сопротивления. Так как последний включен в цепь делителя, то изменяются напряжение, приложенное к стоку транзистора T_1 , и величина обеспечиваемого им усиления входного сигнала $U_{вх}$.

На рис. 5-13,а изображена схема симметричного ограничителя переменного напряжения промежуточной частоты, выполненного на полупроводниковых диодах D_1 и D_2 . Ограничительные диоды шунтируют колебательный контур, находящийся в цепи связи каскадов (конденсатор C_1 соединен с анодом лампы предыдущего каскада). Смещение на диоды D_1 и D_2 $U_{см} = U_K - U_1$ подводится от отдельного источника E_1 , соединенного с цепью катода. Изменяя величину E_1 , можно установить необходимые

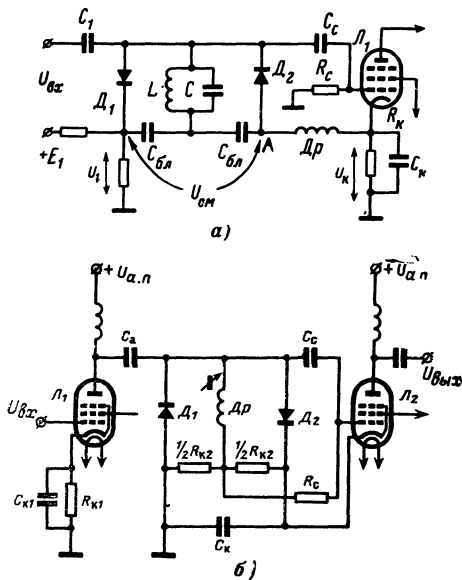


Рис. 5-13. Схемы стабилизированных ограничителей.

а — с отдельным источником смещения E_1 ; б — с одним источником питания.

величины напряжения $U_{см}$ и тока, протекающего через диоды D_1 и D_2 . Благодаря тому что дроссель Dp соединен с катодом лампы, порог ограничения устройства автоматически изменяется в зависимости от величины тока в катодной цепи L_1 . Введение автоматически изменяющегося порога ограничения позволяет обеспечить компенсацию нестабильностей, обусловленных колебаниями напряжения источников питания и старения лампы [Л. 74]. На таком же принципе могут быть выполнены схемы авто-

матической коррекции режима каскадов логарифмических усилителей. Если исключить дроссель $Др$ из схемы рис. 5-13,а и точку А соединить с «землей», то получим схему с фиксированным порогом ограничения, определяемым только напряжением $U_{см} = U_1$.

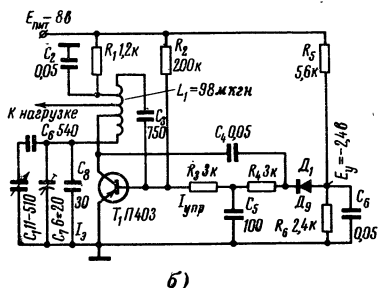
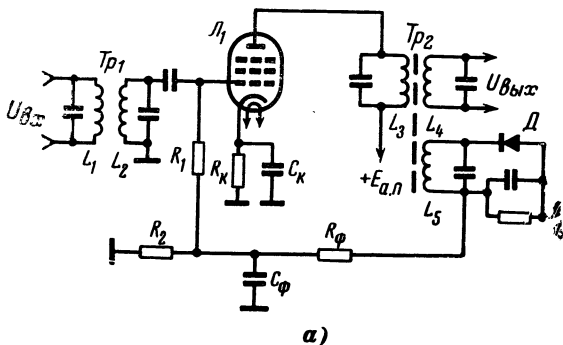
Схема, изображенная на рис. 5-13,б, отличается от описанной выше способом введения напряжения смещения. В ней отсутствует отдельный источник E_1 . Напряжение смещения подается на диоды с двух резисторов $1/2 R_{к2}$, величины сопротивлений которых, как и анодный ток лампы $Л_2$, выбираются в соответствии с требованиями к катодной цепи $Л_2$. Смещение на сетку лампы $Л_2$ подается с левого резистора $1/2 R_{к2}$. Колебательный контур в схеме образуется дросселем $Др$, его собственной емкостью, емкостями диодов и монтажа. Так же как и в предыдущей схеме, смещение диодов автоматически изменяется при изменении режима катодной цепи лампы $Л_2$. При изменении тока через катодный резистор $R_{к1}$ изменяются степень шунтирования контура и амплитуда сигнала на сетке лампы $Л_2$ (при постоянстве амплитуды входного сигнала на сетке лампы $Л_1$) [Л. 75].

5-4. КАСКАДЫ С АРУ

К самостабилизирующимся каскадам с некоторым допущением можно отнести определенные типы устройств с АРУ, обеспечивающих благодаря наличию ООС высокое постоянство уровня выходных сигналов при действии различных дестабилизирующих факторов.

В устройствах АРУ для стабилизации выходного уровня обычно используется обратная связь по постоянному или переменному току. При этом наиболее часто устанавливается связь между цепью смещения одной из усилительных ламп и выходным напряжением. Благодаря этому в цепь смещения вводится дополнительное напряжение, пропорциональное приращению выходного напряжения после превышения им некоторого порогового уровня. На этом принципе, в частности, основана схема усилительного каскада с устройством АРУ, изображенная на рис. 5-14,а. Рабочая точка каскада устанавливается с помощью сопротивлений резисторов $R_{к1}$, R_1 и R_2 , а требуемая глубина ООС — с помощью обмотки L_3 выходного трансформатора Tr_2 . Последняя включается таким образом, чтобы при уменьшении выходного уровня

рабочая точка лампы смещалась вправо и усиление каскада возрастало, а при увеличении выходного уровня — рабочая точка лампы смещалась влево и величина усиления каскада снижалась. Постоянная времени цепи $R_{\Phi}C_{\Phi}$ должна выбираться такой, чтобы устройство АРУ не реагировало на кратковременные изменения напря-



частот. Требуемая величина опорного напряжения на диоде D_1 ($E_y = 2,4$ в) устанавливается с помощью делителя на резисторах R_5 и R_6 . Рабочая точка диода должна быть выбрана на среднем участке его вольт-амперной характеристики.

Работа схемы осуществляется следующим образом. Если амплитуда колебаний на контуре превысит опорное напряжение на диоде D_1 , то его сопротивление уменьшается, увеличивается глубина отрицательной обратной

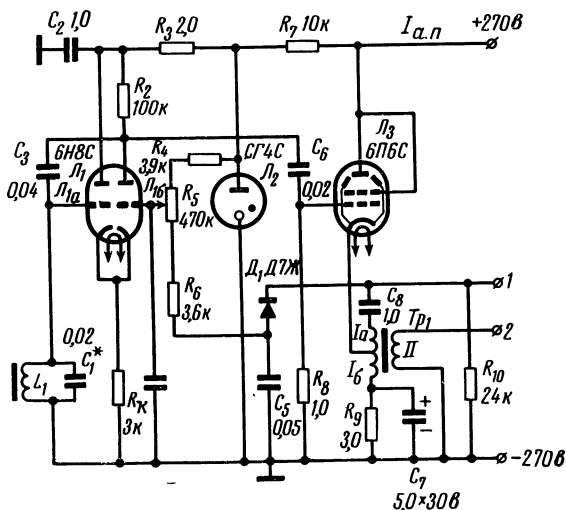


Рис. 5-15. Схема звукового генератора с ООС и цепью опорного напряжения на стабилитроне.

связи по постоянному току и усиление снижается. При уменьшении амплитуды колебаний происходит ослабление глубины отрицательной обратной связи и увеличение усиления. Для надежного запуска автогенератора при включении питания минимальная амплитуда переменного напряжения должна превышать опорное напряжение. Описанная схема обеспечивает эффективную стабилизацию выходного напряжения, превышающего 1 в; при меньших значениях этого напряжения вольт-амперная характеристика диода недостаточно стабильна и не обеспечивается устойчивая работа цепи стабилизации. Генератор подвергался испытаниям при отключенной и включенной петле ООС. В первом случае на крайних частотах порядка 500 кГц напряжение на нагрузке изменялось более чем

на 20%, а на втором — его изменения не превышали 4%. Коэффициент нелинейных искажений был в первом случае более 20%, а во втором он не превышал 7%. Описанная схема может быть также использована в качестве модулятора, если в ней изменять напряжение E_y по требуемому закону [Л. 71].

На рис. 5-15 изображена схема стабилизированного генератора НЧ с диапазоном 1,5—10 кГц, состоящего из задающего каскада на лампе L_1 и усилителя мощности на лампе L_3 . Стабилизация задающего каскада обеспечивается путем подачи выпрямленного переменного напряжения с выхода каскада на лампе L_3 на сетку правой

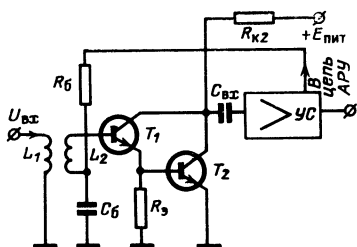


Рис. 5-16. Цепь АРУ с составным транзистором на входе.

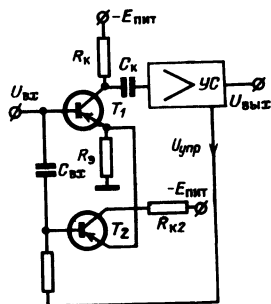


Рис. 5-17. Цепь с АРУ с двухкаскадным усилителем напряжения и шунтированием источника входного сигнала.

половины лампы L_1 . При этом выпрямленное напряжение сравнивается с опорным, в качестве которого используется напряжение анодного источника, подводимого к цепи сетки через стабилитрон СГ4С (L_2).

Обмотка 1 трансформатора Tr_1 связана с высокоомным выходом генератора (зажим 1). При сбалансированной схеме напряжение, поступающее на схему сравнения через диод D_1 , равно — 105 в, а напряжение, снимаемое со стабилитрона, равно +105 в.

Настройка генератора обеспечивается с помощью резистора R_5 . Обычно она производится для некоторого номинального значения выходного напряжения. Если напряжение питания генератора изменяется, то изменяется и величина выходного напряжения, а следовательно, появляется разностное напряжение на сетке лампы L_{16} . При увеличении выходного напряжения на сетке этой

лампы растет отрицательное смещение, что приводит к изменению напряжения на сетке лампы L_{1a} , а следовательно, к уменьшению выходного напряжения генератора. Напряжение на зажиме 1 генератора составляет 150 в, а на зажиме 2—75 в. Указанные напряжения поддерживаются постоянными с точностью $\pm 2\%$ на частоте 2 кГц при изменении напряжения питания в пределах $\pm 10\%$. Заметим, что при отсутствии цепи стабилизации аналогичное изменение напряжения сети приводит к изменению выходного напряжения на $\pm 15\%$ [Л. 76].

Стабильность генератора рассматриваемого типа можно улучшить, если ввести в цепь сеток лампы L_1 положительное компенсирующее напряжение, повысить сопротивление резистора в цепи катода лампы $L_1(R_K)$ и подключить его к зажиму дополнительного источника $-U_{\text{комп}}$ (соединив положительный зажим этого источника с шасси).

В подавляющем большинстве современных транзисторных схем АРУ с большим динамическим диапазоном применяются составные транзисторы либо дополнительные усилительные элементы. На рис. 5-16 изображена схема устройства АРУ для резонансных усилителей, в управляемом каскаде которого применен составной транзистор (T_1-T_2). Продетектированное напряжение с выхода усилителя УС изменяет смещение на базе транзистора T_1 , а следовательно, и на базе транзистора T_2 . Если в схеме с одним транзистором изменение тока коллектора в пределах от 0,1 до 1 мА приводит к изменению усиления каскада от 15 до 35 дБ, то в схеме с составным транзистором усиление изменяется от 9 до 45 дБ. В схеме рис. 5-17 для расширения диапазона регулирования продетектированное напряжение с выхода усилителя подводится к эмиттеру транзистора T_1 через транзистор T_2 . В рассматриваемой схеме регулирование уровня сигнала обеспечивается за счет изменения усиления транзистора T_1 , сопротивление в цепи ООС которого шунтируется транзистором T_2 и через конденсатор $C_{\text{вх}}$ источником сигнала [Л. 78]. Рассмотренные усовершенствования схем повышают эффективность управления усилением.

В заключение заметим, что имеются случаи, когда получение опорного напряжения по ряду причин затруднено (например, когда по соображениям экономичности нежелательно применение стабилитрона или дополни-

тельного источника питания). В таких условиях в качестве опорного напряжения можно использовать падение напряжения на катодном (эмиттерном) резисторе одного из предварительных каскадов, нагрузка которого относительно стабильна. Это позволяет несколько повысить стабильность устройств, работающих на существенно изменяющуюся нагрузку [Л. 79, 12].

ГЛАВА ШЕСТАЯ

СТАБИЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ НА ЛАМПАХ

6-1. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ЛАМПАХ ПРЯМОГО НАКАЛА

Экономичные лампы прямого накала, наряду с транзисторами, находят применение в переносной аппаратуре различного назначения. В последние годы число типов таких ламп увеличилось в основном за счет ламп стержневой конструкции, которые весьма экономичны, миниатюрны, относительно долговечны, характеризуются малым уровнем собственных шумов, могут работать при низких напряжениях и имеют очень высокое входное сопротивление.

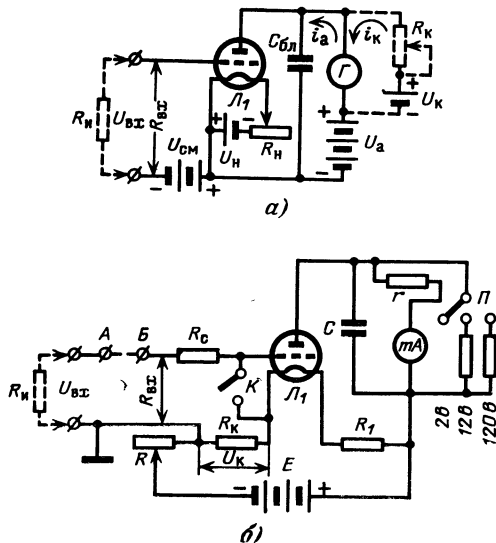


Рис. 6-1. Схемы простейших вольтметров на лампах прямого накала.

а — с двумя источниками питания; б — с общим источником питания и катодным резистором.

Простейшая схема вольтметра на лампе прямого накала приведена на рис. 6-1,а. Прибор обеспечивает квадратичное анодное детектирование относительно малых переменных напряжений (до 10 в). Он включает в себя всего четыре детали: лампу L_1 , гальванометр G , реостат R_n и блокировочный конденсатор $C_{бл}$. С помощью дополнительной батареи обеспечивается фиксированное смещение $U_{см}$ (цепь замыкается через сопротивление измеряемой цепи R_x , причем $R_n \ll R_{вх}$).

Основными недостатками устройств, выполненных по описанной схеме, являются: наличие остаточного анодного тока (при отсутствии входного напряжения) и сильная зависимость от дестабилизирующих воздействий (в первую очередь от изменения питающих напряжений U_n и U_a , сеточного тока и старения лампы). Для компенсации начального тока обычно к прибору подключают источник противо-э. д. с. и переменный резистор $R_{доп}$ (на рис. 6-1,а показаны пунктиром).

Ослабление влияния дестабилизирующих факторов на показания ламповых вольтметров рассматриваемого типа проводится в основном двумя методами: включением катодного резистора в каскадах с общим источником питания и путем разделения потока электронов от катода лампы. Одной из первых стабилизированных измерительных схем на лампах прямого накала была широко распространенная еще в 30-х годах схема лампового вольтметра, приведенная на рис. 6-1,б. Вольтметр имеет три предела измерения: 2, 12 и 120 в, переключаемых с помощью переключателя Π . В диапазоне 0—2 в лампа прибора работает как квадратичный анодный детектор, а в диапазонах 2—12 и 12—120 в — в режиме сеточного детектирования. В цепи управляющей сетки во всех измерительных диапазонах включен резистор R_c , который при установке стрелки гальванометра на нуль замыкается накоротко ключом K . Необходимое для работы лампы смещение создается на катодном резисторе R_k , включенном в общую цепь питания. Установка требуемого рабочего режима обеспечивается с помощью реостата R и резисторов r , R_1 и R_k . Стабилизация работы каскада при изменении напряжения источника питания E достигается за счет резистора R_k в общей цепи питания.

Упомянутый резистор играет также роль делителя анодного напряжения. Нетрудно видеть, что напряжение сетка—катод, если пренебречь падением напряжения на реостате R_1 ,

$$U_{ск} = U_{к1} + U_{к2} = E \frac{R_k}{R_1 + R_k} + I_a R_k.$$

Из этого выражения следует, что изменения напряжения батареи F будут вызывать изменения каждой из двух составляющих напряжения U , которые будут противодействовать исходному дестабилизирующему воздействию. Благодаря этому стабилизация будет более эффективной.

Для ослабления влияния тока сетки лампы на работу прибора между зажимами A — B иногда включают дополнительную батарею напряжением 1,5 в. Компенсация начального тока через гальванометр может производиться так же, как и в схеме рис. 6-1,а. Экономичность схем описанного вида повышается при использовании современных ламп стержневого типа с цепями накала, потребляющими небольшие токи.

Одна из распространенных схем автоматической компенсации сеточного тока, применяемая в измерительных устройствах, изображена на рис. 6-2. В этой схеме реализуется принцип разделения потока электронов от катода, который основан на постоянстве суммы токов анода и сетки (I_a и I_c), так как количество электронов, покинувших катод, равно количеству электронов, попавших на сетку и анод.

Генератор, схема которого изображена на рис. 6-2, предназначен для индикации процесса высокочастотного титрования [Л. 80].

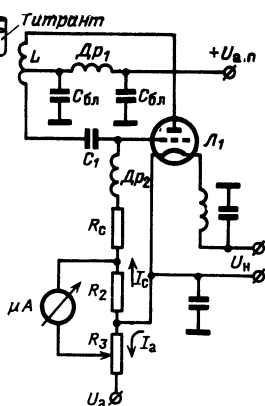


Рис. 6-2. Схема стабилизированного прибора для высокочастотного титрования.

В пробирке, помещенной внутри обмотки катушки контура L , находится титруемый раствор, избыток или недостаток определенного реактива в котором резко изменяет его электрические свойства и потери в контуре, в результате чего изменяется анодный ток генераторной лампы. Высокая чувствительность индикаторной части подобных приборов достигается благодаря тому, что токи сетки I_c и анода I_a имеют противоположные направления, а гальванометр (μA) регистрирует разностный ток. Поэтому относительно небольшие изменения I_a , вызывающие соответствующие небольшие изменения сеточного тока, приводят к ощутимым изменениям тока через гальванометр. Для быстрого успокоения стрелки сумма сопротивлений резисторов R_2 и R_3 должна быть равной критическому сопротивлению гальванометра. Так как $I_a \geq I_c$, то необходимо, чтобы $R_2 \gg R_3$. Для упрощения калибровки прибора резистор R_3 делают переменным. Стабильность работы лампы повышается при

снижении напряжения накала примерно на 20%, а анодного напряжения — до 75 в. При генерации на частоте контура в каскаде как бы наступает равновесие анодного и сеточного токов, причем отношение этих токов изменяется незначительно при колебаниях питающих напряжений U_a и U_n и старении лампы.

Сопротивление сеточного резистора R_c выбирают так, чтобы постоянная времени $\tau_c = R_c C_1$ была не очень большой и стрелочный

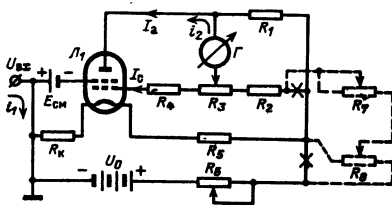


Рис. 6-3. Схема вольтметра на лампе прямого накала и ее модификация (схема Карасева).

прибор относительно быстро реагировал на изменения параметров титруемого раствора. Описанная схема может быть использована для стабилизации ламповых гетеродинных индикаторов резонанса (ГИР).

В измерительной технике большое распространение получили устройства, в которых измерительный прибор включен в схему моста.

Рассматриваемый ниже способ стабилизации, основанный на разделении электронных потоков в лампе, хорошо реализуется при измерениях мостовыми схемами. В схеме усилителя, изображенной на рис. 6-3, в цепь общего источника питания U_0 включен катодный резистор R_k . Грубая настройка моста осуществляется подбором сопротивлений резисторов R_1 и R_2 на минимум величины тока i_2 , протекающего через гальванометр G (при $U_{вх}=0$).

При подключении ко входу прибора источника отрицательного напряжения ($U_{вх}$) изменяется потенциал второй (управляющей) сетки лампы L_1 , увеличивается ток анода и уменьшается ток первой сетки, что приводит к разбалансировке моста [Л. 81]. Легко видеть, что изменение тока эмиссии приводит к одновременному изменению токов I_a и I_c и не нарушает балансировки схемы. Изменение напряжения U_0 на 10% не вызывает существенного отклонения стрелки гальванометра. Дополнительная подстройка моста производится с помощью переменных резисторов R_3 и R_6 . Она довольно кропотлива и поэтому в некоторых случаях идут на введение дополнительных переменных резисторов (на рис. 6-3 показаны пунктиром, а устраненные связи отмечены крестиками). В этом случае при нахождении движка потенциометра R_8 в левом крайнем положении и $R_7=0$ производится установка гальванометра на нуль с помощью резистора R_3 и оценивается влияние небольших изменений напряжения U_0 , которые имеют место при перемещении движка резистора R_6 . Передвигая движок R_8 вправо, восстанавливают равновесие моста с помощью резистора R_7 , оценивая новое отношение $\Delta i_2/\Delta U_0$. Процесс регулировки продолжается до выполнения условия

$$\left(\frac{\Delta i_2}{\Delta U_0} \right)_{i_2 \sim 0} \approx 0.$$

6-2. КАСКАДЫ НА МНОГОСЕТОЧНЫХ ЛАМПАХ С КАТОДНОЙ СЕТКОЙ

В последние годы многосеточные лампы успешно применяются для широкополосного усиления. Благодаря тому что перед катодом размещается вспомогательная положительно заряженная сетка C_k , нейтрализующая пространственный заряд катода и увеличивающая катодный ток, такие лампы обладают значительной крутизной. Ускоренные первой сеткой электроны тормозятся следующей (управляющей) сеткой $C_{упр}$, образуя перед нею пространственный заряд с низким потенциалом. Эта система получила наименование виртуального катода BK . На базе последнего могут создаваться триоды, тетроды, пентоды, обладающие высокой крутизной.

На рис. 6-4,а изображена схема каскада на триоде с катодной сеткой, а на рис. 6-4,б представлено распределение потенциалов

внутри такого триода, где l — расстояние между катодом и анодом. Пунктирными линиями показано распределение потенциала в плескости, проходящей через витки сеток C_K и $C_{упр}$, а сплошной линией — эффективный потенциал (значение скорости электронов на участке катод — анод). Как видно из рис. 6-4,б, электроны начинают свой полет в пространстве катод — первая сетка (C_K) ускоренно, но после прохождения ее тормозятся, так как попадают в поле второй отрицательно заряженной сетки $C_{упр}$ и вблизи последней образуют зону нулевого потенциала, соответствующего BK . Описанный процесс соответствует распределению скоростей электронов в том слу-

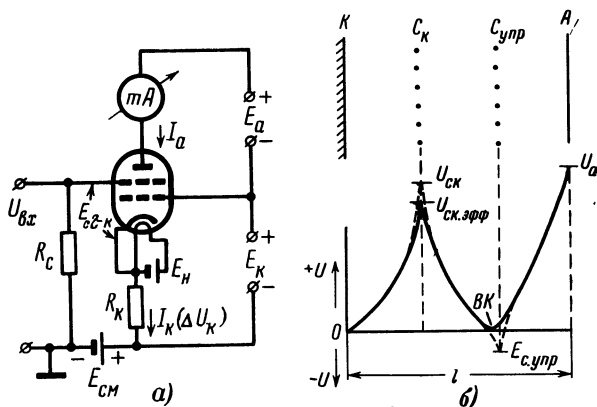


Рис. 6-4. Каскад на лампе с катодной сеткой.

a — схема каскада; b — распределение потенциала в триоде с катодной сеткой.

чае, когда вторая сетка заряжена отрицательно, а поле анода оказывает ускоряющее действие на проходящие через нее электроны. При изменении напряжений на управляющей и катодной сетках изменяется положение BK .

Как следует из самой конструкции ламп рассматриваемого типа, катодная сетка в них эффективно воздействует на плотность потока электронов. Вследствие того что определенная часть электронов задерживается катодной сеткой, ток в ее цепи может быть весьма значительным, а иногда он даже соизмерим с током анода. Поэтому для питания катодной сетки необходим достаточно мощный источник стабильного напряжения (E_K). Так как лампы с катодной сеткой имеют большую крутизну, напряжение E_K должно быть весьма стабильным. Лампы с катодной сеткой относительно дороги и имеют тот недостаток, что в них наблюдаются флуктуации электронов в области катодной сетки [Л. 82]. Для устранения данного недостатка приходится уменьшать шаг намотки этой сетки и напряжение на ней или на экранной сетке. Все это усложняет использование ламп с катодной сеткой.

Поэтому на практике часто применяют обычные многосеточные лампы, работающие в режиме ламп с катодной сеткой. На рис. 6-5,а приведена схема каскада на обычной многосеточной лампе, первая сетка которой используется в качестве катодной. В такой схеме из-

менение напряжения накала U_n или тока эмиссии катода лампы I_e сильно влияет на величину тока первой сетки, так как она заряжена положительно и расположена близко к катоду. Изменения тока эмиссии и тока в цепи катодной сетки сопровождаются изменением величины напряжения на резисторе R_k . При соответствующем выборе напряжения E_k и величины сопротивления упомянутого резистора можно добиться высокого постоянства анодного тока и крутизны лампы благодаря автоматическому регулированию потока электронов, проходящих через катодную сетку [Л. 82].

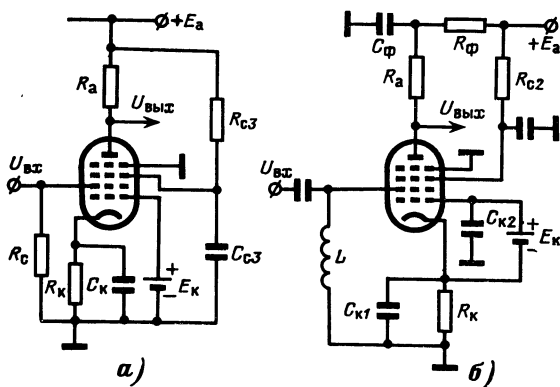


Рис. 6-5. Схемы каскадов на многосеточных лампах, используемых в режиме работы с катодной сеткой.

a — типовая; *б* — усовершенствованная.

Схема описанного типа в основном предназначена для ослабления влияния колебаний напряжения накала и старения катода лампы. Она имеет тот недостаток, что в ней ток катодной сетки влияет на величину автоматического смещения, так как он протекает через резистор R_k . Данный недостаток устранен в схеме рис. 6-5,б [Л. 6]. В ней стабилизация режима осуществляется совместно с помощью резисторов R_k , R_ϕ и R_{c2} и стабильного источника питания катодной сетки E_k . Так как напряжение последнего поддерживается примерно постоянным, то ускорение электронов на участке катод — катодная сетка также не меняется. Колебания же начального и анодного напряжений ослабляются с помощью резисторов R_ϕ и R_k . Дополнительная стабилизация анодного тока осуществляется путем автоматического изменения напряжения на экранирующей сетке с помощью гасящего резистора R_{c2} . Все эти меры приводят к стабилизации крутизны лампы.

В многосеточных лампах можно сетку, следующую за катодной, использовать в качестве экранирующей, а сетку, близкую к аноду, использовать в качестве управляющей. В этом случае экранная сетка будет способствовать ускорению потока электронов, пролетающих через катодную сетку. При таком включении электродов ток в цепи катодной сетки существенно уменьшается, что благоприятно сказывается на работе каскада, так как иногда позволяет обойтись без источника напряжения в цепи катодной сетки E_k .

Рассмотрим основные варианты схем стабилизированных каскадов на многосеточных серийных усилительных лампах, которые могут работать как при нулевых, так и при отрицательных смещениях на первой сетке. В качестве катодной в них используется первая сетка, которая управляет потоком электронов. Вторая сетка при подаче на нее положительного смещения управляет скоростью этого потока в пространстве, в котором действует тормозящее поле управляющей сетки, приближенной к аноду.

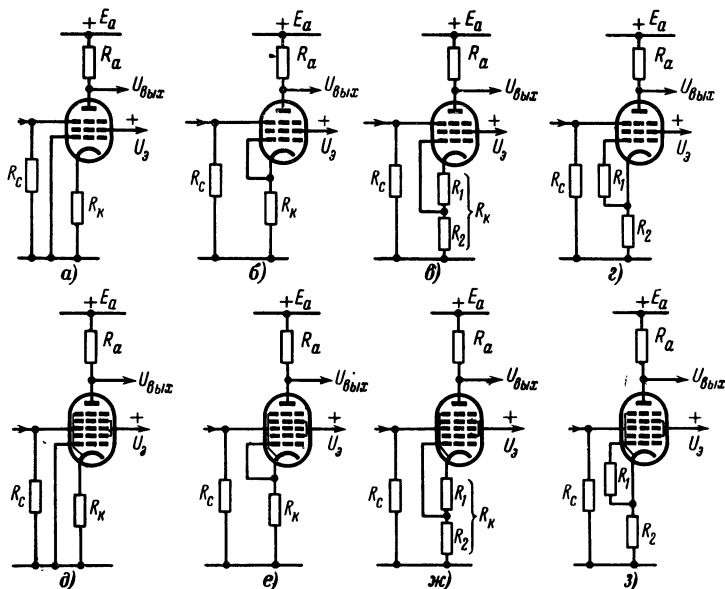


Рис. 6-6. Варианты схем каскадов на пентодах и гептодах, используемых в качестве ламп с катодной сеткой, стабилизированных с помощью катодного резистора.

а, д — первая сетка соединена с корпусом; *б, е* — первая сетка соединена с катодом; *в, ж* — первая сетка присоединена к омическому делителю в цепи катода; *г, з* — со стабилизирующим резистором в цепи первой сетки.

В схемах усилительных каскадов постоянного тока, изображенных на рис. 6-6, обеспечивается ослабление влияния колебаний напряжения накала. В качестве катодной в них используются первая и вторая сетки. Схемы рис. 6-6, *а, б, в, г* выполнены на пентодах и представляют собой каскады на триодах с катодной сеткой. Схемы рис. 6-6, *д, е, ж, з* представляют пентодные каскады с катодной сеткой. Они выполнены на лампах с пятью сетками. Преимуществами пентодного включения, как уже отмечалось ранее, являются меньшая зависимость работы каскада от колебаний анодного напряжения и большая крутизна ламп. Во всех схемах рис. 6-6 отсутствует источник напряжения E_k . Эффективность стабилизации каскадов, схемы которых изображены на рис. 6-6, *б и е*, в значительной степени определяется величиной сопротивления резистора R_k и на-

пряжения на экранной сетке U_a . Схемы на рис. 6-6, в и ж отличаются тем, что в них регулирование плотности потока электронов, проходящих через первую сетку, обеспечивается с помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 . В этих схемах имеются две цепи отрицательной обратной связи по току: одна — через сопротивление резистора R_1 , оказывающая влияние на режим первой катодной сетки, и вторая — через катодный резистор $R_k = R_1 + R_2$. Она влияет на режим управляющей сетки. Примерно аналогичны описанным по принципу действия и достигаемому эффекту схемы, изображенные на рис. 6-6, з. Во всех схемах, изображенных на рис. 6-6, напряжение на экранной сетке (U_a) должно быть стабильным. Выбор того

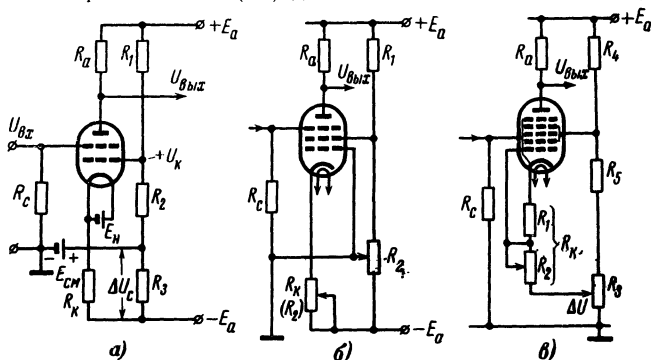


Рис. 6-7. Схемы регулирования рабочего смещения в каскадах на лампах с катодной сеткой.

а — с отдельным источником смещения; б — с цепью смещения, подключенной к источнику питания анода; в — с делителями в цепях анода и катода.

или иного варианта схемы в значительной мере определяется свойствами применяемой лампы, а также величинами рабочих токов и напряжений. Заметим, что во всех рассматриваемых схемах стабилизация анодного тока дополнительно обеспечивается и за счет большого сопротивления резистора R_a , что характерно для УПТ.

На рис. 6-7 изображены схемы каскадов с двух-, трех- и пяти-сеточными лампами, первая сетка которых используется в качестве катодной. Как и в предыдущем случае, это каскады усилителей постоянного тока, в которых необходимо ослабить влияние колебаний напряжения накала или изменений эмиссии катода. Каскад, схема которого изображена на рис. 6-7, а, выполнен на лампе прямого накала. Первая сетка лампы, на которую подано положительное напряжение $+U_k$, используется в качестве катодной. Для стабилизации рабочего режима в цепь катода включен резистор R_k . Установление рабочей точки каскада обеспечивается с помощью делителя на резисторах R_1 , R_2 и R_3 . В точке, соединяющей резисторы R_2 и R_3 с источником сеточного смещения $+E_{cm}$, стремятся установить потенциал, близкий к нулю. В этом случае в цепи смещения расходуется минимальная мощность. Если заменить резистор R_k потенциометром и с его помощью осуществлять подстройку режима каскада, то источник дополнительного смещения может быть вы-

ключен. Тогда получим схему, изображенную на рис. 6-7,б. В ней установление требуемого напряжения на катодной сетке обеспечивается с помощью потенциометра R_2 , а на экранной сетке — с помощью резисторов R_1 и R_2 . Схема рис. 6-7,б для нормальной работы требует наличия изолированного от земли стабилизированного источника анодного напряжения. Недостатком ее является взаимная зависимость изменений сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_k на рабочий режим каскада по постоянному току.

От этого недостатка свободна схема, изображенная на рис. 6-7,в. В ней подача требуемого отрицательного смещения на первую сетку обеспечивается с помощью резистора R_1 , имеющего небольшое сопротивление. С помощью резисторов R_2 и R_3 устанавливается требуемый режим работы управляющей сетки лампы. Сопротивление резистора R_3 также имеет сравнительно небольшую величину. С его

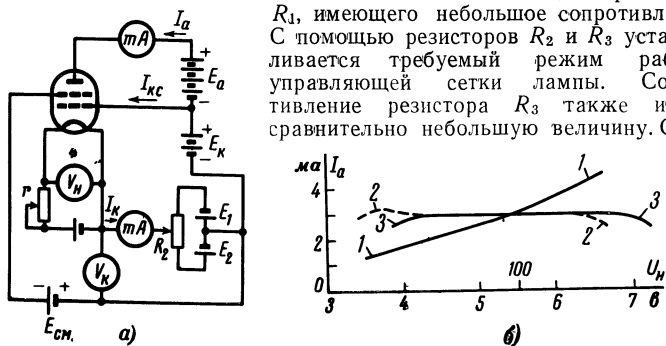


Рис. 6-8. Измерительная установка для определения величин приращений Δi_a , Δi_k , ΔU_n , ΔU_k .

а — схема установки; б — результаты измерений каскадов, выполненных по схемам рис. 6-6,а и д (кривая 1), рис. 6-6,б и е (кривая 2), рис. 6-6,в и ж (кривая 3).

помощью на управляющую сетку лампы подается стабилизирующее напряжение, а при необходимости также подводится небольшое положительное смещение к цепям катода. Резистор R_3 , кроме того, используется для подстройки цепи отрицательного смещения управляющей сетки в соответствии с выбранной рабочей точкой. Сопротивление катодного резистора в рассмотренных схемах может быть определено из выражения [Л. 82]

$$R_k \approx \frac{\partial i_a / \partial U_n}{\frac{\partial i_a}{\partial U_k} \frac{\partial i_k}{\partial U_n}}, \quad (6-1)$$

где U_n и U_k — соответственно напряжения накала и катода; i_a и i_k — соответственно токи в цепях анода и катода.

Заменяв частные производные соответствующими конечными приращениями, получим:

$$R_k \approx \frac{\Delta i_a / \Delta U_n}{\frac{\Delta i_a}{\Delta U_k} \frac{\Delta i_k}{\Delta U_n}}. \quad (6-2)$$

Значения указанных приращений можно приближенно определить по характеристикам ламп или более точно с помощью измери-

тельного стенда, схема которого изображена на рис. 6-8,а. С помощью имеющихся на нем приборов можно измерить величины приращений напряжений на электродах лампы с катодной сеткой при изменении напряжения накала на некоторую фиксированную величину ΔU_n .

Для расчета по формуле (6-2), кроме приращений токов Δi_a и Δi_k , необходимо также знать реакцию каскада на изменения катодного напряжения. Установка требуемых значений ΔU_k обеспечивается с помощью потенциометра R_2 и источников напряжения E_1 и E_2 , причем катодному напряжению дают положительное и отрицательное приращение.

На рис. 6-8,б кривая 1 соответствует схемам рис. 6-6,а, д, кривая 2 — схемам рис. 6-6,б, е и кривая 3 — схемам рис. 6-6,в, ж. В качестве номинального принято напряжение накала $U_n = 5,5$ в. Как и следовало ожидать, самую худшую стабильность имеют каскады с одним катодным резистором. Другие варианты схем характеризуются большей стабильностью анодного тока при изменении напряжения накала в широких пределах. Коэффициент стабилизации в схемах, выполненных по варианту рис. 6-6,в, превышает 10. Схемы типа изображенной на рис. 6-6,б лучше работают при недокале катода, а схемы типа изображенной на рис. 6-6,в — при перекале катода. Заметим, что в двухтактных каскадах и каскадах на дводенных лампах с общим катодным сопротивлением наблюдается ухудшение стабильности рабочего режима по сравнению со случаем, когда резисторы включены в катодные цепи каждой из ламп.

В заключение рассмотрим особенности стабилизации каскадов на многосеточных лампах со вторичной эмиссией. Данные лампы весьма чувствительны к колебаниям питающих напряжений (особенно на диноде). Поэтому к выбору их рабочего режима и стабильности питающих напряжений предъявляются более жесткие требования. Так как ток динода обратен по знаку току анода, причем на него сильно влияет напряжение на диноде, то питание динодной цепи желательно обеспечить от стабилизированного выпрямителя с малым выходным сопротивлением (1—1,5 ком) или от цепи со стабилизатором L_2 , как это показано на рис. 6-9. В данной схеме токи в анодной и экранной цепях стабилизируются с помощью резисторов R_ϕ , R_a и R_{c2} [Л. 6].

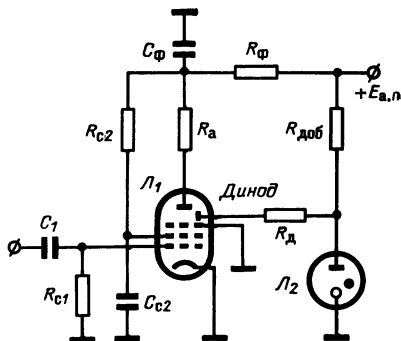


Рис. 6-9. Схема стабилизированного каскада на лампе с вторичной эмиссией.

6-3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫМИ ДИОДАМИ

Благодаря большому перепаду сопротивлений в прямом и обратном направлениях электровакуумные диоды широко используются в измерительной технике. Это свойство их используется, в частности,

го обычно применяются высококачественные стабилизаторы напряжения накала. Однако часто это оказывается недостаточно эффективным. Поэтому приходится прибегать к применению специальных схем или отдельного источника компенсирующего напряжения.

На рис. 6-11 изображена принципиальная схема измерительного моста вольтметра ВК7-3. Подобные схемы обладают высокой стабильностью, так как в плечах моста используются практически идентичные секции общей лампы, что ослабляет воздействие на изменение питающих напряжений старения катодов. Для уменьшения дрейфа нуля стремятся соблюдать строгую симметричность параметров плеч. Кроме того, обеспечивается компенсация действия началь-

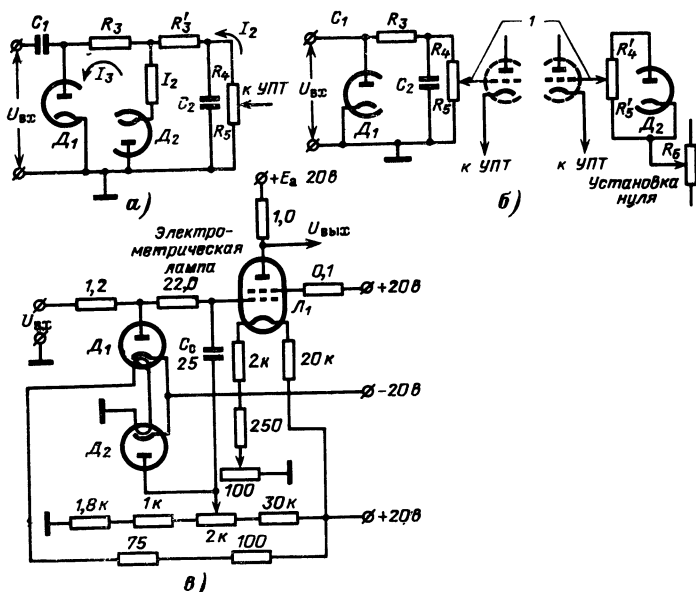


Рис. 6-12. Практические схемы включения компенсирующих диодов для уменьшения влияния быстрых электронов.

а — однотактная; б — мостовая; в — с электрометрической лампой.

ного сеточного тока во входной цепи. Она осуществляется с помощью резистора R_6 , падение напряжения на котором примерно равно падению напряжения во входной цепи за счет сеточного тока (примерно 0,15—0,2 в), но обратно ему по знаку. Установка нуля прибора производится с помощью потенциометра R_3 , позволяющего подать на сетку лампы L_2 напряжение, равное по величине напряжению, поданному на сетку лампы L_1 , и тем самым сбалансировать мост при отсутствии напряжения на входе ($U_{вх}$).

На рис. 6-12 изображены две схемы цепей компенсации дрейфа нуля с вспомогательным диодом D_2 . Левая часть схемы рис. 6-12,а подобна входной цепи, схема которой изображена на рис. 6-10,а. Однако далее после резистора R_3 во входную цепь в противофазе основному диоду D_1 включен дополнительный диод D_2 . Ток быстрых

электронов основного и дополнительного диодов I_3 протекает по замкнутому контуру и не попадает в цепь нагрузки, что способствует снижению величины начального напряжения на ней. В случае колебаний напряжения накала токи быстрых электронов в обоих диодах (особенно в лампах с общим катодом) изменяются примерно одинаково, благодаря чему входная цепь вольтметра стабильна. Роль сглаживающего фильтра в схеме рис. 6-12,а играют резисторы R_3 и R'_3 и конденсатор C_2 . К недостаткам этой схемы относится непостоянство сопротивления в цепи разряда конденсатора C_1 из-за наличия параллельной ветви со вспомогательным диодом. Колебания сопротивления последнего существенно влияют на постоянную времени цепи разряда конденсатора C_1 и показания прибора.

Данный недостаток устранен в схеме на рис. 6-12,б, в которой вспомогательный диод включен в противоположное плечо ламповой мостовой схемы [Л. 83]. При такой структуре входной цепи обычно усилитель постоянного тока также выполняется по мостовой схеме и имеет два входа. Вспомогательный диод D_2 , так же как и диод D_1 , создает на втором входе измерительного усилителя начальное напряжение, которое используется для компенсации дрейфа нуля. Заметим, что движки потенциометров R_4-R_5 и $R'_4-R'_5$ должны быть на общей оси (на рис. 6-12,б обозначена цифрой 1) переключателя пределов измерений прибора. С помощью потенциометра R_6 подается дополнительное постоянное напряжение, которое обеспечивает установку стрелки прибора, включенного на выходе УПТ, на нулевую отметку.

На рис. 6-12,в показана практическая схема включения дополнительного диода для компенсации влияния быстрых электронов применительно к входному устройству, в котором применяется электрометрическая лампа L_1 . Средняя точка катодов диодов, включенных во входной цепи прибора, соединена через источник питания с катодом лампы L_1 . Поэтому нежелательные токи, возникающие в цепи основного диода D_1 и заряжающие конденсатор C_c , компенсируются токами диода D_2 .

Рассмотрим теперь работу логарифмических диодных преобразователей и их стабилизацию.

Величина тока, протекающего через диод при наличии на его аноде отрицательного потенциала:

$$I = I_0 e^{-\frac{(U_a - U_k) q_0}{kT}}, \quad (6-3)$$

где I_0 — начальный ток, который протекал бы через диод при коротком замыкании между его катодом и анодом; q_0 — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — температура катода, °К; U_a — напряжение на аноде; U_k — контактная разность потенциалов на участке анод — катод.

$$U_a = - \left(U_k + \frac{kT}{q_0} \ln \frac{I}{I_0} \right). \quad (6-4)$$

Так как $U_k \ll \frac{kT}{q_0} \ln \frac{I}{I_0}$, то из выражения (6-4) следует, что

$$U_a \approx - \frac{kT}{q_0} \ln \frac{I}{I_0} \approx a \ln \frac{I}{I_0}. \quad (6-5)$$

Из соотношения (6-5) видно, что в рассматриваемом случае напряжение на диоде пропорционально логарифму протекающего через него тока. При этом считается, что сопротивление вольтметра значительно больше сопротивления диода и практически не влияет на работу логарифмирующей цепи. Если сопротивление резистора R , включенного последовательно диоду, как показано на рис. 6-13,а, больше сопротивления диода, то формулу (6-5) можно упростить.

В этом случае, учитывая, что $I = \frac{U_{вх}}{R}$, получим

$$U_a \approx a \ln \frac{U_{вх}}{RI_0} \quad (6-6)$$

или $U_a \approx a' \ln U_{вх}$, где a' — коэффициент пропорциональности ($a' = a \ln \frac{1}{RI_0}$).

Из соотношения (6-6) видно, что выходное напряжение в схеме, приведенной на рис. 6-13,а, пропорционально логарифму входного напряжения. Сопротивление резистора R обычно имеет величину по-

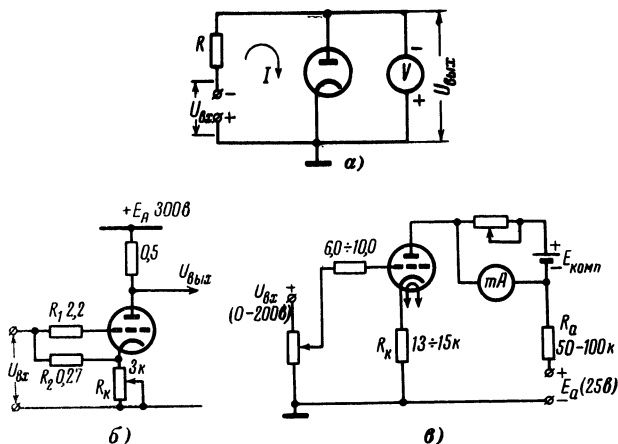


Рис. 6-13. Схемы устройств с логарифмической зависимостью между входным и выходным напряжениями.

а — на диоде; б — на триоде; в — простейший вольтметр.

рядка долей мегома. Сопротивление диода в рабочем интервале напряжений обычно изменяется от нескольких сотен до нескольких тысяч ом, т. е. условие $R \gg R_d$ выполняется. Как видно из (6-4), величина напряжения U_a зависит от контактной разности потенциалов U_k и начального тока I_0 . Поэтому зависимость выходного напряжения от входного лишь приближенно является логарифмической. Как известно, величина контактной разности потенциалов на участке анод—катод диода определяется наличием неровностей на поверхности катода и примесей в составе его активной части из-за несовершенства технологии, недостатков в откачке баллона и трени-

ровке лампы. Она изменяется в процессе службы катода. Колебания напряжения U_k заметно искажают логарифмическую зависимость между током I и напряжением U_a .

Нежелательные колебания U_k ослабляются в лампах с виртуальным катодом, который также имеет экспоненциальное распределение электронов по скорости, но в значительно меньшей степени зависит от влияния контактной разности потенциалов. Следует, однако, заметить, что питание устройств, основанных на применении лампы с виртуальным катодом, необходимо обеспечить от высокостабильных источников питания. В многосеточной лампе с виртуальным катодом, применяемой в качестве логарифмирующего устройства, в качестве анода используются управляющая сетка и другие соединенные с ней электроды лампы. Поэтому даже относительно небольшие изменения напряжений накала и сеточного смещения приводят к значительным колебаниям напряжения на аноде такого диода.

Логарифмическую амплитудную характеристику можно получить и при использовании в качестве логарифмирующего устройства цепи сетка—катод трехэлектродной лампы. Типовая схема логарифмирующего устройства на триоде со сравнительно большим коэффициентом усиления приведена на рис. 6-13,б. Напряжение на выходе такого устройства

$$U_{\text{вых}} = -\lg_a KU_{\text{вх}} + E, \quad (6-7)$$

где E — величина постоянной составляющей выходного напряжения, K — коэффициент усиления.

Схема на рис. 6-13,б обеспечивает точное логарифмическое преобразование напряжения с основанием $a \cong 3$ в диапазоне от 1 до 300 в [Л. 15]. Требуемая стабильность работы лампы достигается после тренировки ее в течение 50 ч. Специальный отбор ламп не требуется.

В схеме рис. 6-13,б сопротивление резистора в цепи сетки R_1 должно значительно превышать величину сопротивления сетка—катод лампы. Для улучшения чувствительности схемы в области малых входных напряжений между сеткой и катодом параллельно включен резистор R_2 , способствующий стеканию отрицательного заряда с сетки и не влияющий на работу лампы при преобразовании больших напряжений. Для компенсации постоянной составляющей E на выходе логарифмирующего каскада обычно включают катодный повторитель.

Схема логарифмирующего каскада для выходных напряжений до 200 в с компенсацией начального отклонения прибора с помощью дополнительной батареи ($E_{\text{комп}}$) изображена на рис. 6-13,в. Сопротивления резисторов в цепях сетки и анода лампы этого каскада увеличены по сравнению с соответствующими элементами рассмотренной ранее схемы в 3—5 раз.

Обратная связь по току через резистор R_k с относительно небольшим сопротивлением улучшает форму логарифмической характеристики при малых входных напряжениях. Наличие этого резистора также способствует повышению стабильности работы каскада. Чувствительность описываемого прибора ограничена эффективностью компенсации начального тока, протекающего через миллиамперметр (mA).

Для стабилизации параметров логарифмических преобразователей наиболее целесообразно применять мостовую схему с дополнительной лампой. Схема логарифмического вольтметра мостового ти-

па на двойном триоде с общим катодом изображена на рис. 6-14. Каскады на лампах Λ_{1a} и Λ_{1b} являются логарифмирующими, а каскады на лампах Λ_2 и Λ_3 — выходными. Последние включены по схеме катодных повторителей [Л. 15]. В них также желательно использовать двойные триоды или тетроды с общим катодом. Флуктуация тока эмиссии ламп Λ_2 и Λ_3 вследствие изменения температуры подогревателя или других рассмотренных ранее причин приводит к изменению токов в плечах моста. Если мост сбалансирован (внутренние сопротивления ламп Λ_2 и Λ_3 близки друг другу), ток, протекающий через стрелочный прибор mA , практически постоянен. Идентичность параметров ламп, стабилизация источников питания, хорошая балансировка и наличие общего для логарифмирующих ламп катода способствуют повышению точности показаний прибора и расширению его возможностей. При наличии в схеме двух входов (второй вход показан пунктиром) она может использоваться для выполнения некоторых простых вычислительных операций. При этом провод от сетки лампы Λ_{1b} должен быть отключен от «земли» и соединен через высокоомный резистор с сопротивлением 10 Мом (показано пунктиром) с движком второго входного потенциометра. В такой схеме, если подать на первый вход напряжение $U_{вх1}$, а на второй $U_{вх2}$, отклонение стрелки прибора mA будет пропорционально разности логарифмов входных напряжений. Шкалу прибора можно проградуировать непосредственно в децибелах или неперях.

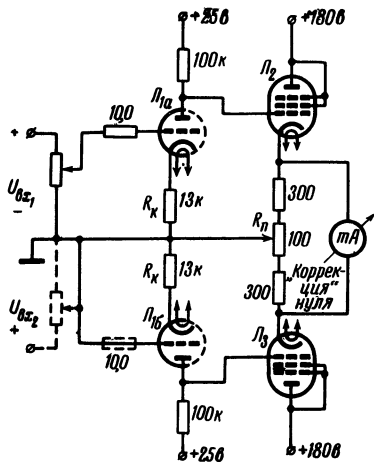


Рис. 6-14. Схема логарифмического вольтметра мостового типа на двойном триоде с балансным выходным каскадом.

Описанные ранее схемы стабилизации начального тока, основанные на встречном включении дополнительного диода, имеют ряд недостатков. Так как ток компенсирующего диода обычно мал, то резистор, на котором выделяется компенсирующее напряжение, должен иметь значительное сопротивление (порядка нескольких мегом), причем оно должно сохранять стабильность при изменении температуры. В эксплуатации приборы с отдельным компенсирующим диодом надо регулярно подстраивать, так как старение катодов основного и дополнительного диодов происходит неравномерно. Сказывается также старение резисторов. Кроме того, подобные схемы чувствительны к изменению напряжения накала.

Часть перечисленных недостатков можно устранить при наличии двойных диодов с общим катодом или двойных диодов с различной мощностью анодных цепей. Образец подобного диода — лампа LC-4. При этом в качестве компенсирующего должен использоваться диод с более мощным анодом (на рис. 6-15,а он обозначен через A_2). Вместе с тем аноды A_1 и A_2 могут быть расположены на одинако-

вом расстоянии от катода. Благодаря наличию анодов различной мощности ток компенсирующего диода может быть значительно больше, чем рабочего. Однако если удельная эмиссия с участков катода, расположенных под соответствующими анодами, примерно одинакова, то будут примерно равными и средние относительные изменения напряжений на анодах при колебаниях напряжения накала и процесс старения диодов будет сказываться тоже примерно одинаково. Применение «мощного» анода позволяет получить компенсирующее напряжение на резисторе с сопротивлением в несколько десятков килоом. Так как диоды описанного типа отечественной промышленностью не выпускаются, то схемы рассматриваемого вида можно создать на комбинированных и двойных лампах, секции которых включаются, как это показано на рис. 6-15,б.

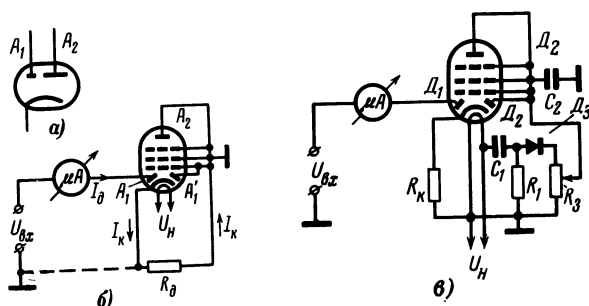


Рис. 6-15. Компенсация влияния быстрых электронов с помощью вспомогательного анода.

а — двойной диод с анодами различной мощности; б — каскад на комбинированной лампе, используемой в режиме двойного диода; в — каскад с вспомогательным выпрямителем, подключенным к цепи накала лампы.

Влияние упомянутых дестабилизирующих факторов можно в значительной мере ослабить в схеме, изображенной на рис. 6-15,в, в которой со вспомогательного диода D_3 выпрямленное напряжение цепи накала U_n подается в цепь «умощненного» диода D_2 и используется в качестве компенсирующего напряжения для цепи, под действием которой изменяются ток основного диода D_1 . Выпрямитель вспомогательного напряжения подключен к цепи накала через конденсатор C_1 емкостью 0,05—0,1 мкф. Для уменьшения пульсаций компенсационного напряжения включен конденсатор C_2 . Подбор оптимального напряжения на компенсационной секции обеспечивается с помощью потенциометра R_3 (для разных типов ламп оно составляет 0,8—1,2 в). После настройки каскада потенциометр обычно заменяют двумя постоянными резисторами, сопротивления которых равны соответствующим сопротивлениям частей потенциометра. Действие схемы основано на том, что при колебаниях напряжения накала U_n изменяется напряжение на выходе вспомогательного выпрямителя, а следовательно, и на аноде D_2 . В результате этого изменяется и отрицательное смещение диода D_1 , подаваемое с катодного резистора R_k . В рассмотренной схеме начальный ток измерительного диода D_1 в широком интервале температур катода практически не зависит от колебаний напряжения накала.

Стабильность описанного каскада, выполненного на лампе типа 6Б8, можно оценить по экспериментальным кривым, которые приведены на рис. 6-16. Семейство кривых, соответствующих току $I_{вх} = 1 \text{ мка}$, получено при $U_{вх} = 0$.

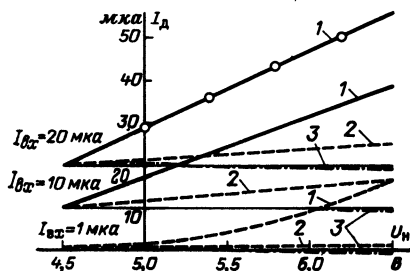


Рис. 6-16. Зависимость тока диода D_1 от напряжения накала для схемы на рис. 6-15, в при различных входных токах $I_{вх}$ для случаев:

1 — диод D_2 отключен; 2 — диод D_2 включен, $U_{всп} = 0$ ($R_3 = 0$); 3 — в цепь диода D_2 введено вспомогательное напряжение $U_{всп}$.

В остальных случаях требуемая величина входного тока обеспечивается путем подведения напряжения от внешнего источника ($U_{вх} > 0$). Номинальное значение напряжения накала при измерениях было равно 5,5 в.

На основе кривых рис. 6-16 можно сделать следующие выводы. В схеме без компенсации (рис. 6-15, в) при изменении напряжения накала ток через прибор быстро нарастает под действием свободных («быстрых») электронов. При включении в цепь катода резистора R_k сопротивлением 10—15 ком можно обеспечить с его помощью получение требуемого по величине и качеству компенсирующего напряжения за счет тока более мощной диодной секции и уменьшить перепад тока основного диода в 6—10 раз при колебаниях напряжения накала в пределах от 4,5 до 6,5 в. При выполнении измерительного каскада по «полной» схеме рис. 6-15, в цепь накала лампы с дополнительным выпрямителем можно питать от нестабилизированного источника.

Для лучшей развязки цепи выпрямителя от цепи накала лампы целесообразно применить двухполупериодную схему выпрямления и подключать дополнительный выпрямитель к цепи накала с помощью двух конденсаторов небольшой емкости.

6-4. КАСКАДЫ НА ОБРАЩЕННЫХ ЛАМПАХ

Применению весьма простых и надежных в работе обращенных ламп препятствовала их значительная нестабильность.

Рассмотрим основные пути ослабления данного недостатка. На рис. 6-17 изображена схема, использующая пентод в качестве обращенного триода. Первая сетка пентода используется в качестве анода. Остальные сетки и анод соединены параллельно и используются в качестве внешнего управляющего электрода. На этот электрод часто подают небольшое отрицательное напряжение ($E_{см}$),

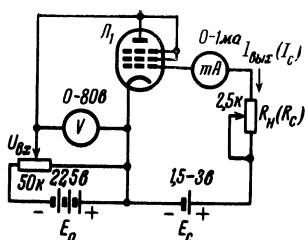


Рис. 6-17. Каскад с обращенной лампой.

а другая часть пролетает сквозь витки сетки, попадает в зону действия поля анода и под влиянием этого поля снова направляется к сетке. В результате почти все электроны, за исключением попавших на свободные электроды и стекло и образующих токи утечки, притягиваются сеткой. Ток в цепи сетки обращенной лампы

$$I_{c.c.} = \frac{\frac{U_a}{\mu} + U_{cк}}{R_{ic}}, \quad (6-8)$$

где $U_{cк} = E_c - I_c R_c$ и $U_a = U_{вх}$; R_{ic} — сопротивление промежутка сетка — катод; R_c — сопротивление нагрузки.

При росте отрицательного напряжения на аноде усиливается его тормозящее поле, которое начинает оказывать воздействие сквозь витки сетки, на облако электронов, испускаемых катодом, отталкивая их обратно к катоду. При значительной величине поля анода часть электронов уже не может попасть на сетку и ток в ее цепи уменьшается. На положительно заряженную сетку теперь попадают только те электроны, которые находятся «в тени» сетки, где поле анода действует слабее. Сильное поле анода практически подавляет эмиссию электронов катода, и ток сетки становится пренебрежимо малым.

Две схемы на обращенных лампах для специальных измерительных приборов приведены на рис. 6-18. Обе схемы аналогичны по принципу действия, но имеют различное назначение. Они хорошо иллюстрируют возможности обращенных ламп и способы их использования. В киловольтметре (см. рис. 6-18,а) в качестве обращенной лампы применен генераторный триод небольшой мощности с катодом прямого накала, сетка которого достаточно «прозрачна» для электронов (коэффициент усиления лампы много меньше единицы), удалена от катода и не подвергается заметному нагреву. Измеряемое напряжение подводится к аноду триода. Зависимость сеточного тока от напряжения на аноде приблизительно линейна в диапазоне от сотен вольт до нескольких киловольт. При измерении напряжений от 0 до нескольких сотен вольт шкалу прибора нужно специально градуировать по точкам вследствие того, что зависимость $I_c = f(U_a)$ в этом диапазоне существенно нелинейна. Измерительный прибор должен быть шунтирован резистором, так как ток сетки может достигать десятков миллиампер.

Величина входного сопротивления прибора достигает 1 000 *Мом* (при измерениях напряжений порядка 5 *кв* ток во входной цепи не превышает нескольких микроампер). При этом напряжение на сетке обращенной лампы не превышает 600 *в*, что делает его сравнительно безопасным в работе. Следует отметить, что имеющиеся киловольтметры с добавочным высокоомным резистором в этом отношении менее надежны, так как при обрыве заземляющего отвода этого резистора корпус прибора приобретает высокий потенциал. Показания вольтметра в значительной мере зависят от двух факторов: колебаний напряжения сеточного источника и изменений эмиссии лампы (напряжения накала). Это снижает ценность описанной схемы и является основным недостатком всех устройств на обращенных лампах, не имеющих стабилизации.

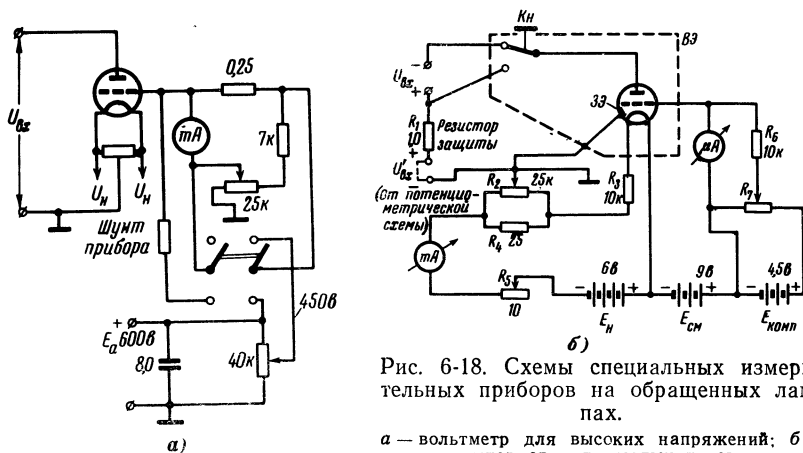


Рис. 6-18. Схемы специальных измерительных приборов на обращенных лампах.

а — вольтметр для высоких напряжений; б — амперметр для малых токов.

Рассмотрим теперь схему прибора для измерения малых токов, изображенную на рис. 6-18,б. Данный прибор содержит тщательно экранированную обращенную лампу, а также источники питания с напряжением 4, 5, 6 и 9 *в*. С помощью переменных резисторов R_5 и R_7 можно точно поддерживать постоянство тока накала и компенсировать начальное отклонение измерительного прибора.

Прибором могут быть измерены токи менее 10^{-12} *а*; он позволяет также измерять напряжения величин порядка 10^{-4} *в* в каскадах с внутренним сопротивлением от 10^{12} *ом*.

В схеме рис. 6-18,б, как и в рассмотренной ранее, целесообразно применять триоды с малым значением μ , у которых сетка отдалена от катода и имеет небольшое число витков на единицу длины. Благодаря этому она меньше подвергается тепловому воздействию катода, что снижает паразитные токи сетки, возникающие вследствие ее эмиссии. Желательно, чтобы баллон триода имел внутри защитный экран или чтобы стекло баллона было внутри покрыто проводящим веществом (например, слоем аквадага), имеющим вывод через цоколь лампы. При отсутствии отвода на «землю» на стекле баллона скапливается электрический заряд, вследствие чего потенциал баллона может достигать значительной величины.

Этот потенциал может оказывать более сильное воздействие на электронный поток, стремящийся к сетке, чем управляющий электрод или анод при небольших напряжениях на последнем. На рис. 6-18,б заземляющий электрод 3Э соединен с внешним экраном лампы ВЭ [Л. 15].

Для предохранения источников сигнала на входе прибора при калибровке включен резистор $R_1=1,0$ Мом.

Схемы с обращенными лампами хорошо сочетаются с транзисторными усилителями постоянного тока, так как питание и тех и других обеспечивается от источников низкого напряжения.

Действие потенцирующей схемы, приведенной на рис. 6-19,а, основано на том, что у лампы с переменной крутизной на определенном участке анодной характеристики ток анода I_a пропорционален логарифму сеточного напряжения U_c , т. е.

$$aI_a = \lg U_c. \quad (6-9)$$

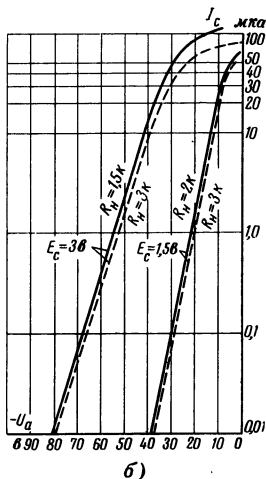
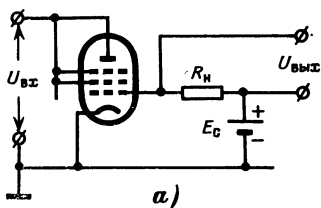


Рис. 6-19. Устройство для потенцирования постоянных напряжений.

а — схема каскада; б — характеристики потенцирования каскада с обращенным триодом на лампе типа 6К3.

У такой лампы при обращенном включении

$$I_c = A \exp kU_a, \quad (6-10)$$

где a , k и A — коэффициенты пропорциональности.

Если $U_a = U_{вх}$, то

$$U_{вых} = I_c R_c = R_c \exp kU_a. \quad (6-11)$$

Характеристики сеточного тока описанного каскада с обращенной лампой, выполненной на базе пентода 6К3, изображены на рис. 6-19,б. Они получены при величинах напряжения сеточного смещения 1,5 и 3 в и значениях сопротивления резистора нагрузки 1,5, 2 и 3 ком. В принятом масштабе антилогарифмическая зависимость на значительном отрезке имеет характер прямой линии, наклон которой определяется значениями коэффициента пропорциональности A и выбранным основанием логарифма. Измерения, проведенные на отечественных лампах типа «варимю», включенных в обращенном режиме, показали, что у многих из них характеристики $I_c = \varphi(U_a)$ достаточно линейны в полулогарифмическом масштабе. В практических устройствах желательно применять лампы с кру-

тыми характеристиками и высокой линейностью в полулогарифмическом масштабе до области как можно больших токов. В частности, для этой цели пригодны лампы типа 6К3. Как видно из рис. 6-19,б, крутизну характеристик ламп такого типа в определенных пределах можно изменить путем выбора величин напряжения E_c и сопротивления резисторов в цепи сетки (R_H) [Л. 84].

Следует отметить, что в каскаде с обращенной лампой типа 6К3 сопротивление резистора R_H не должно превышать 3—5 ком. При этом характер изменения выходного напряжения близок к антилогарифмическому в динамическом диапазоне уровней, превышающем 60 дб, а максимальное выходное напряжение достигает 0,2 в.

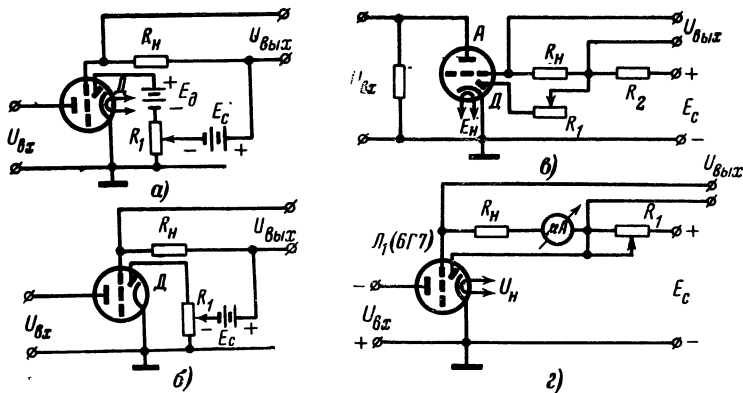


Рис. 6-20. Варианты схем каскадов на обращенных лампах с дополнительным диодом.

а — с двумя источниками питания; *б* — с одним источником питания; *в* — с гасящим резистором в цепи анода диода; *г* — с раздельной регулировкой смещения на управляющей сетке лампы и аноде диода.

Увеличение сопротивления резистора R_H не дает заметного расширения динамического диапазона, так как оно сопровождается ростом падения напряжения на нем и уменьшением положительного напряжения на сетке.

Некоторые варианты схем каскадов на обращенных лампах, стабилизированных с помощью дополнительного диода, изображены на рис. 6-20. Все они основаны на применении комбинированных или двойных ламп с общим катодом и различаются в основном способами питания электродов [Л. 85].

Так, в схеме рис. 6-20,а дополнительный диод D расположен вблизи основного катода, что способствует ослаблению влияния изменений его эмиссии на ток сетки. Для стабилизации тока сетки с нижней части потенциометра R_1 на нее подается дополнительное смещение, противодействующее изменениям выходного тока при колебаниях напряжения накала. В случаях, когда ток вспомогательного диода D достаточно велик, можно отказаться от дополнительного источника смещения, как это видно из рис. 6-20,б. Настройка каскада обеспечивается с помощью потенциометра R_1 , но при этом изменяется ток в цепи сетки. Этот недостаток частично

устранен в схеме рис. 6-20,в, в которой установление рабочего режима лампы производится с помощью резисторов R_n и R_2 , а тока в цепи диода — с помощью резистора R_1 .

Необходимый ток сетки в схеме рис. 6-20,г устанавливается с помощью резисторов R_n и R_1 , а рабочий режим дополнительного диода — путем подбора величины сопротивления резистора R_1 . Изменение величины тока диода приводит к изменению падения напряжения на резисторе R_1 , благодаря чему автоматически корректируется напряжение на сетке. Чтобы скомпенсировать падение напряжения на резисторе R_1 от диодного тока, напряжение E_c приходится увеличить на несколько вольт по сравнению с другими схемами рис. 6-20. Величина сопротивления резистора нагрузки (R_n) выбирается с учетом кривых рис. 6-19,б, а сопротивление резистора R_1 и напряжение E_c подбираются в процессе отладки каскада. Для этого в цепь накала лампы включают миллиамперметр, а питание цепи накала лампы L_1 обеспечивают от отдельного автотрансформатора.

Процесс отладки каскада состоит в ступенчатом изменении напряжения накала при выбранном значении напряжения E_c и подборе сопротивления резистора R_1 , при котором достигается минимальная зависимость тока сетки I_c от напряжения накала U_n . После подбора требуемого сопротивления взамен R_1 может быть включен постоянный резистор.

Описанная схема весьма надежна, так как содержит минимальное число деталей и работает в облегченном режиме.

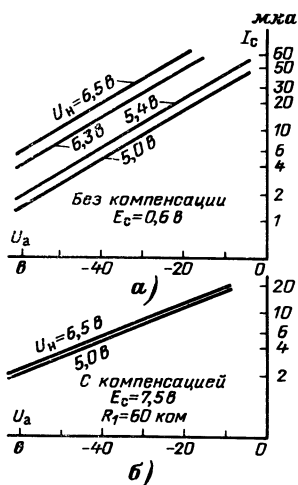


Рис. 6-21. Анодно-сеточные характеристики каскада на обращенной лампе.

а — без стабилизации; б — с вспомогательным диодом в цепи компенсации.

Выходные характеристики каскада, схема которого изображена на рис. 6-20,г, снятые при применении лампы 6Г7, приведены на рис. 6-21. Как видно из рисунка, упомянутые характеристики практически линейны в полулогарифмическом масштабе при изменении анодного напряжения в широких пределах. Это означает, что анодно-сеточная характеристика исследованного экземпляра лампы 6Г7 при прямом включении близка по форме и характеристикам ламп типа «варимю».

Из рис. 6-21,а видно, что в нестабилизированном каскаде колебания напряжения накала очень сильно влияют на величину выходного тока. В случае же включения стабилизирующего диода зависимость выходного тока от напряжения накала проявляется слабо (рис. 6-21,б). Следует отметить, что кривые рис. 6-21,а сняты при $E_c = 0,6$ в. Для увеличения эффективности схемы стабилизации напряжение источника питания должно быть повышено до 7,5—10 в. При этом несколько изменяется наклон анодно-сеточных характеристик.

В реальном каскаде при изменении тока сетки от 2 до 20 мка ток стабилизирующего диода превышал 100 мка. Следовательно, рабочий ток лампы сравнительно слабо влиял на величину компенсирующего напряжения. Примерно такая же картина имеет место при изменениях величины тока эмиссии.

Заметим, что во всех описанных схемах на обращенных лампах отсутствует резистор в цепи катода R_K . При включении катодного резистора ток в цепи сетки обращенной лампы может быть определен из выражения [Л. 29]

$$I_c \approx \frac{U_{вх}}{\mu (R_{ic} + R_c + R_K)}, \quad (6-12)$$

где R_{ic} — внутреннее сопротивление промежуточной сетка — катод; R_c — сопротивление резистора в цепи сетки.

Практически всегда $R_{ic} \ll R_c$.

Стабилизация может быть достигнута также при использовании описанного в § 6-1 метода разделения электронного потока, создаваемого катодом. Рассмотрим это более подробно на примере многоэлектронной лампы с катодной сеткой.

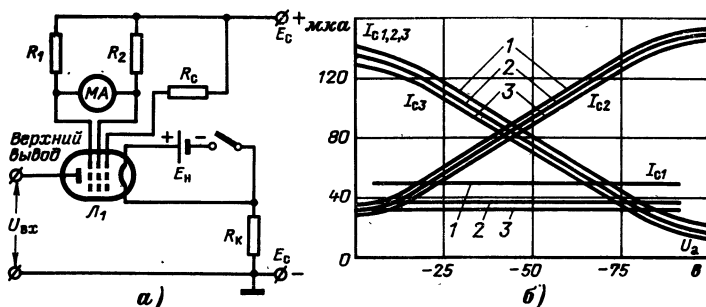


Рис. 6-22. Стабилизированный каскад на обращенной лампе стержневого типа.

а — схема каскада; б — анодно-сеточные характеристики пентода 1Ж29Б в обращенном режиме.

Когда в такой лампе на анод подается отрицательное напряжение, то тормозящее поле анода нарушает распределение электронов между сетками, свойственное лампе при прямом включении. Сама же величина тока, протекающего через лампу, не изменяется. Подобным свойством, обладающим, в частности, стержневые лампы, что может быть эффективно использовано для стабилизации. У стержневых пентодов, включенных в обращенном режиме, характеристики по второй и третьей сеткам симметричны и достаточно линейны (см. рис. 6-20, б).

Если в цепи второй и третьей сеток (рис. 6-22, а) обращенного стержневого пентода включены резисторы (другие выводы резисторов присоединены к батарее), а обе сетки соединены с зажимами микроамперметра, то изменение напряжения накала, обычно сильно меняющее режим работы лампы, не будет сказываться на показаниях прибора. Прибор, включенный в своеобразную мостовую цепь, будет реагировать преимущественно на изменение потенциала ано-

да, так как поле последнего изменяет распределение тока между сетками и падение напряжения на сеточных резисторах. Электрометр на обращенном стержневом пентоде прост по схеме, стабилен и экономичен в работе [Л. 29]. Он обеспечивает измерение напряжения от 0 до 100 в при входном сопротивлении 10^{15} ом и входной емкости менее 0,6 пф. Суммарный ток сеток можно регулировать, изменяя сопротивление резистора R_c .

Характеристики токов сеток обращенного стержневого пентода 1Ж29Б, включенного по обращенной схеме рис. 6-22,а, приведены на рис. 6-22,б. Как видно из рис. 6-22,б, кривые токов I_{c2} и I_{c3} симметричны по отношению к осям I_c и U_a . Ток первой сетки не зависит от величины анодного напряжения, и ее роль подобна роли катодной сетки. С помощью резистора R_c в ее цепи можно регулировать поток электронов катода и тем изменять величину потенциала анода U_{a0} , при котором $I_{c2}=I_{c3}$. Сопротивление резистора R_k подбирают так, чтобы напряжение U_k было равно U_{a0} . Когда токи второй и третьей сеток равны, ток через измерительный прибор равен нулю. Кривые графика на рис. 6-22,б получены для следующих значений тока накала: 2,7 в (кривые 1), 2,4 в (кривые 2) и 2,1 в (кривые 3).

Л и т е р а т у р а

1. Малахов А. Н., Флуктуации коэффициента усиления ламповых усилителей, «Радиотехника и электроника», 1957, № 4.
2. Пароль Н. В., Надежность приемно-усилительных ламп, изд-во «Советское радио», 1964.
3. Эрглис К. Е., Степаненко И. П., Электронные усилители, изд-во «Наука», 1964.
4. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах, коллектив авторов под ред. М. Д. Штерка, изд-во «Советское радио», 1964.
5. «Proceedings IEE», part B, Suppl. 17, 1959, p. 598.
6. Говоров Б. А. и др., Особенности применения приемно-усилительных ламп, изд-во «Советское радио», 1966.
7. Патент США, 330—65, 2.971.160.
8. Черепнин Н. В., Электронные лампы для широкополосных усилителей, Госэнергоиздат, 1958.
9. «Радио», 1964, № 12.
10. «Electronics», 1965, № 13.
11. «Electronics», 1966, № 20 (русс. перевод).
12. Мишустин И. А., Самостабилизирующиеся каскады, изд-во «Энергия», 1967.
13. Барамидзе В. А. и Гольдереер И. Г., Многокаскадные однотактные самостабилизирующиеся каскады, «Измерительная техника», 1959, № 12.
14. Патент США, 171, 2.305.307.
15. Маркус Дж. и Целюф В., Схемы промышленной электроники, Изд-во иностр. лит., 1959.

16. Гольдереер И. Г., Ламповый каскад с обратной связью, Госэнергоиздат, 1954.
17. Сборник трудов института электротехники АН УССР, вып. 7, 1951.
18. Патент США, 250—27.2.468.082.
19. Патент Франции, Н.0.3.1.221.791.
20. Патент Франции, Н.0.3.1.221.167.
21. Патент США, 330—11.2.926.309.
22. Патент Венгрии, 149.047.
23. Патент Австралии, 0.5.5.217.133.
24. Патент Австралии, 0.5.5.219.744.
25. Патент Венгрии, 21a⁴ 21—35.148.764.
26. «Радио», 1959, № 2.
27. Барамидзе И. А. и Гольдереер И. Г., Авторское свидетельство № 115978, 1958.
28. Патент США, 331—75.2.951.157.
29. Грибанов Ю. И., Измерения в высокоомных цепях, изд-во «Энергия», 1967.
30. «Nachrichtentechnik», Heft 12, 1960, S. 534—536.
31. «Electronics», 1969, № 7 (русс. перевод).
32. Патент США, 330—111, 2.926.744.
33. Мишустин И. А., Авторское свидетельство № 151989, 1962.
34. Патент ФРГ, 21 а², 18/01—Н—0,3.
35. Мишустин И. А., Усилитель-аттенюатор, «Приборы и техника эксперимента», 1962, № 2.
36. Патент Канады, 679, 471, 1964.
37. «Electronics», 1967, № 14 (русс. перевод).
38. Патент Англии, 40/4 835.307.
39. «Electronics», 1963, № 20.
40. Полковский И. М., Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах, изд-во «Энергия», 1965.
41. Патент ФРГ, 21 а², 18/08 963.880.
42. «Antenna», 1969, № 5.
43. Патент США, 330—51, 2.918.629.
44. Патент США, 330—28, 3.368.158.
45. «Радио», 1961, № 12.
46. Патент Австралии, 0.5.5.278.583.
47. «Радио», 1964, № 6.
48. Патент Японии, 98/5 А 34 4002, 1969.
49. «Proceedings of Inst. of Electrical Eng.», 1961, vol. 108, № 41.
50. «Радио», 1959, № 8.
51. «Радио», 1969, № 10.
52. «Радио», 1964, № 10.
53. Полковский И. М., Ткаченко А. Д., Электроакустические тракты с обратной связью, изд-во «Связь», 1969.
54. Патент Австралии, 21 а¹/Н 01/264597, 1968.
55. «Electronic Eng.», 1969, v. 41, № 492, p. 221.
56. Патент США, 330—13, 3392341, 1968.
57. IEEE Journal of Solid State Circuits, Sept. 1965, v. 3, SC—3, № 3.
58. «Electronics», v. 41, 1968, № 10.
59. Патент США, 330—22.3.364.434, 1968.
60. Мишустин И. А., Применение электролюминесцентных

конденсаторов в радиотехнических схемах и приборах, «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 6.

61. Полупроводниковые приборы в измерительной технике, изд-во «Энергия», 1964.

62. «Electronics», 1969, № 1 (русск. перевод).

63. «Electronics», 1969, № 3 (русск. перевод).

64. Момот Е. Г., Генератор с шунтирующим диодом, Госэнергиздат, 1959.

65. Термен Ф. и Петтит Дж., Измерительная техника в электронике, Изд-во иностр. лит., 1955.

66. В помощь радиолюбителю, вып. 22, ДОСААФ, 1965.

67. «Electronics», 1969, № 4 (русск. перевод).

68. Патент США, 330—92, 2.963.657.

69. Патент США, 179—171, 2.915.603.

70. «Радио», 1966, № 1 .

71. «Радио», 1965, № 10.

72. «Радио», 1962, № 8.

73. «Radio shau», 1969, № 5.

74. Патент США, 328—171, 3.028.557.

75. Патент США, 330—91, 2.892.080.

76. «Радио», 1963, № 11.

77. Патент Японии, 98/5/A—11 № 27443, 1968.

78. Патент США, 330—18, 3.336.156, 1968.

79. Патент ГДР, 21 а², 18/08, № 471.

80. Алексеев Н. Г. и др., Электронные приборы и схемы в физико-химическом исследовании, Госхимиздат, 1961.

80. Войшвилло Г. В., Усилители низкой частоты на электронных лампах, изд-во «Энергия», 1965.

82. Патент Венгрии, 21а², 18/08, 146.215.

83. Хлебников К. А., Электронные приборы, изд-во «Связь», 1964.

84. Мишустин И. А., Авторское свидетельство № 172917, 1965.

85. Мишустин И. А., Об одной схеме потенционирования, «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 2.

86. «Радио», 1970, № 6.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава первая. Особенности самостабилизирующихся каскадов	5
1-1. Краткий анализ причин нестабильной работы радио- электронной аппаратуры и методов борьбы с деста- билизирующими факторами	5
1-2. Разброс характеристик активных элементов и пути его уменьшения	17
1-3. Отличительные особенности самостабилизирующихся каскадов	32
Глава вторая. Схемы самостабилизирующихся каскадов на лампах	35
2-1. Использование нелинейных свойств ламп	35
2-2. Каскады с резисторами в цепях электродов ламп	39
2-3. Каскады с нелинейными резисторами	45
2-4. Каскады с внутренними стабилизирующими связями	57
2-5. Каскады с дополнительным активным элементом	62
2-6. Применение для стабилизации дополнительных источ- ников питания	72
Глава третья. Каскады с увеличенным сопротивлением резистора в цепи катода	76
3-1. Принцип действия	76
3-2. Основные схемы подключения источника компенса- ционного напряжения	93
3-3. Некоторые недостатки каскадов с увеличенным со- противлением катодного резистора и их устранение	101
3-4. Регулировка усиления каскадов с увеличенным сопро- тивлением катодного резистора	108
3-5. Ламповые каскады с катодным резистором и стаби- лизирующими транзисторами	115
Глава четвертая. Самостабилизирующиеся каскады на транзисторах	120
4-1. Особенности стабилизации транзисторных каскадов	120
4-2. Транзисторные аналоги самостабилизирующихся лам- повых каскадов	124
4-3. Самостабилизирующиеся каскады, специфичные для транзисторной электроники	131
4-4. Некоторые рекомендации по построению цепей питания	141
	199

Глава пятая. Каскады с автоматически регулируемым уровнем сигнала	147
5-1. Генераторы с изменяемой добротностью контуров . . .	147
5-2. Устройства со стабильным напряжением смещения . . .	156
5-3. Стабилизированные ограничители уровня	163
5-4. Каскады с АРУ	167
Глава шестая. Стабилизация параметров измерительных приборов на лампах	172
6-1. Измерительные схемы на лампах прямого накала . . .	172
6-2. Каскады на многосеточных лампах с катодной сеткой . . .	175
6-3. Измерительные устройства с электровакуумными диодами	181
6-4. Каскады на обращенных лампах	189
Л и т е р а т у р а	196

Цена 61 коп.