

ОСНОВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

■

# ОСНОВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

---

# ОСНОВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

---

Допущено  
Министерством высшего  
и среднего  
специального  
образования СССР  
в качестве  
учебного пособия  
для студентов  
высших учебных заведений,  
обучающихся по специальности  
«Электронные приборы»



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1975

6Ф0.31  
О-75  
УДК 621.384(075)

Рецензенты:

Кафедра автоматики и телемеханики Ленинградского электротехнического института

Кафедра электроники Московского инженерно-физического института

**Основы применения электронных приборов.** Учеб. по О-75 собие для вузов. М., «Высш. школа», 1975.

367 с. с ил.

На обороте тит. л. авт.: Ю. Д. Рагозин, В. П. Аксенов, В. П. Марин, О. В. Аристов.

В книге рассмотрены основы построения электронных схем на электронных лампах, транзисторах, электроннолучевых, фотоэлектронных и газоразрядных приборах, принципы действия и методика расчета этих схем.

Книга предназначена для студентов специальности «Электронные приборы» электротехнических и энергетических вузов, также может быть рекомендована в качестве учебного пособия и для студентов других специальностей.

О<sup>\*</sup>  $\frac{30407-256}{001(01)-75}$  174—75

6Ф0.31

Электронные приборы (электроввакуумные, полупроводниковые и газоразрядные), т. е. такие приборы, принцип действия которых основан на взаимодействии электрического поля с электрическими зарядами, открыли широкие возможности для создания большого числа самых разнообразных схем, способных осуществлять новые, недоступные для электрических схем преобразования сигналов. Такие схемы, называемые электронными, распространены в радиотехнике, радиолокации, телевидении, вычислительной технике, автоматике и т. д.

Широкое применение схем с электронными приборами (ЭП) обусловлено возможностью получения большого усиления по напряжению, току и мощности, высоким быстродействием, отсутствием подвижных деталей, бесшумностью работы, простотой и дешевизной в эксплуатации.

Специфика электрических схем с электронными приборами потребовала особого подхода к их рассмотрению и анализу. Поэтому появилось большое количество специальных книг, посвященных вопросам теории и расчета электронных схем, в которых рассматривались главным образом закономерности и процессы, присущие отдельным группам и классам электронных схем без обобщения методов и приемов их анализа.

В этой книге изложены общие основы применения электронных приборов как неуправляемых и управляемых элементов электрической цепи, закономерности построения схем с различными электронными приборами независимо от принципа действия.

Основой книги послужил курс лекций по применению ЭП, читаемый студентам, обучающимся по специальности «Электронные приборы» в Московском ордена Ленина энергетическом институте.

Этот курс базируется на знаниях, полученных студентами в предшествующих курсах «ТОЭ», «Электронные и газоразрядные приборы», «Электроннолучевые приборы», «Полупроводниковые приборы» и «Фотоэлектронные приборы».

В гл. 1—4 рассматриваются общие особенности построения электронных схем и основные закономерности схем с нелинейными элементами (НЭ) электрической цепи.

Изложение материала начинается с рассмотрения схемы включения НЭ в общем виде и простейшего усилительного каскада как элементарной схемы, лежащей в основе построения более сложных электронных схем. Для усилительного каскада дан вывод уравнений основных его характеристик, справедливых для любых

управляемых нелинейных элементов (УНЭ) и прежде всего электронных ламп и транзисторов. В дальнейшем эти уравнения применяются для анализа и более сложных схем.

Так как управляющим фактором УНЭ в общем случае может быть любая электрическая или неэлектрическая величина (напряжение, ток, свет, механическое перемещение, магнитное поле, температура и т. д.), то работа схемы с УНЭ рассмотрена вначале в общем виде независимо от характера управляющего фактора, а затем в частном, когда управляющим фактором является электрическая величина.

Для электронных ламп такой величиной принято считать напряжение, тогда как для транзисторов входным сигналом чаще всего считают ток. В книге принят единый для ламп и транзисторов «напряженческий» подход к рассмотрению и расчету электронных схем, когда управляющим фактором или входным сигналом считается напряжение. Это объясняется тем, что в большинстве случаев как входным, так и выходным сигналами электронных схем, т. е. сигналами, несущими информацию, является электрическое напряжение.

Благодаря общему «напряженческому» подходу можно унифицировать методы анализа и расчета электронных схем с различными электронными приборами, действие которых основано на различных физических принципах.

В гл. 5—13 рассмотрены основные схемы включения и основы применения электронных приборов, преобразующих электрические сигналы. При этом в соответствии со спецификой специальности «Электронные приборы» схемам на транзисторах уделено меньше внимания.

В гл. 14 и 15 излагаются основы применения электронных приборов, преобразующих электрические сигналы в световые и световые в электрические.

В гл. 16 рассмотрены некоторые наиболее распространенные схемы с газоразрядными приборами и тиристорами.

В книге гл. 1—5 и 7—9 написаны Ю. Д. Рагозиным, гл. 6, 10—12 — Ю. Д. Рагозиным и В. П. Аксеновым, гл. 13 — О. В. Аристовым, гл. 14 и 15 — В. П. Аксеновым, гл. 16 — В. П. Мариним.

При подготовке рукописи к печати авторы воспользовались рядом ценных указаний рецензентов: коллектива Ленинградского ордена Ленина электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина), коллектива кафедры электроники Московского инженерно-физического института, а также доц. Быстрова Ю. А. и доц. Изъюровой Г. И.

Авторы выражают искреннюю признательность научному редактору канд. техн. наук Г. В. Королеву.

Просьба к читателям все замечания, пожелания и отзывы направлять по адресу: Москва, К-51, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

*Авторы*

# ГЛАВА ПЕРВАЯ

## ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

---

### § 1.1. ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ

Основное назначение электронной схемы — получение требуемого электрического выходного сигнала, который действует на потребитель или нагрузку с нужным эффектом. В одних случаях этот сигнал получают соответствующими преобразованиями входного сигнала, а в других — он образуется в самой схеме без подачи внешнего входного сигнала, только за счет преобразования энергии источника питания. Некоторые исполнительные устройства могут быть выполнены только с применением специальных электронных приборов, обеспечение нормального режима которых также относится к числу задач, стоящих перед электронными схемами.

Работа электронной схемы состоит в выполнении одной или нескольких операций:

а) преобразовании одной величины какого-либо параметра, характеризующего электрическую энергию (напряжения, силы тока, частоты, фазы и т. д.), в тот же параметр другой величины или в другой электрический параметр (переменное напряжение одной частоты, но большей амплитуды, изменение фазы переменного напряжения в силу постоянного тока и т. д.);

б) преобразовании одного вида энергии в другой (световая, тепловая, механическая и другие энергии могут быть преобразованы в электрическую и наоборот);

в) выполнении различных логических операций (например, электронная схема выдает определенное напряжение лишь при условии, что на две пары ее зажимов поданы одновременно напряжения данной полярности, так называемая логическая операция «И»).

Электрическая или неэлектрическая величина, подлежащая преобразованию или участвующая в логической операции, называется входным сигналом, а место ввода этого сигнала — входом схемы.

Электрическая или неэлектрическая величина, в которую преобразуется входной сигнал или которая получается в результате выполнения логической операции, называется выходным сигналом этой схемы, а место, где образуется этот сигнал, — выходом электронной схемы.

Электронная схема состоит из одного или нескольких каскадов, каждый из которых выполняет элементарную операцию преобразования сигналов. Каскады обычно соединяются последовательно так, что выходной сигнал предыдущего каскада является входным для последующего. Часто для связи между каскадами применяются пассивные четырехполюсники.

Входным сигналом первого каскада электронной схемы может быть как электрическая, так и неэлектрическая величины\*, а выходным сигналом всех каскадов, кроме последнего, — только электрический ток или напряжение. Выходным сигналом последнего каскада может быть как электрическая, так и неэлектрическая величина.

Энергия выходного сигнала электронной схемы, как и каждого каскада, может создаваться за счет энергии входного сигнала (пассивный каскад) и специального источника электрической энергии, называемого источником питания\*\* электронной схемы (активный каскад). В этом случае энергия, отбираемая схемой от источника входного сигнала, мала или соизмерима с энергией источника питания.

Входной сигнал подается на электронную схему от источника входного сигнала, которым может быть какой-нибудь датчик (микрофон, термopapa, фотоэлемент и т. д.), естественный источник электрического тока (биоорганизм, химический источник тока и др.), а также выходной сигнал другого каскада.

Источником неэлектрического входного сигнала служат светящийся предмет (поток лучистой энергии), нагретое тело (температура), колеблющаяся мембрана (звук) и т. д.

Электрический выходной сигнал электронной схемы включается на устройство, называемое потребителем или нагрузкой. Потребителем может быть электрический измерительный прибор, громкоговоритель, обмотка реле, электродвигатель, т. е. вход какого-то исполнительного устройства, другого каскада или цепи его питания.

Неэлектрический выходной сигнал воздействует на органы чувств человека (громкоговоритель, экран электроннолучевой трубки) или совершает полезную работу (от вала электродвигателя).

Каскады электронных схем объединяются в сложные схемы, образуя канал прямого прохождения сигнала, называемый прямым или основным. При этом необходимо руководствоваться следующими положениями.

1. Каждый основной канал электронной схемы состоит из источника электрического входного сигнала или датчика, требуемого

---

\* Каскады, входным сигналом которых является неэлектрическая величина, а выходным — электрическая, в автоматике называют датчиками.

\*\* От источников питания электронных схем надо отличать источники питания цепей нагрева катодов многих электровакуумных приборов. Эти источники служат только для приведения приборов в рабочее состояние (получения собственных им характеристик) и почти не создают энергии на выходе электронной схемы.

количества каскадов с электрическими входным и выходным сигналами и потребителя (нагрузки).

2. Вход каждого каскада электронной схемы в пределах одного канала прохождения сигнала должен быть соединен с выходом предыдущего каскада или с источником входного сигнала как непосредственно, так и через пассивный электрический четырехполусник.

3. Выход каждого каскада в пределах одного канала необходимо соединять с входом последующего каскада или непосредственно с нагрузкой, или через пассивный четырехполусник.

4. Амплитуда и полярность сигнала на выходе предыдущего каскада должны находиться в соответствии с возможностями и спецификой последующего каскада.

5. Электронные схемы могут иметь необходимое число различных прямых каналов.

Кроме прямого канала преобразования входного сигнала в электронных схемах иногда применяется (или возникает как паразитная цепь) канал обратного прохождения сигнала, называемый каналом обратной связи. Источником входного сигнала канала обратной связи служит выход электронной схемы или одного из ее промежуточных каскадов, а нагрузкой — входная цепь этой схемы или одного из предыдущих каскадов. Чаще всего канал обратной связи состоит из одного или нескольких пассивных электрических четырехполусников.

На рис. 1.1 приведены наиболее часто встречающиеся варианты построения электронных схем. Подобные схемы называются структурными. Цепи питания на структурных схемах обычно не приводятся. Направление прохождения сигнала в них показано стрелками. Так как входной сигнал последовательно проходит по всей электронной схеме, от датчика к нагрузке  $H$ , то каждый каскад (ЭК) является как бы источником (генератором) электрической энергии, питающим цепь входного сигнала последующего каскада, который, таким образом, играет роль нагрузки этого генератора.

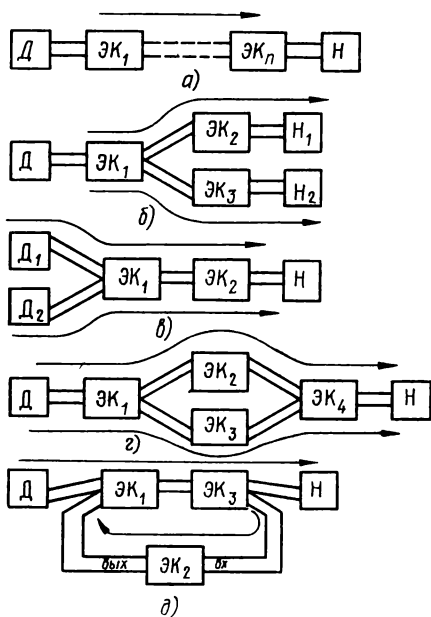


Рис. 1.1. Варианты построения электронных схем:

$a$  — одноканальная;  $б$  — двухканальная по выходу;  $в$  — двухканальная по входу;  $г$  — двухканальная с общим входом и выходом;  $д$  — с обратной связью; Д — датчик; ЭК — электронный каскад; Н — нагрузка



Поэтому электронную схему, состоящую, например, из трех каскадов, можно представить в виде эквивалентной схемы рис. 1.2, а, в которой:  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление предыдущего каскада относительно его выходных зажимов 3 и 4;  $E_{\text{вых}}$  — э. д. с. на выходных зажимах предыдущего каскада за счет источника питания и входного сигнала (или одного из них);  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление последующего каскада относительно его входных зажимов 1 и 2;  $E'_{\text{вх}}$  — внутренняя э. д. с. на входных зажимах последующего каскада, возникающая вследствие обратного влияния его выходного сигнала; для некоторых конкретных схем  $E'_{\text{вх}} = 0$ ;  $E_{\text{вх}}$  — э. д. с. датчика;  $R_{\text{вн}}$  — внутреннее сопротивление датчика;  $R_{\text{н}}$  — сопротивление нагрузки.

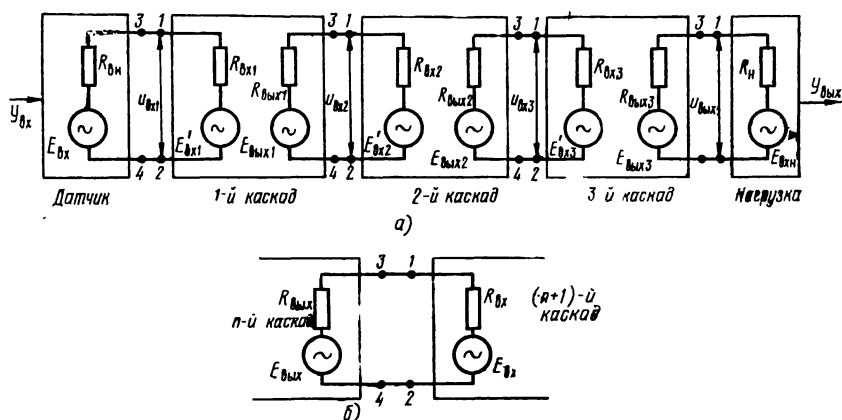


Рис. 1.2. Эквивалентные схемы:

а — многокаскадной электронной схемы; б — на стыке каскадов;  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вых}}$  — соответственно входной и выходной неэлектрические сигналы

В общем случае как входное, так и выходное сопротивления каскада могут носить комплексный характер (с индуктивной, а чаще — емкостной составляющей) и лишь для простоты показаны на рис. 1.2, а, б активными.

Из рис. 1.2, а видно, что сложную электронную схему можно рассматривать как ряд простейших обособленных схем замещения выходной цепи предыдущего и входной — последующего каскадов. Одна из таких схем, которые можно назвать схемами замещения на стыке каскадов, показана на рис. 1.2, б.

Пользуясь схемами замещения, анализ сложных электронных схем можно свести к последовательному решению следующих двух задач:

- 1) определить основные параметры эквивалентных схем каждого каскада на основании рассмотрения конкретных схем каскадов в режиме холостого хода по выходу при фиксированном напряжении входного сигнала (выходное сопротивление источника входного сигнала равно нулю);

2) определить взаимное влияние смежных каскадов при их соединении в сложную схему на основании рассмотрения схем замещения на стыках каскадов.

Решение этих задач позволяет рассчитать основные характеристики полной электронной схемы для цепей прохождения сигнала. Аналогично проводится расчет и для цепей питания.

## § 1.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ И ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Основные характеристики электронных схем (каскадов): амплитудная, амплитудно-частотная, фазочастотная, амплитудно-фазовая и переходная.

*Амплитудная характеристика представляет собой зависимость величины выходного сигнала от величины входного:*

$$V_{\text{вых}} = f(V_{\text{вх}}).$$

Для четырехполюсников, содержащих только линейные элементы, эта зависимость представляет собой наклонную прямую, проходящую в обе стороны: теоретически до бесконечности (рис. 1.3, а), а практически ограниченную физической (электрической) прочностью их элементов.

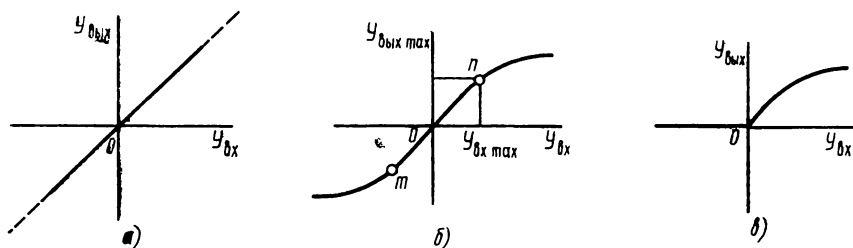


Рис. 1.3. Амплитудные характеристики:  
а — линейная; б — ограниченно-линейная; в — односторонняя

Для каскадов, содержащих электронные приборы, амплитудная характеристика нелинейна и может иметь лишь приблизительно линейные (иногда с достаточно высокой степенью точности) участки. Характер нелинейности характеристики каскада в зависимости от типа применяемых электронных приборов, их режима и схемы включения может быть различным, например ограниченно линейная (рис. 1.3, б), односторонняя (рис. 1.3, в) и др. В отдельных случаях для получения требуемой функциональной зависимости между выходным и входным сигналами каскада этот характер подбирают искусственно, например в виде квадратичной параболы, логарифмической кривой и т. д.

Для сохранения прямо пропорциональной зависимости между выходным и входным сигналами каскада его амплитудная

характеристика должна быть линейной; отклонение от линейности в этом случае приводит к нелинейным искажениям формы кривой сигнала.

Часть амплитудной характеристики каскада, ограниченная диапазоном изменения входного сигнала, в пределах которого сохраняется требуемый закон изменения (линейность, квадратичная зависимость и т. д.), называется рабочим участком этой характеристики. Этот участок определяет динамический диапазон электронной схемы.

Отношение бесконечно малого приращения выходного сигнала схемы к вызвавшему его бесконечно малому приращению величины входного называется коэффициентом передачи этой схемы (каскада):

$$K = \frac{dY_{\text{вых}}}{dY_{\text{вх}}}.$$

Размерность коэффициента передачи определяется как отношение размерностей выходного и входного сигналов. Коэффициент передачи, имеющий размерность, называется крутизной характеристики.

Для линейных участков амплитудной характеристики, проходящей через начало координат, коэффициент передачи является неизменной величиной и определяется как отношение сигналов, соответствующих граничным значениям линейного участка (см. рис. 1.3, б):

$$K = \frac{Y_{\text{вых mn}}}{Y_{\text{вх mn}}}.$$

Если, например, входной и выходной сигналы изменяются во времени по синусоидальному закону, то коэффициент передачи в пределах линейного участка характеристики определяется как отношение амплитудных или эффективных значений этих сигналов.

Коэффициент передачи прямого канала сложной электронной схемы равен произведению коэффициентов передачи всех ее каскадов и пассивных четырехполюсников. При этом необходимо учитывать ослабление сигнала за счет нагружающего влияния каждого последующего каскада (четырехполюсника) на предыдущий. Это влияние можно определить с помощью эквивалентной схемы, показанной на рис. 1.2, а.

Линейность амплитудной характеристики всей схемы определяется линейностью характеристики каскада с наименьшим динамическим диапазоном. При этом значения сигналов, соответствующих граничным значениям линейного участка характеристики каждого каскада, должны быть приведены к входу (или выходу) всей схемы через соответствующие коэффициенты передачи.

Если в схеме каскада или четырехполюсника имеются инерционные (реактивные) элементы, то в случае синусоидального входного сигнала коэффициент передачи такого каскада зависит от частоты, а между выходным и входным сигналами имеет место сдвиг по фазе, также зависящий от частоты.

Амплитудно-частотной, или просто частотной, характеристикой, называется зависимость модуля коэффициента передачи каскада (схемы) от частоты синусоидального входного сигнала.

Фазочастотной, или фазовой, характеристикой называется зависимость угла сдвига фазы выходного сигнала каскада (схемы) относительно входного от частоты синусоидального входного сигнала.

Непостоянство модуля коэффициента передачи каскада и относительного угла сдвига фазы выходного и входного сигналов на разных частотах приводит к появлению линейных искажений. Они проявляются как искажение формы кривой сложного колебания, вызванное только изменением взаимного соотношения амплитуд (частотные искажения) и фаз (фазовые искажения) его гармонических составляющих.

Частотная характеристика снимается измерением амплитуды выходного сигнала каскада или схемы при изменении частоты входного. При этом амплитуда входного сигнала выбирается в пределах линейного участка амплитудной характеристики (чтобы обеспечить отсутствие нелинейных искажений) и поддерживается постоянной.

Частотная характеристика схемы, состоящей из нескольких каскадов, определяется как произведение соответствующих ординат частотных характеристик всех каскадов.

Фазовая характеристика схемы определяется как сумма ординат фазовых характеристик отдельных каскадов.

При синусоидальном входном сигнале выходной сигнал каскада (схемы), содержащего реактивные элементы для линейного участка амплитудной характеристики, представляют в векторной форме. Если вектор входного сигнала принять за единицу, то вектор выходного сигнала будет численно равен коэффициенту передачи схемы. С изменением частоты входного сигнала вектор коэффициента передачи меняет величину и направление. При этом конец этого вектора опишет кривую, которая дает наглядное представление о взаимном расположении векторов выходного и входного сигналов схемы в комплексной плоскости на разных частотах.

Эта кривая является годографом вектора коэффициента передачи в комплексной плоскости и называется амплитудно-фазовой характеристикой.

*Переходная характеристика определяет временную зависимость выходного сигнала каскада (схемы) при подаче на вход единичного перепада (скачка).*

### **§ 1.3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И РОЛЬ ЭКСПЕРИМЕНТА**

Расчет электронных схем проводится методами, обычно применяемыми в электротехнике. Математический аппарат при этом часто не вызывает особых затруднений. Но в некоторых случаях, особенно при проектировании сложных электронных схем, вместо интегрирования дифференциальных уравнений, приемов

операционного исчисления, теории функций комплексного переменного и более сложных разделов высшей математики чаще пользуются графическими методами расчетов из-за их простоты и наглядности. Точность графических расчетов обычно невысока, однако во многих случаях она оказывается вполне достаточной для практики, особенно если учесть большой разброс реальных характеристик электронных приборов.

Часто расчет той или иной схемы приводит к необходимости интегрирования дифференциального уравнения с нелинейными коэффициентами. В таких случаях, если неудобно применить графический метод, используют метод линеаризации характеристик электронных приборов. В некоторых случаях при анализе работы электронных схем пользуются методом фазовой плоскости.

Расчет электронной схемы заключается чаще всего в выборе и нахождении оптимальных режимов электронных приборов и определении параметров остальных элементов схемы. Более подробный расчет состоит в вычислении характеристик и параметров всей схемы, ее погрешностей и предельных эксплуатационных режимов с учетом разброса параметров электронных приборов и деталей схемы.

При расчете электронных схем необходимо учитывать следующее.

1. Влияние паразитных параметров электронной схемы. К таким параметрам относятся в первую очередь паразитные емкости. Эти емкости, составляющие обычно величину от нескольких единиц до десятков пикофард, могут существенно изменить характеристики схемы, особенно при наличии высокоомных цепей и работе на повышенных частотах сигналов.

Поскольку паразитные емкости трудно учесть заранее, их величинами обычно задаются на основании опыта, накопленного при экспериментальном исследовании аналогичных схем.

Из других паразитных параметров следует отметить индуктивности монтажных проводов (сказывающиеся обычно лишь на частотах порядка нескольких мегагерц и выше), индуктивности и сопротивления утечек конденсаторов, межвитковые емкости трансформаторов и т. д.

2. Влияние значительного разброса параметров и характеристик электронных приборов, достигающего  $\pm 20\%$  и более, несмотря на то что обычно пользуются приводимыми в справочниках усредненными характеристиками электронных приборов.

3. Расчет режимов электронных приборов необходимо проводить с учетом долговечности их работы, для чего прежде всего не следует превышать предельных эксплуатационных норм, указываемых в паспорте прибора данного типа.

4. Расчет конкретных электронных схем и особенно, выбор электронных приборов по заданным техническим требованиям весьма разнообразны. Например, можно составить и рассчитать много схем усилителей, которые будут удовлетворять заданным требованиям, но отличаться применяемыми в них электронными прибора-

ми, параметрами элементов схемы, числом каскадов и т. д. При этом часто невозможно бывает ответить на вопрос о том, какой из расчетов правилен, так как поставленная перед разработчиком электронной схемы задача часто решается неоднозначно. В таких случаях оптимальный вариант приходится выбирать в соответствии с условиями применения схемы, ее местом в более сложной установке, частью которой она является, требованиями надежности, экономичностью, технологичностью и т. д.

5. При выполнении многих расчетов электронных схем вполне достаточно ограничиться точностью до двух и реже — трех значащих цифр. Лишь в некоторых случаях требуется повышенная точность. Это не означает, что электронные схемы не могут работать с большой точностью. С помощью специальных схемных приемов и в первую очередь подачей обратной связи удается довести погрешности работы электронных схем до  $0,1—0,01\%$ , хотя разброс или изменение параметров электронных приборов в течение срока службы или при смене отдельных экземпляров достигает  $20\%$ .

При разработке электронной схемы, как правило, приходится пользоваться экспериментами, которые в зависимости от их назначения делятся на три вида: предварительный эксперимент; экспериментальная наладка схемы и исследование.

*Предварительный эксперимент* обычно предшествует расчету схемы и ставит целью получение новых характеристик электронных приборов, не содержащихся в справочниках, например анодных характеристик пентодов при пониженных напряжениях на экранирующих сетках. На стадии предварительного эксперимента снимаются также характеристики некоторых сложных каскадов.

Таким образом, предварительный эксперимент сводится только к снятию характеристик, определению параметров или коэффициентов, необходимых для последующего расчета полной схемы.

*Экспериментальная наладка* производится после монтажа рассчитанной схемы и заключается в проверке правильности расчетов и монтажа измерением режимов работы электронных приборов, снятием характеристик всей схемы, измерением погрешностей ее работы и последующей градуировке.

В процессе наладки схемы видна степень влияния ее паразитных параметров, не учтенных при расчетах. В отдельных случаях эти параметры могут изменить не только характеристики схемы, но и принцип ее работы (например, превратить усилитель в генератор). В этом случае необходимо провести повторный расчет с учетом паразитных параметров или новый монтаж схемы (если паразитные параметры определяются неудачным расположением деталей при монтаже).

*Экспериментальное исследование* новой схемы производится в тех случаях, когда влияние режима электронных приборов, а также параметров схемы на ее работу трудно учесть аналитически с необходимой степенью точности. Это исследование схемы выгодно проводить также тогда, когда расчет схемы в силу громоздкости требует значительно больше времени и не дает всесторонних сведений об ее возможностях. При этом эксперименту предшествует лишь предварительный прикидочный расчет, учитывающий влияние некоторых факторов, а эксперимент заключается в детальном исследовании схемы при различных комбинациях параметров схемы и режимов электронных приборов, изменяемых по заранее намеченному плану. Следует подчеркнуть, что это исследование не имеет ничего общего с встречающейся иногда практикой слепого подбора параметров схемы путем проб множества их случайных комбинаций.

При экспериментах с электронными схемами большую роль играет правильный выбор измерительной аппаратуры, а также способы ее включения. Собственное потребление энергии многими измерительными приборами чаще всего соизмеримо или превышает энергию в отдельных ветвях электронных схем. Вследствие этого подключение измерительного прибора может существенно исказить работу схемы. Поэтому для работы с электронными схемами применяются специальные

высокоомные вольтметры и другая аппаратура с весьма малым потреблением энергии.

Провода, которыми измерительная аппаратура подключается к электронной схеме, также могут вызвать иногда значительную погрешность измерений из-за внесения дополнительной емкости и индуктивности в схему. Кроме того, в этих проводах может наводиться паразитная э. д. с. (чаще всего — переменного тока промышленной частоты), которая воздействует, с одной стороны, на схему, меняя режим ее работы, а с другой — на измерительную аппаратуру, внося погрешность в ее показания. Поскольку экранировка проводов не всегда возможна из-за увеличения емкости на «землю», то следует стремиться лишь к их максимальному укорочению.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

---

#### § 2.1. ПРОХОЖДЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ПРОСТЕЙШИЕ $RC$ -ЦЕПИ

В электронных схемах широко применяются пассивные цепи — четырехполюсники, состоящие из простых комбинаций элементов электрической схемы. Чаще других встречаются цепи из резисторов и конденсаторов ( $RC$ -цепи). Наиболее распространенные из них показаны на рис. 2.1.

Так,  $RC$ -цепь рис. 2.1, а в зависимости от соотношения ее параметров применяется для разделения постоянной и переменной составляющих входного сигнала, а также для дифференцирования входного сигнала, т. е. получения выходного напряжения, пропорционального производной входного напряжения по времени.

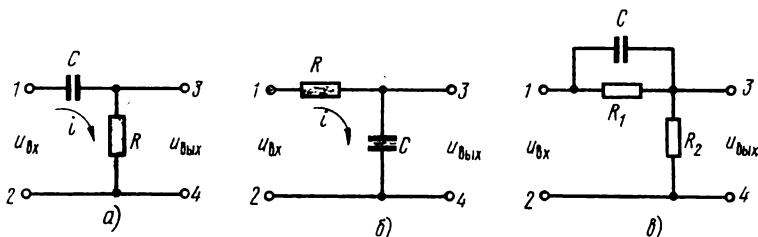


Рис. 2.1.  $RC$ -цепи, часто применяемые в электронных схемах

$RC$ -цепь рис. 2.1, б применяется для фильтрации переменной составляющей напряжения, а также для интегрирования входного сигнала по времени. Следует заметить, что выходное сопротивление каждого каскада электронной схемы и паразитная емкость между выходными зажимами схемы также образуют  $RC$ -цепь рис. 2.1, б. Эта  $RC$ -цепь отрицательно влияет на характеристики схемы, поскольку паразитная емкость шунтирует входное сопротивление следующего каскада.

$RC$ -цепь рис. 2.1, в используется в качестве делителя напряжения, для которого коэффициент передачи на переменном токе больше, чем на постоянном. В схеме рис. 2.1, в также существует паразитная емкость, шунтирующая выходные зажимы. Однако, если ток



через нее несоизмеримо мал по сравнению с токами других ветвей схемы, эту паразитную емкость можно не учитывать.

Характеристики  $RC$ -цепей для установившегося режима в случае синусоидального входного сигнала  $\dot{U}_{\text{вх}}$  рассмотрим с помощью символического метода.

В приведенных расчетах не учитывается влияние на характеристики внутреннего сопротивления источника входного сигнала и сопротивления внешней нагрузки.

Запишем выражения для тока  $I$ , протекающего через  $RC$ -цепь рис. 2.1,  $a$ , и напряжения на ее выходе  $\dot{U}_{\text{вых}}$ :

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{R + \frac{1}{j\omega C}}; \quad (2.1)$$

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I}R = \dot{U}_{\text{вх}} \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (2.2)$$

Из (2.2) найдем коэффициент передачи по напряжению цепи рис. 2.1,  $a$ :

$$\dot{\gamma}_{CR} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}}, \quad (2.3)$$

где  $\tau = RC$  — постоянная времени  $RC$ -цепи.

Физически постоянная времени характеризует относительную скорость изменения напряжения на конденсаторе при его заряде или разряде. За время  $t = \tau$  напряжение на конденсаторе при разряде изменится на  $\frac{e-1}{e} \approx 0,63$  от начального, а при заряде — на  $\frac{e-1}{e}$  от своего максимального значения.

Комплексный характер коэффициента передачи  $\dot{\gamma}_{CR}$  показывает, что синусоидальный сигнал, пройдя через  $RC$ -цепь, уменьшается по амплитуде в  $|\dot{\gamma}_{CR}|$  раз и сдвигается по фазе на угол  $\varphi_{CR}$ :

$$|\dot{\gamma}_{CR}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}}, \quad (2.4)$$

$$\varphi_{CR} = \arctg \frac{1}{\omega\tau}. \quad (2.5)$$

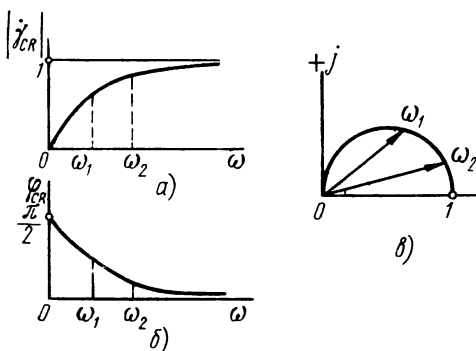


Рис. 2.2. Характеристики цепи рис. 2.1,  $a$ :  
 $a$  — частотная;  $b$  — фазовая;  $c$  — амплитудно-фазовая

Эти формулы являются аналитическими выражениями для амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик (рис. 2.2,  $a, б$ ).

$RC$ -цепи рис. 2.1, а. По этим характеристикам на рис. 2.2, в построена ее амплитудно-фазовая характеристика.

Выражение для входного сопротивления рассматриваемой  $RC$ -цепи в комплексной форме имеет вид

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = R + \frac{1}{j\omega C}. \quad (2.6)$$

Выходное сопротивление этой цепи определяется параллельным соединением резистора  $R$  и реактивного сопротивления конденсатора  $C$ :

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}. \quad (2.7)$$

Модуль выражения (2.7)

$$|\dot{Z}_{\text{вых}}| = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}.$$

Так как фактическая величина модуля выходного сопротивления  $|\dot{Z}_{\text{вых}}|$  меньше  $R$ , то для упрощения расчетов можно допустить, что  $|\dot{Z}_{\text{вых}}| \approx R$ . При таком допущении характеристики реальной схемы будут лучше расчетных.

Если для рассматриваемой  $RC$ -цепи справедливо неравенство

$$\frac{1}{\omega\tau} \gg 1, \quad (2.8)$$

то выражение (2.2) будет иметь вид

$$\dot{U}_{\text{вых}} \approx j\omega\tau \dot{U}_{\text{вх}}. \quad (2.9)$$

Умножение синусоидальной функции на оператор  $j\omega$  означает сдвиг ее фазы на  $\pi/2$  в сторону опережения, что эквивалентно операции дифференцирования. Следовательно,  $RC$ -цепь рис. 2.1, а при выполнении (2.8) можно использовать в качестве дифференцирующей, причем точность дифференцирования будет тем выше, чем сильнее неравенство (2.8). Однако с увеличением точности дифференцирования уменьшается, как это следует из (2.3), коэффициент передачи цепи.

Аналогично можно показать, что выражение для коэффициента передачи  $RC$ -цепи рис. 2.1, б в комплексной форме будет

$$\dot{\gamma}_{RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}. \quad (2.10)$$

Запишем модуль и аргумент выражения (2.10):

$$|\dot{\gamma}_{RC}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}; \quad (2.11)$$

$$\varphi_{RC} = \arctg(-\omega\tau). \quad (2.12)$$

Амплитудно-частотная, фазочастотная и амплитудно-фазовая характеристики рассматриваемой  $RC$ -цепи, построенные на основании (2.11) и (2.12), приведены на рис. 2.3.

Выражения для входного и выходного сопротивлений  $RC$ -цепи рис. 2.1, б аналогичны выражениям соответственно (2.6) и (2.7).

При выполнении неравенства

$$\omega\tau \gg 1, \quad (2.13)$$

выходное напряжение цепи определяется следующей формулой:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} &= \dot{\gamma}_{RC} \dot{U}_{\text{вх}} \approx \\ &\approx \frac{1}{j\omega\tau} \dot{U}_{\text{вх}}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Поскольку деление синусоидальной функции на оператор  $j\omega$  соответствует сдвигу ее по фазе на  $\pi/2$  в сторону отставания, то  $RC$ -цепь рис. 2.1, б

можно рассматривать как интегрирующую, причем точность интегрирования тем выше, чем сильнее неравенство (2.13). Однако с увеличением точности интегрирования уменьшается коэффициент передачи цепи, как видно из (2.14).

Наконец, для схемы рис. 2.1, в имеем

$$\begin{aligned} \dot{\gamma}_{RCR} &= \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{\frac{1}{j\omega C}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_{RCR}} + \\ &+ \frac{j\omega\tau_{RCR}}{1 + j\omega\tau_{RCR}}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

где

$$\tau_{RCR} = C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Из выражения (2.15) следует:

$$|\dot{\gamma}_{RCR}| = \sqrt{\frac{\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 + \omega^2 \tau_{RCR}^2}{1 + \omega^2 \tau_{RCR}^2}}; \quad (2.16)$$

$$\varphi_{RCR} = \text{arctg} \frac{\omega\tau_{RCR} \frac{R_1}{R_1 + R_2}}{\frac{R_2}{R_1 + R_2} + \omega^2 \tau_{RCR}^2}. \quad (2.17)$$

Построенные на основании (2.16) и (2.17) амплитудно-частотная, фазочастотная и амплитудно-фазовая характеристики приведены на рис. 2.4.

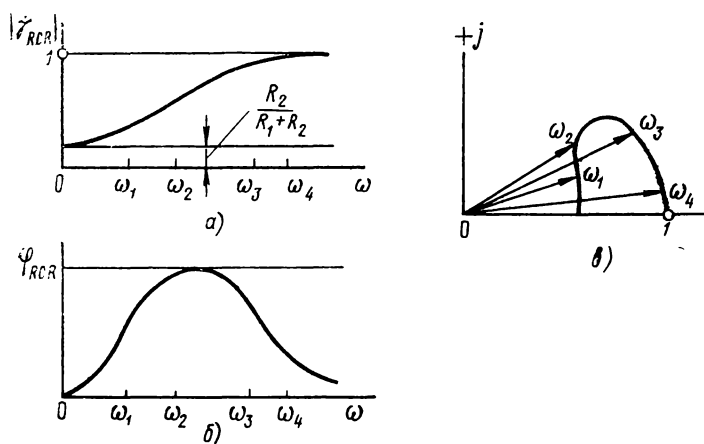


Рис. 2.4. Характеристики цепи рис. 2.1, в:  
а — частотная; б — фазовая; в — амплитудно-фазовая

Выражения для входного и выходного сопротивлений схемы рис. 2.1, в в комплексной форме имеют вид:

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = R_2 + \frac{R_1 \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}}; \quad (2.18)$$

$$\dot{Z}_{\text{вых}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \tau_{RCR}}. \quad (2.19)$$

Если источник входного сигнала имеет внутреннее сопротивление  $R_{\text{вн}}$ , соизмеримое с входным сопротивлением какой-либо цепи (см. рис. 2.1), то расчет RC-цепи можно сделать с помощью общей эквивалентной схемы, изображенной на рис. 2.5. Из этой схемы следует, что

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} &= \dot{U}_{\text{вх}} \dot{\gamma} = \\ &= E_{\text{вх}} \frac{\dot{Z}_{\text{вх}}}{R_{\text{вн}} + \dot{Z}_{\text{вх}}} \dot{\gamma}, \quad (2.20) \end{aligned}$$

где  $\dot{\gamma}$  — коэффициент передачи одной из цепей (см. рис. 2.1).

Из (2.20) найдем коэффициент передачи RC-цепи с учетом сопротивления  $R_{\text{вн}}$ :

$$\dot{\gamma}' = \dot{\gamma} \frac{\dot{Z}_{\text{вх}}}{R_{\text{вн}} + \dot{Z}_{\text{вх}}}. \quad (2.21)$$

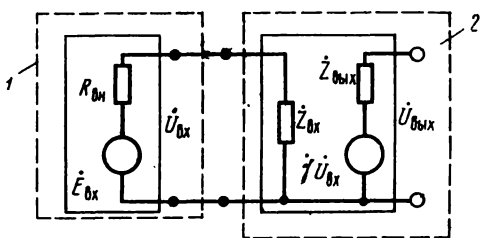


Рис. 2.5. Общая эквивалентная схема источника и RC-цепи:  
1 — источник входного сигнала; 2 — RC-цепь

## § 2.2. ПРОХОЖДЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ ЧЕРЕЗ ПРОСТЕЙШИЕ $RC$ -ЦЕПИ

Пусть на вход  $RC$ -цепи (см. рис. 2.1, а) в момент времени  $t_1$  от источника с активным внутренним сопротивлением  $R_{вн}$  подан одиночный положительный импульс прямоугольной формы, амплитуда которого равна  $E_{вх}$ .

Если считать, что до подачи входного импульса конденсатор был полностью разряжен (через резисторы  $R_{вн}$  и  $R$ ), то к моменту времени  $t_1$  (рис. 2.6) выходное напряжение цепи равно нулю.

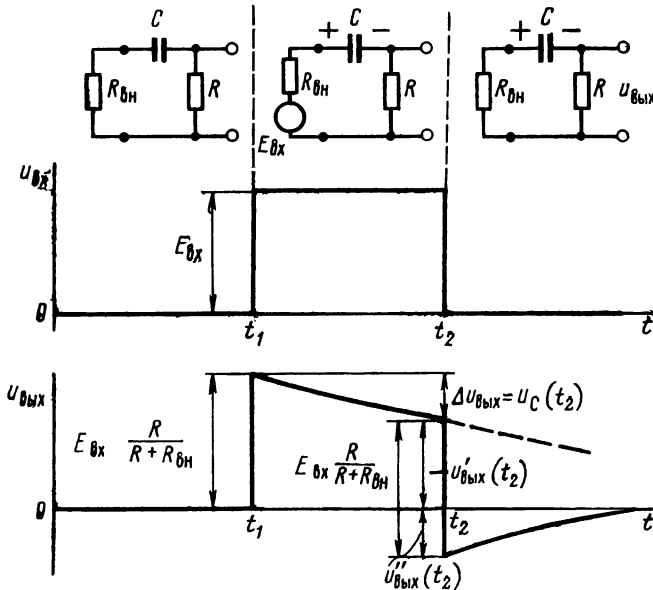


Рис. 2.6. Прохождение одиночного импульса прямоугольной формы волны через цепь рис. 2.1, а

В момент времени  $t_1$  поданное входное напряжение распределится только между сопротивлениями  $R_{вн}$  и  $R$ , так как напряжение на конденсаторе  $u_c$  к моменту времени  $t_1$  равно

$$u_{в\text{ых}}(t_1) = u_R(t_1) = E_{вх} \frac{R}{R_{вн} + R}.$$

По мере заряда конденсатора напряжение на нем возрастает, а на суммарном сопротивлении  $R_{вн} + R$  падает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_{CR} = C(R_{вн} + R)$ . Выходное напряжение цепи за время  $(t_2 - t_1)$  уменьшается по экспоненциальному закону

$$u_{в\text{ых}}(t_2 - t_1) = E_{вх} \frac{R}{R_{вн} + R} e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau_{CR}}}$$

и к моменту времени  $t_2$  достигает значения

$$u'_{\text{вых}}(t_2) = E_{\text{вх}} \frac{R}{R_{\text{вн}} + R} e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau}}$$

Напряжение на конденсаторе за промежуток времени  $t_2 - t_1$  увеличивается от нуля до значения

$$u_{c2}(t_2) = E_{\text{вх}} \left( 1 - e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau_{CR}}} \right).$$

После окончания действия входного импульса в момент времени  $t_2$  напряжение  $u''_{\text{вых}}(t_2)$  определяется только напряжением на конденсаторе:

$$u''_{\text{вых}}(t_2) = -u_{c2}(t_2) \frac{R}{R_{\text{вн}} + R}.$$

Затем  $u_{\text{вых}}(t - t_2)$  по мере разряда конденсатора достигает нулевого значения, изменяясь по закону

$$u_{\text{вых}}(t - t_2) = -u_{c2}(t_2) \frac{R}{R_{\text{вн}} + R} e^{-\frac{t - t_2}{\tau_{CR}}}.$$

Временная диаграмма выходного напряжения цепи (см. рис. 2.1, а) при воздействии на нее входного импульса дана на рис. 2.6.

Заметим, что скачки напряжения на выходе цепи под действием входного импульса определяются одним и тем же выражением

$$u_{\text{вых}}(t_1) = u'_{\text{вых}}(t_2) + |u''_{\text{вых}}(t_2)| = E_{\text{вх}} \frac{R}{R_{\text{вн}} + R}.$$

Часто  $R_{\text{вн}} \ll R$ . Тогда  $E_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вых}}(t_1) \approx E_{\text{вх}}$ .

Уменьшение амплитуды  $\Delta u_{\text{вых}} = u_c(t_2)$  за время действия входного сигнала, обусловленное зарядом конденсатора, называют спадом вершины выходного импульса. При увеличении постоянной времени  $\tau_{CR}$  относительно длительности импульса  $t_{\text{н}} = t_2 - t_1$  спад вершины  $\Delta u_{\text{вых}}$  уменьшается (рис. 2.7, а).

Если  $\tau_{CR}$  мала по сравнению с длительностью импульса, то форма кривой выходного напряжения сильно искажается (рис. 2.7, в).

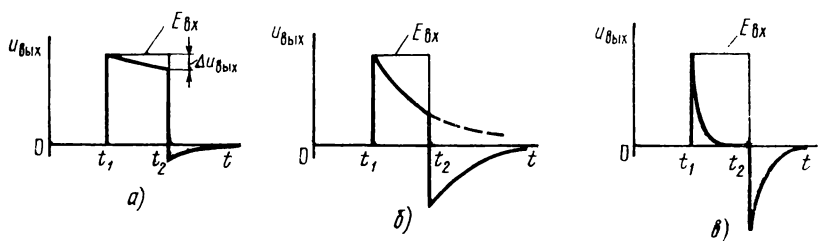


Рис. 2.7. Искажения одиночного импульса цепью рис. 2.1, а:

а —  $\tau \gg t_2 - t_1 = t_{\text{н}}$ ; б —  $\tau = t_{\text{н}}$ ; в —  $\tau \ll t_{\text{н}}$

В этом случае напряжение  $u_{\text{вых}}$  приблизительно пропорционально производной от входного напряжения по времени, т. е. цепь выполняет операцию дифференцирования.

При расчете  $RC$ -цепи, предназначенной для передачи прямоугольного импульса, обычно задаются относительной величиной спада вершины  $\Delta u_{\text{вых}}/u_{\text{вых}}(t_1)$ . Зная  $\Delta u_{\text{вых}}/u_{\text{вых}}(t_1)$ , можно определить постоянную времени  $\tau_{CR}$  цепи. Величину сопротивления  $R$  при данном  $R_{\text{вн}}$  находят по соотношению амплитуды входного и выходного импульсов в момент времени  $t=t_1$  (см. рис. 2.6).

Пока речь шла о воздействии на  $RC$ -цепь (см. рис. 2.1, а) одиночных импульсов или последовательности импульсов, период следования которых много больше их длительности. Теперь рассмотрим передачу цепью последовательности прямоугольных импульсов, длительность которых соизмерима с периодом (рис. 2.8).

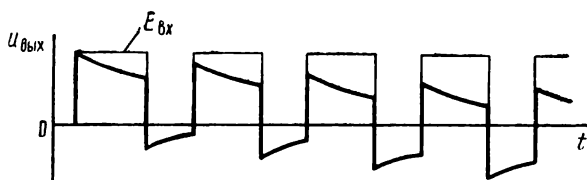


Рис. 2.8. Установление выходного напряжения цепи рис. 2.1, а при периодическом импульсном входном сигнале

В этом случае происходит сползание среднего потенциального уровня всей кривой выходного напряжения до наступления динамического равновесия, когда электрический заряд, получаемый конденсатором за время импульса, станет равным заряду, отдаваемому конденсатором за время паузы.

Для режима динамического равновесия характерно, что за каждый период следования импульсов  $T$  площади, ограниченные кривой выходного напряжения выше и ниже нулевой линии, равны между собой. Практически можно считать, что динамическое равновесие наступает за время, равное  $3 \div 5$  постоянным времени цепи. На рис. 2.9 показано несколько кривых выходного напряжения цепи

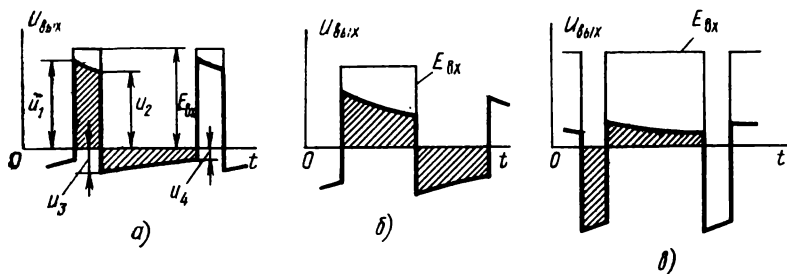


Рис. 2.9. Установившийся динамический режим цепи рис. 2.1, а при разных коэффициентах скважности импульсов

в режиме динамического равновесия для различных соотношений длительностей импульсов и пауз (равновеликие площади заштрихованы).

Ординаты кривой выходного напряжения  $RC$ -цепи (см. рис. 2.1, *а*) в режиме динамического равновесия можно найти, решив систему уравнений, составленных на основании временной диаграммы (рис. 2.9, *а, б, в*) при известных  $t_{\text{и}}$ ,  $T$ ,  $C$  и  $R$  ( $R_{\text{вн}}=0$ ):

$$\begin{aligned} u_2 &= u_1 e^{-t_{\text{и}}/\tau}; \\ u_3 &= u_2 - E_{\text{вх}}; \\ u_4 &= u_3 e^{-\frac{T-t_{\text{и}}}{\tau}}; \\ u_1 &= u_4 + E_{\text{вх}}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

где  $\tau = RC$ .

Если  $R_{\text{вн}} \neq 0$ , то в уравнениях (2.22) следует считать  $\tau = \tau_{CR}$ , а все найденные ординаты умножить на  $\frac{R}{R_{\text{вн}} + R}$ .

Кривая выходного напряжения цепи рис. 2.1, *б* при подаче на ее вход одиночного импульса прямоугольной формы с амплитудой  $E_{\text{вх}}$  показана на рис. 2.10. В этом случае, начиная с момента подачи входного импульса  $t_1$ , конденсатор  $C$  заряжается, и величина выходного напряжения  $u_{\text{вых}} = u_c$  возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_{RC} = \tau_{CR} = C(R_{\text{вн}} + R)$ , асимптотически стремясь к значению  $E_{\text{вх}}$ . В момент времени  $t_2$  напряжение на выходе цепи

$$u_{\text{вых}}(t_2) = u_{c2}(t_2) = E_{\text{вх}} \left( 1 - e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau_{RC}}} \right). \quad (2.23)$$

По окончании действия входного сигнала, т. е. с момента времени  $t_2$ , конденсатор  $C$  разряжается через сопротивления  $R$  и  $R_{\text{вн}}$  и напряжение на выходе цепи падает до нуля по экспоненте с той же постоянной времени  $\tau_{RC}$ .

В зависимости от соотношения между длительностью импульса  $t_{\text{и}} = t_2 - t_1$  и постоянной времени  $\tau_{RC}$  выходное напряжение цепи можно представить в виде временных диаграмм, изображенных на рис. 2.10.

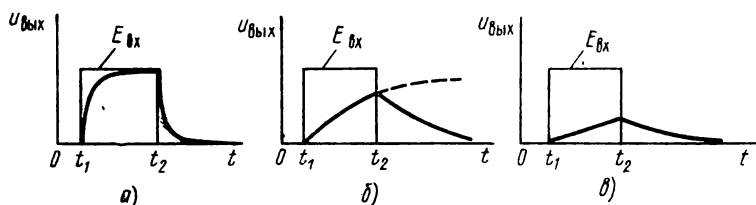


Рис. 2.10. Искажение одиночного импульса цепью рис. 2.1, *б*:  
 $a - \tau \ll t_{\text{и}}$ ;  $б - \tau \approx t_{\text{и}}$ ;  $в - \tau \gg t_{\text{и}}$



Если на рассматриваемую цепь подать последовательность импульсов прямоугольной формы (рис. 2.11) и считать, что в исходном состоянии конденсатор разряжен, то через некоторое время в цепи устанавливается динамическое равновесие, для которого характерно равенство электрических зарядов, получаемых и отдаваемых конденсатором за каждый период следования входных импульсов. Скорость установления динамического равновесия зависит от постоянной времени цепи. В большинстве случаев можно с достаточной точностью считать, что режим динамического равновесия наступает за время, равное 3—5 постоянным времени.

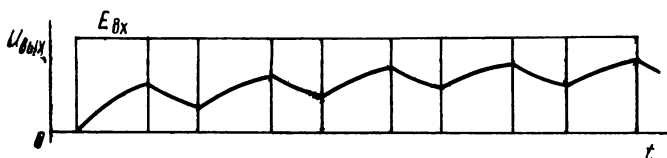


Рис. 2.11. Установление выходного напряжения цепи рис. 2.1, б

В зависимости от соотношения между длительностью импульсов и постоянной времени цепи искажение формы кривой выходного напряжения при динамическом равновесии может быть различным (рис. 2.12).

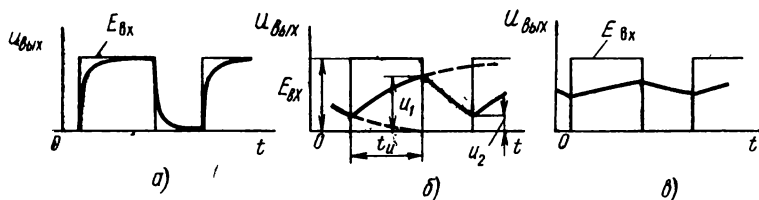


Рис. 2.12. Установившийся динамический режим цепи рис. 2.1, б:

а —  $t_{\text{и}} \geq \tau$ ; б —  $t_{\text{и}} \approx \tau$ ; в —  $t_{\text{и}} < \tau$

Для получения минимальных искажений входного сигнала необходимо, чтобы постоянная времени  $\tau_{RC}$  была, по крайней мере, на порядок меньше длительности импульсов  $t_{\text{и}}$ .

С другой стороны, если  $\tau_{RC}$  велика по сравнению с  $t_{\text{и}}$ , то выходное напряжение цепи приблизительно пропорционально интегралу от входного напряжения по времени, т. е. цепь выполняет операцию интегрирования.

Ординаты  $u_1$  и  $u_2$  кривой напряжения для режима динамического равновесия можно определить, решив систему уравнений, составленных на основании диаграммы рис. 2.12, б:

$$\left. \begin{aligned} (E_{\text{вх}} - u_2)(1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}}{\tau}}) &= u_1; \\ u_1 e^{-\frac{T-t_{\text{и}}}{\tau}} &= u_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

Графики изменения выходного напряжения цепи рис. 2.1, *в* при подаче на вход одиночного импульса и последовательности прямоугольных импульсов в режиме динамического равновесия показаны на рис. 2.13. Они отличаются от соответствующих графиков выход-

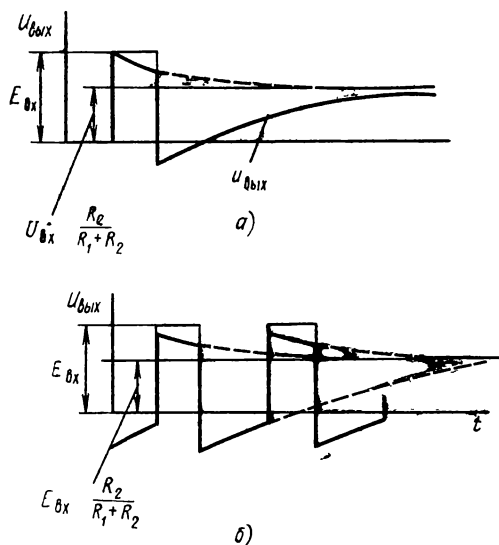


Рис. 2.13. Выходное напряжение цепи рис. 2.1, *в* при входном сигнале прямоугольной формы волн:

*а* — одиночный импульс; *б* — при периодических импульсах в установившемся динамическом режиме

ного напряжения цепи рис. 2.1, *а* только потенциальным уровнем, к которому асимптотически стремится кривая напряжения на конденсаторе при его заряде и разряде.

### § 2.3. ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Если на вход линейного четырехполюсника подается напряжение сложной формы, то аналитическое выражение для выходного напряжения этого четырехполюсника можно получить решением дифференциального уравнения (классический метод), с помощью интеграла Дюамеля или операторным методом.

Классический метод применяется при расчете лишь простейших цепей, так как в более сложных случаях решение дифференциальных уравнений будет громоздким и потребует определенных навыков.

Пусть, например, на вход  $RC$ -цепи (см. рис. 2.1, *а*) подано линейно-возрастающее напряжение  $u_{вх} = at$ . Тогда для

рассматриваемой цепи можно составить следующее дифференциальное уравнение:

$$iR + \frac{1}{C} \int idt = at. \quad (2.25)$$

Решив это уравнение при начальных нулевых условиях ( $i=0$  при  $u_{вх}=0$ ) и полагая для простоты, что  $R_{вн} \rightarrow 0$ , получим

$$i = aC(1 - e^{-t/\tau}). \quad (2.26)$$

Форма кривой выходного напряжения, определяемая выражением  $u_{вых} = iR = a\tau(1 - e^{-t/\tau})$ , показана на рис. 2.14, б.

Интеграл Дюамеля имеет следующий вид:

$$i(t) = u_{вх}(0)y(t) + \int_0^t u'_{вх}(\lambda)y(t-\lambda)d\lambda, \quad (2.27)$$

где  $u_{вх}(0)$  — величина входного напряжения в момент времени  $t=0$ ;  $u'_{вх}(\lambda) = \frac{du_{вх}(\lambda)}{d\lambda}$  —

крутизна изменения входного напряжения за малый интервал времени  $t=\lambda$ ;  $y(t)$  — переходная функция, зависящая от параметров элементов схемы и времени и описывающая изменение выходного параметра схемы при подаче на ее вход единичного скачка напряжения;  $y(t-\lambda)$  — значение переходной функции в момент времени  $t-\lambda$ .

Решение с помощью интеграла Дюамеля можно свести к выполнению двух операций.

1. Выписывают составляющие выражения интеграла Дюамеля и находят их значения

$$u_{вх}(t) = at$$

$$u_{вх}(0) = 0.$$

$$u_{вх}(\lambda) = a\lambda;$$

$$u'_{вх}(\lambda) = a;$$

$$y(t) = e^{-t/\tau};$$

$$y(t-\lambda) = e^{-\frac{t-\lambda}{\tau}}$$

2. Подставляют все найденные значения в интеграл Дюамеля:

$$i(t) = 0e^{-t/\tau} + \int_0^t ae^{-\frac{t-\lambda}{\tau}} d\lambda = \frac{1}{R}(a\tau - a\tau e^{-t/\tau}), \quad (2.28)$$

откуда

$$u_{вых}(t) = a\tau(1 - e^{-t/\tau}).$$

Операторный метод заключается в замене сложных операций дифференцирования и интегрирования конкретных функций алгебраическими операциями над их изображениями, подобно тому, как операции умножения и деления больших чисел заменяются более простыми операциями сложения и вычитания их логарифмов. При этом переход от оригиналов к их изображениям и обратно осуществляется с помощью справочных таблиц.

Порядок решения операторным методом состоит в следующем.

1. Составляют дифференциальное уравнение рассматриваемой цепи. Это уравнение (2.25).

Вместо дифференциального уравнения можно составить уравнение в символической форме:

$$iR + i \frac{1}{j\omega C} = at. \quad (2.29)$$

2. В (2.25) заменяют операции дифференцирования и интегрирования умножением и делением на оператор  $p$ , а в (2.29) — множитель  $j\omega$  оператором  $p$ . Все функции времени заменяют их изображениями, которые находят по справочным таблицам. Тогда уравнения (2.25) и (2.29) будут иметь одинаковый вид:

$$i(p)R + \frac{i(p)}{pC} = \frac{a}{p}.$$

3. Решают полученное уравнение относительно  $i(p)$ :

$$i(p) = \frac{a}{R} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}}.$$

4. По таблицам находят оригинал  $i(t)$  изображения функции:

$$i(t) = aC(1 - e^{-t/\tau})$$

и определяют выходное напряжение рассматриваемой цепи:

$$u_{\text{вых}} = iR = a\tau(1 - e^{-t/\tau}).$$

В зависимости от конкретного случая при решении разных задач применяют тот или иной метод. Наиболее удобен операторный метод, хотя он и требует наличия справочных таблиц.

#### **§ 2.4. СВЯЗЬ МЕЖДУ ОСНОВНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ**

При расчетах линейных цепей электронных схем, а также каскадов, содержащих нелинейные элементы, но работающих в пределах линейных участков своих характеристик, часто возникает необходимость найти фазочастотную и переходную характеристики по известной амплитудно-частотной характеристике и, наоборот, амплитудно-частотную и фазочастотную по переходной.

Наиболее простая связь между амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристиками получается в том случае, когда выражение для коэффициента передачи схемы в символической форме имеет вид

$$\dot{K}_\omega = \frac{K_0}{1 + jB_\omega}, \quad (2.30)$$

где  $B_\omega$  — коэффициент при мнимой части, зависящий от частоты входного сигнала;  $K_0$  — значение коэффициента передачи  $\dot{K}_\omega$  на частоте, при которой  $B_\omega = 0$ .

Тогда модуль коэффициента передачи схемы  $k$  и тангенс угла сдвига фазы между выходным и входным сигналами на частоте  $\omega$  можно записать как

$$k = |\dot{K}_\omega| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + B_\omega^2}}; \quad (2.31)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_\omega = -B_\omega. \quad (2.32)$$

Из выражения (2.32) определим косинус угла  $\varphi_\omega$ :

$$\cos \varphi_\omega = \frac{1}{\sqrt{1 + B_\omega^2}}. \quad (2.33)$$

Сопоставив (2.31) и (2.33), после преобразований получим

$$\varphi_\omega = \arccos \frac{|\dot{K}_\omega|}{K_0}. \quad (2.34)$$

Выражение (2.34) характеризует зависимость между относительным изменением коэффициента передачи схемы на данной частоте и углом сдвига фазы между выходным и входным сигналами. Очевидно, это уравнение справедливо, если  $K_0$  не зависит от частоты.

Действительно, фазовая характеристика данной схемы описывается уравнением (2.33), правая часть которого не зависит от  $K_0$ . Ее частотная характеристика определяется выражением (2.31), в которое входит  $K_0$ . Поэтому фазовая и частотная характеристики могут быть связаны однозначно только тогда, когда  $K_0$  не зависит от частоты.

Если же  $K_0$  зависит от частоты, то между частотной и фазовой характеристиками также можно установить связь, однако при этом необходимо знать зависимость  $K_0(\omega)$  в каждом конкретном случае.

Из (2.30) найдем также переходную характеристику схемы  $K(t)$ . Для этого достаточно записать (2.30) в операторной форме и по таблицам изображений определить оригинал. Этот прием применим и для случая, когда  $K_0$  в (2.30) также зависит от частоты.

Если известны переходные характеристики  $K_1(t)$ ,  $K_2(t)$ ,  $K_3(t)$  и т. д. нескольких каскадов, соединенных последовательно, то результирующую переходную характеристику можно найти как оригинал изображения функции  $K_{\text{общ}}(p)$ , полученной перемножением  $K_1(p)$ ,  $K_2(p)$ ,  $K_3(p)$ , . . . .

Для решения обратной задачи, нахождения частотной и фазовой характеристик по известной переходной, необходимо определить изображение  $K(p)$ , в полученном изображении заменить оператор  $p$  на  $j\omega$  и произвести алгебраические преобразования.

# ГЛАВА ТРЕТЬЯ **НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ**

## § 3.1. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА

Для линейных элементов электрической цепи в соответствии с законом Ома характерна прямая пропорциональность между протекающим током и приложенным напряжением, его интегралом или производной:

$$i = \frac{1}{R} u; \quad i = \frac{1}{L} \int u dt; \quad i = C \frac{du}{dt}.$$

Вольт-амперная характеристика линейного элемента имеет вид прямой, проходящей через начало координат (рис. 3.1, а).

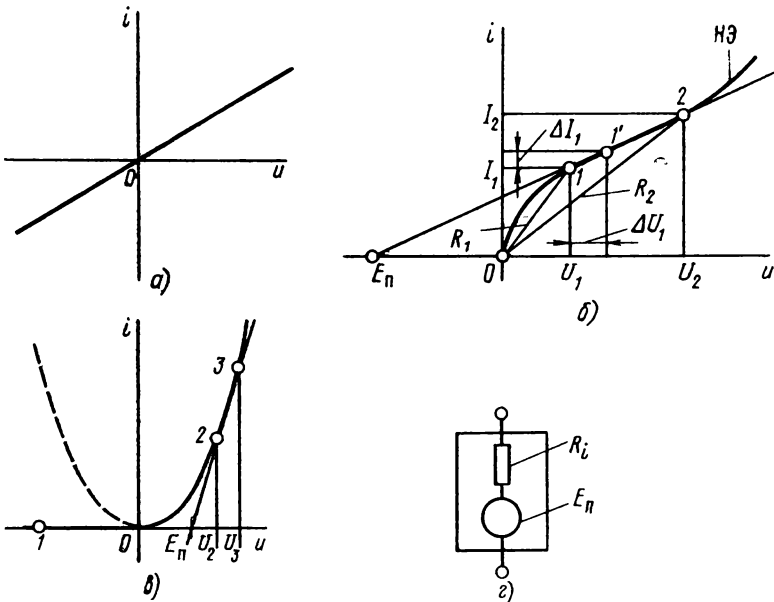


Рис. 3.1. Вольт-амперные характеристики и эквивалентная схема линейного и нелинейного элементов

Нелинейные элементы (НЭ) электрической цепи отличаются тем, что их вольт-амперные характеристики не являются прямой линией. Поэтому ток через НЭ нельзя определить с помощью закона Ома. Покажем это на следующем примере. Если к НЭ, имеюще-

му вольт-амперную характеристику, изображенную на рис. 3.1, б, приложено напряжение  $U_1$ , то графически можно найти протекающий через него ток  $I_1$ .

Далее получим

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1}.$$

Через сопротивление  $R_1$  и НЭ при приложенном напряжении  $U_1$  протекают одинаковые токи  $I_1$ . Иначе говоря, для данного приложенного напряжения  $U_1$  линейное сопротивление  $R_1$  эквивалентно сопротивлению НЭ. Поэтому, казалось бы, величину сопротивления НЭ можно оценивать величиной эквивалентного линейного сопротивления  $R_1$ , приняв ее за параметр нелинейного элемента.

Однако из рис. 3.1, б также видно, что если напряжение, приложенное к НЭ, изменится до величины  $U_2$ , то ток через НЭ примет значение  $I_2$ , и эквивалентное линейное сопротивление

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} \neq R_1.$$

Таким образом, оказывается, что величина эквивалентного сопротивления получается не постоянной для данного НЭ, а зависит от приложенного к нему напряжения.

На рис. 3.1, б тонкими линиями показаны вольт-амперные характеристики (прямые) эквивалентных линейных сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Из рисунка видно, что каждой точке вольт-амперной характеристики НЭ соответствует свое эквивалентное сопротивление. Поэтому пользоваться понятием эквивалентного линейного сопротивления для расчета тока через НЭ по заданному приложенному к нему напряжению практически невозможно.

Эквивалентное линейное сопротивление часто называют также сопротивлением нелинейного элемента постоянному току, имея при этом в виду ток неизменной величины.

Во многих случаях отдельные участки нелинейных вольт-амперных характеристик с той или иной степенью точности можно считать линейными (например, участок 1—2 на рис. 3.1, б). Чаще всего и режимы использования НЭ в схемах выбираются так, чтобы напряжения на них изменялись в пределах линейных участков. В этих случаях для расчетов принято пользоваться дифференциальным сопротивлением НЭ.

Дифференциальное сопротивление  $R_i$  представляет собой отношение приращения  $du$  напряжения на НЭ к вызванному им приращению  $di$  тока через него:

$$R_i = \frac{du}{di}. \quad (3.1)$$

Из (3.1) следует, что величина дифференциального сопротивления  $R_i$  остаётся неизменной в пределах линейного участка вольт-амперной характеристики элемента. Графически дифференциальное



сопротивление определяется как отношение малых приращений напряжения и тока. Так, для участка  $1-1'$  вольт-амперной характеристики НЭ, изображенной на рис. 3.1, б, дифференциальное сопротивление

$$R_{11} \approx \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1}.$$

Введение понятия дифференциального сопротивления позволяет пользоваться выражением для закона Ома применительно к приращениям напряжений на НЭ и токов через нее в пределах, соответствующих линейному участку его вольт-амперной характеристики.

Дифференциальное сопротивление иногда называют также внутренним сопротивлением НЭ или сопротивлением переменному току. Последнее определение не совсем удачно, так как определение дифференциального сопротивления НЭ не зависит от скорости изменения напряжения на элементе. Поэтому точнее было бы называть  $R_i$  сопротивлением малому приращению сигнала или изменяющемуся току.

Режим работы НЭ в электрической схеме определяется в общем случае величиной приложенного к его зажимам напряжения или протекающего через него тока. Участок вольт-амперной характеристики НЭ, в пределах которого происходит изменение напряжения (тока) при работе НЭ в схеме, называется рабочим участком, или рабочей областью, характеристики НЭ.

Расчет электрической цепи, содержащей НЭ, сводится к нахождению постоянной (неизменной) и переменной (изменяющейся) составляющих тока (напряжения), соответствующих заданным постоянной и переменной составляющим напряжения (тока), действующего на зажимах НЭ.

Такой расчет можно выполнить тремя способами.

1. Графически, используя вольт-амперную характеристику НЭ. Этот способ удобен для расчетов постоянных, а иногда и переменных составляющих.

2. Аналитически, если известно (или подобрано) уравнение для вольт-амперной характеристики НЭ. Этот способ пригоден для расчетов постоянных и переменных составляющих, однако им удобно пользоваться лишь в тех случаях, когда вольт-амперная характеристика НЭ выражается простой математической зависимостью\*. Если же она сложна, то надо делать графический расчет.

3. Графоаналитически, если изменение приложенного к зажимам НЭ напряжения соответствует линейному участку вольт-амперной характеристики. В этом случае расчет постоянной составляющей тока производится графически, а переменной составляющей — аналитически по уравнению закона Ома для приращения напряже-

---

\* В некоторых случаях для получения простой математической зависимости пользуются также кусочно-линейной аппроксимацией характеристики нелинейного элемента.

ния и тока. При этом, пользуясь вольт-амперной характеристикой, предварительно вычисляют дифференциальное сопротивление для ее линейного участка.

Этими же способами можно решить и обратную задачу — определение изменения напряжения на НЭ, если известны вольт-амперная характеристика НЭ и протекающий через него ток.

Выражение, аппроксимирующее вольт-амперную характеристику НЭ, выбирается в зависимости от вида нелинейности характеристики и расположения на ней рабочей области.

Например, если характеристика НЭ имеет вид, показанный на рис. 3.1, *в* сплошной линией, то целесообразны следующие аппроксимации.

1. Рабочая область характеристики занимает участок между точками 0—2, и НЭ используется в схеме именно из-за данного характера нелинейности.

В этом случае вольт-амперную характеристику можно аппроксимировать полиномом  $n$ -й степени:

$$i = I_0 + au + bu^2 + cu^3 + \dots, \quad (3.2)$$

где  $I_0$  — значение тока НЭ при  $u=0$ .

Коэффициенты полинома  $a, b, c, \dots$  определяются решением системы уравнений, полученной подстановкой в (3.2) нескольких пар конкретных значений  $i$  и  $u$ , определенных из графика.

Обычно пользуются полиномом второй и третьей степеней.

2. Рабочая область расположена между точками 1—0—3. В этом случае полиномом (3.2) пользоваться нельзя, так как описываемая им кривая всегда имеет две ветви, соответствующие положительным и отрицательным значениям  $u$  (ветвь, соответствующая отрицательным значениям, показана на рис. 3.1, *в* пунктирной линией). Здесь больше подходит аппроксимация с помощью экспоненциальной функции

$$i = I_0 e^{\alpha u}, \quad (3.3)$$

где  $\alpha$  — постоянный коэффициент пропорциональности.

3. Рабочая область находится между точками 2—3, причем этот участок характеристики считается линейным. В этом случае уравнение характеристики НЭ можно выразить также в виде уравнения (3.2), ограничившись его первыми двумя членами:

$$i = I_0 + au. \quad (3.4)$$

Это уравнение часто называют уравнением идеализированной характеристики НЭ.

Коэффициент  $a$  в (3.4) представляет собой величину, обратную дифференциальному (внутреннему) сопротивлению. Поэтому уравнение (3.4) можно записать как

$$i = I_0 + \frac{u}{R_i} = \frac{I_0 R_i + u}{R_i} = \frac{E_n + u}{R_i}, \quad (3.5)$$

где  $E_n = I_0 R_i$  — напряжение приведения нелинейной характеристики к линейной, численно равное отрезку, отсекаемому на оси

напряжений прямой, являющейся продолжением линейного участка характеристики (см. рис. 3.1, в).

Пользуясь (3.5), составим эквивалентную схему НЭ, содержащую линейное сопротивление  $R_i$  и постоянную э. д. с.  $E_n$  (рис. 3.1, г). Действительно, вольт-амперная характеристика для схемы рис. 3.1, г имеет вид, изображенный на рис. 3.1, в тонкой линией, которая на участке между точками 2 и 3 совпадает с вольт-амперной характеристикой НЭ. Поэтому, если приложенное к НЭ напряжение  $u$  при своих изменениях будет находиться между значениями  $U_2$  и  $U_3$  (см. рис. 3.1, в), то поведение этого НЭ в любой схеме будет аналогично поведению его эквивалентной схемы (см. рис. 3.1, г).

Во многих случаях при расчетах схем с НЭ замена их эквивалентными схемами очень удобна.

Если рабочий участок вольт-амперной характеристики НЭ является линейным, то при расчетах переменных составляющих его токов и напряжения применим принцип суперпозиции при условии, что результирующее напряжение на НЭ не выходит за пределы, соответствующие линейному участку его характеристики.

Все НЭ электрической цепи делятся на неуправляемые и управляемые. Ход вольт-амперной характеристики неуправляемых НЭ неизменен и зависит только от физических свойств нелинейного элемента и окружающих условий (температура, влажность и пр.). Ход вольт-амперной характеристики управляемых НЭ дополнительно зависит также от некоторого управляющего фактора  $У$ , тем или иным способом воздействующего на нелинейный элемент.

Примеры неуправляемых НЭ — вакуумные и полупроводниковые диоды, стабилитроны и т. д., а управляемых — электронные лампы с сетками, транзисторы, фотоэлемент, вибротрон и др.

### **§ 3.2. НЕУПРАВЛЯЕМЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ В СХЕМЕ**

Основная схема включения неуправляемого нелинейного элемента (ННЭ) представляет собой последовательное соединение этого элемента с резистором (рис. 3.2, а).

Основное свойство схемы рис. 3.2, а состоит в том, что соотношение постоянной и переменной составляющих напряжения входного сигнала на ННЭ и резисторе  $R$  в общем случае получается различным. Иначе говоря, постоянная и переменная составляющие напряжения  $u_{вх}$  распределяются между линейным и нелинейным сопротивлениями по-разному. Таким образом, если рассматривать эту схему как делитель напряжения, то можно сказать, что он имеет разный коэффициент деления для постоянной и переменной составляющих приложенного напряжения.

Благодаря этому свойству схема рис. 3.2, а широко применяется в технике преобразования сигналов.

Расчет схемы рис. 3.2, а в основном сводится к решению следующей задачи: даны сопротивление  $R$ , вольт-амперная характери-

стика нелинейного элемента (чаще всего в виде графика) и входное напряжение  $u_{вх}$ , которое содержит постоянную  $U_{вх0}$  и переменную  $u_{вх\sim}$  составляющие. Требуется найти постоянную  $I_{вх0}$  и переменную  $i_{вх\sim}$ , составляющие входного тока  $i_{вх}$ , а также падения напряжения на линейном и нелинейном сопротивлениях.

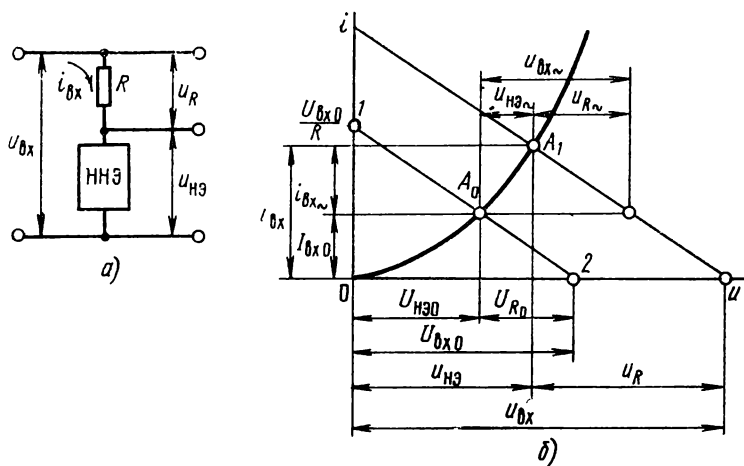


Рис. 3.2. Основная схема включения ННЭ (а) и ее графический расчет (б)

В общем случае эту задачу можно решить графически, а в частном — графоаналитически или аналитически.

Графический метод расчета заключается в решении системы двух уравнений с двумя неизвестными. Первое из этих

$$i_{вх} = f(u_{НЭ}) \quad (3.6)$$

задано в виде вольт-амперной характеристики ННЭ. Второе можно получить из схемы рис. 3.2, а:

$$u_{НЭ} = u_{вх} - i_{вх} R.$$

Отсюда

$$i_{вх} = \frac{u_{вх} - u_{НЭ}}{R}. \quad (3.7)$$

Это выражение является уравнением прямой, не проходящей через начало координат и отсекающей отрезки  $u_{вх}$  и  $u_{вх}/R$  соответственно на осях абсцисс и ординат. Точка пересечения этой прямой с вольт-амперной характеристикой дает искомое решение.

Порядок расчета описанным методом состоит в следующем.

Пусть вначале  $u_{вх\sim} = 0$ , т. е.  $u_{вх} = U_{вх0}$ . Тогда на оси абсцисс графика вольт-амперной характеристики ННЭ (рис. 3.2, б) откладывается известная величина  $U_{вх0}$ , а на оси ординат —  $U_{вх0}/R$ . По-

лученные точки соединяют прямой 1—2. Точка  $A_0$  пересечения этой прямой с вольт-амперной характеристикой ННЭ дает искомые значения  $I_{вх0}$ , а также напряжений  $U_{R0}$  и  $U_{НЭ0}$ .

Прямая 1—2 называется линией нагрузки. Точка  $A_0$ , определяющая начальный режим схемы, называется статической рабочей точкой (СРТ), просто рабочей точкой или точкой покоя.

Следует подчеркнуть, что положение линии нагрузки 1—2 на графике рис. 3.2, б определяется только величиной резистора  $R$  и приложенным напряжением  $U_{вх0}$ . С его изменением линия нагрузки перемещается параллельно самой себе, а с изменением величины  $R$  меняется угол наклона этой линии к оси абсцисс.

На рис. 3.2, б показан также способ определения переменных составляющих тока и напряжения на ННЭ, соответствующих заданному изменению приложенного напряжения. С изменением напряжения  $u_{вх}$  во времени точка  $A_1$ , называемая динамической рабочей точкой (ДРТ), перемещается по характеристике ННЭ, определяя мгновенные значения напряжений на ННЭ и резисторе  $R$ .

Из рис. 3.2, б следует, что

$$\begin{aligned} u_{НЭ} &= U_{НЭ0} + u_{НЭ\sim}; \\ i_{вх} &= I_{вх0} + i_{вх\sim}; \\ U_{R0} + U_{НЭ0} &= U_{вх0}; \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$u_R + u_{НЭ} = u_{вх}. \quad (3.9)$$

Вычитая (3.8) из (3.9) и учитывая, что

$$\begin{aligned} u_{вх} &= U_{вх0} + u_{вх\sim}; \\ u_R &= U_{R0} + u_{R\sim}, \end{aligned}$$

получим

$$u_{R\sim} + u_{НЭ\sim} = u_{вх\sim}.$$

Если динамическая рабочая точка перемещается в пределах линейного участка характеристики ННЭ ( $R_i = \text{const}$ ), то после графического определения положения рабочей точки и нахождения значения  $R_i$  приращения входного напряжения на ННЭ и резисторе можно найти аналитически (графоаналитический метод). Действительно, для участка характеристики  $A_0$ — $A_1$ , который будем считать линейным, имеем

$$\frac{u_{НЭ\sim}}{i_{вх\sim}} = R_i. \quad (3.10)$$

С другой стороны, по закону Ома,

$$\frac{u_{R\sim}}{i_{вх\sim}} = R. \quad (3.11)$$

Сложив (3.10) и (3.11), получим

$$\frac{u_{\text{НЭ}\sim} + u_{R\sim}}{i_{\text{вх}\sim}} = R_i + R,$$

откуда

$$i_{\text{вх}\sim} = \frac{u_{\text{НЭ}\sim} + u_{R\sim}}{R_i + R} = \frac{u_{\text{вх}\sim}}{R_i + R}. \quad (3.12)$$

Из (3.12) следует, что для линейного рабочего участка характеристики ННЭ переменную составляющую тока в схеме рис. 3.2, *а* можно найти, пользуясь выражением закона Ома и оперируя с внутренним сопротивлением  $R_i$ , как с обычным линейным сопротивлением.

Из (3.10)—(3.12) после преобразований получим:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{НЭ}\sim} &= u_{\text{вх}\sim} \frac{R_i}{R_i + R}; \\ u_{R\sim} &= u_{\text{вх}\sim} \frac{R}{R_i + R}. \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

Эти уравнения показывают, что выражения для переменных составляющих получаются такими же, как и для схемы с двумя линейными сопротивлениями, одно из которых равно  $R$ , а другое —  $R_i$  (рис. 3.3, *а*). Следовательно, для схемы рис. 3.3, *а* справедливы все соотношения, имеющие место только для переменных составляющих в схеме рис. 3.2, *а* при условии, что изменение полного напряжения на ННЭ ограничено линейным участком характеристики ( $R_i = \text{const}$ ). Поэтому схема рис. 3.3, *а* является схемой замещения для переменных составляющих.

Если в схеме на рис. 3.2, *а* формально заменить ННЭ его эквивалентной схемой рис. 3.1, *з*, то можно получить полную схему замещения, приведенную на рис. 3.3, *б*. Для этого необходимо вос-

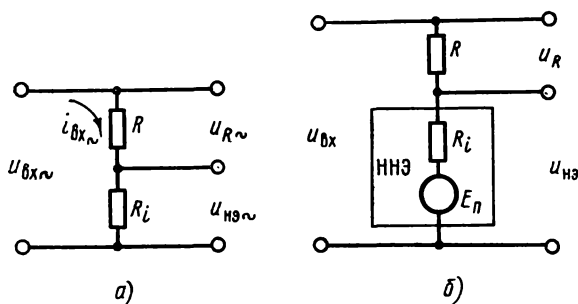


Рис. 3.3. Эквивалентные схемы для цепи рис. 3.2, *а*:  
*а* — для переменных составляющих; *б* — для постоянных и переменных составляющих (полная эквивалентная схема)

пользоваться вольт-амперной характеристикой ННЭ, по которой находят величины  $E_n$  и  $R_i$ .

Эквивалентные схемы (особенно схемы для переменных составляющих) широко используются на практике, так как позволяют свести расчеты нелинейных электронных схем к расчету линейных схем.

Однако следует помнить, что область применения эквивалентной схемы ограничена такими пределами изменения полного напряжения на ННЭ, которые соответствуют границам линейного участка его вольт-амперной характеристики. Для одной и той же схемы с нелинейным элементом параметры эквивалентной схемы могут быть различными в зависимости от расположения рабочего участка на характеристике нелинейного элемента.

Величина  $u_{вх} \sim$  для схемы рис. 3.2, а обычно является входным сигналом, а изменение напряжения  $u_{нэ} \sim$  на ННЭ и резисторе  $u_R$  или тока в цепи  $i_{вх} \sim$  — выходным сигналом. Поскольку энергия выходного сигнала в этом случае потребляется от источника входного сигнала, то такая схема представляет собой пассивный четырехполюсник. Ее можно использовать как выпрямитель, ограничитель, стабилизатор и т. д. в зависимости от вида нелинейной характеристики, положения статической рабочей точки и расположения рабочей области на характеристике. Для преобразования сигналов используются в одних случаях линейные, а в других — нелинейные участки вольт-амперной характеристики электронного прибора. При использовании этих участков подбирают приборы с квадратичным, логарифмическим и т. д. законом изменения тока от напряжения на рабочих участках вольт-амперных характеристик. В этих случаях расчет схемы всегда можно выполнить графически и лишь иногда — аналитически, когда удастся найти удобное математическое выражение для рабочего участка вольт-амперной характеристики ННЭ.

Иногда в схеме рис. 3.2, а вместо линейного и нелинейного используются два нелинейных элемента (рис. 3.4, а). Такую схему также можно рассчитать описанными методами. При расчете графическим методом линия нагрузки нелинейна (рис. 3.4, б).

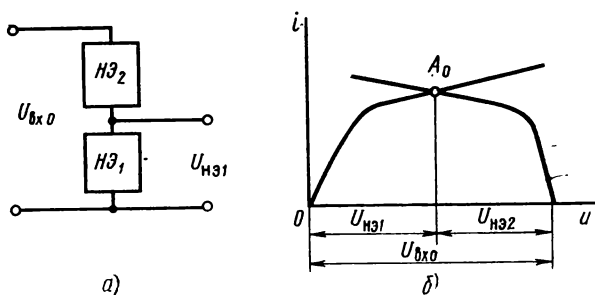


Рис. 3.4. Последовательное соединение нелинейных элементов

### § 3.3 УПРАВЛЯЕМЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Ход вольт-амперной характеристики управляемого нелинейного элемента (УНЭ) зависит от некоторого управляющего фактора  $Y$  (рис. 3.5, а). Таким фактором может быть как электрическая величина (напряжение или ток), так и неэлектрическая (например, облучение УНЭ видимым или невидимым светом, механическое воздействие, вызывающее изменение его физических размеров, и т. д.). На рис. 3.5, б показан один из возможных видов семейств вольт-амперных характеристик УНЭ для зажимов 3—4, соответствующих различным значениям управляющего фактора  $Y$ .

УНЭ могут иметь несколько управляющих факторов, влияющих независимо.

Ток  $i_{\text{вых}}$  в выходной цепи УНЭ с одним управляющим фактором зависит от двух независимых переменных:

$$i_{\text{вых}} = f(u_{\text{вых}}, Y). \quad (3.14)$$

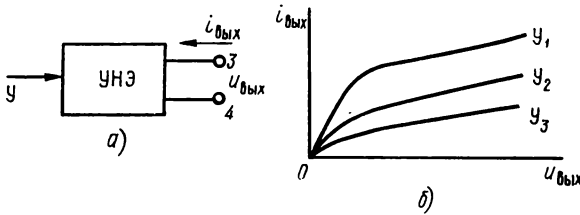


Рис. 3.5. Семейство вольт-амперных характеристик УНЭ

Если в общем случае напряжение  $u_{\text{вых}}$  изменится на величину  $du_{\text{вых}} = u_{\text{вых}} \sim$ , а значение управляющего фактора — на  $dY = Y \sim$ , то полное изменение тока в выходной цепи УНЭ  $di_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} \sim$  определится как сумма приращений этого тока от действия изменений  $u_{\text{вых}}$  и  $Y$  в отдельности. Математически  $di_{\text{вых}}$  можно записать как полный дифференциал функции (3.14):

$$di_{\text{вых}} = \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial u_{\text{вых}}} du_{\text{вых}} + \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial Y} dY. \quad (3.15)$$

В этом выражении частные производные, являющиеся коэффициентами при  $du_{\text{вых}}$  и  $dY$ , определяют степень влияния каждого из них на выходной ток. Первый из этих коэффициентов представляет собой величину, обратную дифференциальному внутреннему сопротивлению  $R_i$ , которое для УНЭ определяется как

$$R_i = \frac{\partial u_{\text{вых}}}{\partial i_{\text{вых}}} \quad \text{при } Y = \text{const},$$

или

$$R_i = \frac{\partial u_{\text{вых}}}{\partial i_{\text{вых}}} = \frac{u_{\text{вых}} \sim}{i_{\text{вых}} \sim} \quad \left| Y = \text{const}. \quad (3.16)$$



Второй из коэффициентов называется крутизной характеристики выходного тока УНЭ по управляющему фактору и обозначается  $S$ . Он показывает, как меняется ток в выходной цепи управляемого нелинейного элемента при изменении управляющего фактора на единицу, считая, что  $u_{\text{вых}}$  при этом остается неизменным:

$$S = \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial Y} \quad \text{при } u_{\text{вых}} = \text{const},$$

или

$$S = \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial Y} = \frac{i_{\text{вых}}}{Y_{\sim}} \bigg|_{u_{\text{вых}} = \text{const}}. \quad (3.17)$$

Величины  $R_i$  и  $S$  являются основными параметрами выходной цепи управляемого нелинейного элемента.

Введем понятия  $R_i$  и  $S$  в (3.15). Тогда

$$di_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} = \frac{1}{R_i} u_{\text{вых}} + SY_{\sim}. \quad (3.18)$$

Выражение (3.18) можно назвать основным уравнением выходной цепи управляемого нелинейного элемента. Оно позволяет, зная параметры  $R_i$  и  $S$ , найти изменение тока в выходной цепи для данных изменений  $u_{\text{вых}}$  и  $Y$ .

Кроме параметров  $R_i$  и  $S$  иногда пользуются коэффициентом управления выходным током  $\mu$ , который определяется как отношение таких приращений независимых переменных  $u_{\text{вых}}$  и  $Y$ , при которых ток в выходной цепи не изменится ( $di_{\text{вых}} = 0$ ). Коэффициент  $\mu$  можно найти, положив  $di_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} = 0$ , т. е.

$$\frac{1}{R} du_{\text{вых}} + SdY = 0,$$

откуда

$$\mu = -\frac{du_{\text{вых}}}{dY} = -\frac{u_{\text{вых}}}{Y_{\sim}} \bigg|_{i_{\text{вых}} = \text{const}} = -SR_i. \quad (3.19)$$

Отрицательный знак в выражении (3.19) указывает на то, что для сохранения постоянства тока  $i_{\text{вых}}$ , приращения  $u_{\text{вых}}$  и  $Y$  должны иметь разные знаки.

Ранее предполагалось, что управляющий фактор  $Y$  является независимой переменной, например, когда  $Y$  — неэлектрическая величина\*.

В общем случае, когда управляющим фактором является электрическая величина (напряжение или ток), может иметь место обратное воздействие изменений напряжения или тока в выходной

---

\* Электрический управляющий фактор может быть также независимой переменной, например, при работе лампы без сеточного тока с сигналом низкой частоты.

цепи нелинейного элемента на величину управляющего фактора (например, в транзисторах, при работе электронных ламп с током сетки и др.).

Для оценки этого обратного воздействия УНЭ удобно представить в виде четырехполюсника (рис. 3.6, а), выходные зажимы 3—4 которого включаются в управляемую электрическую цепь, а на входные 1—2 подается входной (управляющий) сигнал  $u_{вх}$ .

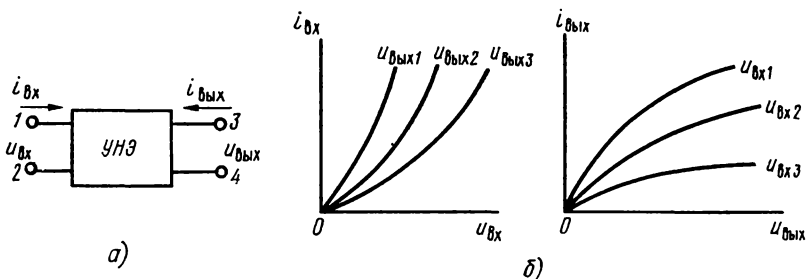


Рис. 3.6. НЭ с электрическим управляющим фактором и его характеристики

Входной и выходной токи этого четырехполюсника являются функциями двух независимых переменных — управляющего напряжения  $u_{вх}$  и напряжения на УНЭ  $u_{вых}$ :

$$\left. \begin{aligned} i_{вх} &= f_1(u_{вх}, u_{вых}); \\ i_{вых} &= f_2(u_{вх}, u_{вых}). \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

Графически эти функции можно изобразить в виде двух семейств вольт-амперных характеристик (рис. 3.6, б). При изменении входного и выходного напряжений соответственно на  $du_{вх} = u_{вх} \sim$  и  $du_{вых} = u_{вых} \sim$  токи  $i_{вх}$  и  $i_{вых}$  изменятся на

$$di_{вх} = \frac{\partial i_{вх}}{\partial u_{вх}} du_{вх} + \frac{\partial i_{вх}}{\partial u_{вых}} du_{вых}; \quad (3.21)$$

$$di_{вых} = \frac{\partial i_{вых}}{\partial u_{вх}} du_{вх} + \frac{\partial i_{вых}}{\partial u_{вых}} du_{вых}. \quad (3.21a)$$

В этих выражениях частные производные от токов по напряжениям являются параметрами нелинейного элемента, постоянными для малых изменений  $du_{вх}$  и  $du_{вых}$  в данной рабочей области.

Так, производная  $\frac{\partial i_{вх}}{\partial u_{вх}}$  в (3.21) будет входной проводимостью, т. е. величиной, обратной дифференциальному сопротивлению четырехполюсника относительно входных зажимов  $R_{i_{вх}}$  при постоянном напряжении  $u_{вых}$ :

$$\frac{\partial i_{вх}}{\partial u_{вх}} = \frac{1}{R_{i_{вх}}}.$$

Величина  $R_{i\text{ вх}}$ , называемая входным сопротивлением управляемого нелинейного элемента, равна

$$R_{i\text{ вх}} = \frac{\partial u_{\text{вх}}}{\partial i_{\text{вх}}} = \frac{u_{\text{вх}\sim}}{i_{\text{вх}\sim}} \bigg|_{u_{\text{вых}} = \text{const}}. \quad (3.22)$$

Производная  $\frac{\partial i_{\text{вх}}}{\partial u_{\text{вых}}}$ , называемая обратной крутизной характеристики  $S_{\text{обр}}$ , показывает, как изменится входной ток четырехполюсника за счет обратного влияния его выходного напряжения:

$$S_{\text{обр}} = \frac{i_{\text{вх}\sim}}{u_{\text{вых}\sim}} \bigg|_{u_{\text{вх}} = \text{const}}. \quad (3.23)$$

Наконец, для семейства входных характеристик вводится коэффициент управления входным током  $\mu_{\text{обр}}$ , определяющий относительную степень влияния напряжений на входе и выходе:

$$\mu_{\text{обр}} = - \frac{\partial u_{\text{вх}}}{\partial u_{\text{вых}}} = - \frac{u_{\text{вх}\sim}}{u_{\text{вых}\sim}} \bigg|_{i_{\text{вх}} = \text{const}}. \quad (3.24)$$

Между этими параметрами существует связь

$$\mu_{\text{обр}} = - R_{i\text{ вх}} S_{\text{обр}}. \quad (3.25)$$

Уравнение (3.21а) можно получить из (3.15), положив  $U = u_{\text{вх}}$ , поэтому параметры выходной цепи УНЭ  $R_i$ ,  $S$  и  $\mu$  определяются соответственно из (3.16), (3.17) и (3.19) при  $U = u_{\text{вх}}$ .

Следует отметить, что при сравнении (3.24) и (3.19) для  $\mu_{\text{обр}}$  и  $\mu$  может показаться, что эти параметры при  $U = u_{\text{вх}}$  связаны обратной пропорциональной зависимостью. Однако это не так, поскольку  $\mu_{\text{обр}}$  определяется при неизменном токе входной цепи, а  $\mu$  — выходной цепи.

С учетом введенных обозначений уравнения (3.21) и (3.21а) будут иметь вид:

$$di_{\text{вх}} = i_{\text{вх}\sim} = \frac{u_{\text{вх}\sim}}{R_{i\text{ вх}}} + S_{\text{обр}} u_{\text{вых}\sim}; \quad (3.26)$$

$$di_{\text{вых}} = i_{\text{вых}\sim} = S u_{\text{вх}\sim} + \frac{u_{\text{вых}\sim}}{R_i}. \quad (3.26a)$$

Эти уравнения полностью отражают все процессы, происходящие в управляемой и управляющей цепях четырехполюсника (см. рис. 3.6, а) с учетом их взаимного влияния.

Таким образом, любой четырехполюсник (см. рис. 3.6, а) можно характеризовать параметрами  $R_{i\text{ вх}}$ ,  $S_{\text{обр}}$ ,  $R_i$  и  $S$ , величина которых неизменна для малых изменений напряжений на входе и выходе в рабочей области.

Пользуясь (3.26) и (3.26а), можно составить эквивалентные схемы входной и выходной цепей четырехполюсника (см. рис. 3.6, а) для переменных составляющих. Для этого перепишем их в следующем виде:

$$i_{вх\sim} = \frac{u_{вх\sim} + S_{обр} R_{iвх} u_{вых\sim}}{R_{iвх}}; \quad (3.27)$$

$$i_{вых\sim} = \frac{S R_i u_{вх\sim} + u_{вых\sim}}{R_i}. \quad (3.27а)$$

Из этих выражений следует, что переменная составляющая входного тока  $i_{вх\sim}$  протекает через сопротивление  $R_{iвх}$  под действием напряжений  $u_{вх\sim}$  и  $S_{обр} R_{iвх} u_{вых\sim}$ , а выходного  $i_{вых\sim}$  — через сопротивление  $R_i$  под действием напряжений  $u_{вых\sim}$  и  $S R_i u_{вх\sim}$ .

Таким образом, полные эквивалентные схемы входной и выходной цепей четырехполюсника для переменных составляющих напряжений и токов будут иметь вид, изображенный на рис. 3.7.

Все сказанное справедливо для любого УНЭ электрической цепи. Так, основные параметры выходной цепи по переменному току электронной лампы, сетка которой считается входным, а анод — выходным электродами, называются внутренним сопротивлением, крутизной характеристики и коэффициентом усиления (или коэффициентом управления выходным током) и обозначаются  $R_i$ ,  $S$  и  $\mu$ .

Параметры входной цепи электронной лампы зависят от режима использования лампы. При работе с током сетки эти параметры имеют конечное значение (хотя и не получили общепринятых наименований и обозначений, кроме сопротивления  $R_{ic}$  промежутка сетка — катод). При работе без сеточного тока  $R_{ic} \rightarrow \infty$ , поэтому  $S_{обр}$  и  $\mu_{обр}$  не имеют физического смысла.

Управляющим фактором транзистора можно считать напряжение или ток. В литературе широко распространены расчеты схем на транзисторах, когда входным сигналом принимается ток  $i_{вх\sim}$ .

Поэтому и в справочниках обычно приводятся лишь семейства вольт-амперных характеристик, снятых при фиксированных значениях токов, и основные параметры: входное сопротивление  $R_{вх}$ , соответствующее описанному ранее дифференциальному сопротивлению  $R_{iвх}$ , и коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером  $\beta$ , представляющий собой отношение изменения коллекторного тока  $i_k$  к изменению тока базы  $i_b$  при неизменном напряжении на коллекторном переходе  $u_{к.б.}$ .

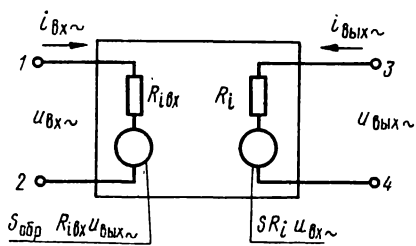


Рис. 3.7. Эквивалентная схема УНЭ

Иногда вместо  $\beta$  в справочниках приводят значения коэффициента усиления по току для схемы с общей базой  $\alpha = \frac{dI_k}{dI_3}$  при  $u_{k.б} = \text{const}$ , связанного с  $\beta$  соотношением

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (3.28)$$

Приемы расчета транзисторных схем с использованием параметров  $\beta$  и  $\alpha$  отличны от приемов расчета схем на электронных лампах

Если же считать, что управляющим фактором транзистора является напряжение, то рассмотрение принципа работы и расчет схем на электронных лампах и транзисторах можно проводить по единой методике, которая принята в дальнейшем изложении. Как будет показано в § 6.5, основной схемой включения транзистора целесообразно считать схему с общим эмиттером (ОЭ). Необходимые для расчета по единой методике параметры транзистора, включенного по этой схеме, определяются из семейств его входных и выходных характеристик и обозначаются так:  $R_{i\text{ вх}} = R_{i\text{ б}}$  — дифференциальное входное сопротивление между базой и эмиттером;  $S_{\text{обр}} = S_{\text{б}}$  — обратная крутизна характеристики тока базы, т. е. отношение приращения тока базы к приращению напряжения на коллекторе при неизменном напряжении на базе;  $R_i$  — дифференциальное выходное сопротивление между коллектором и эмиттером;  $S = S_k$  — крутизна характеристики тока коллектора, т. е. отношение приращения тока коллектора к приращению напряжения на базе при неизменном напряжении коллектора.

Связь  $\beta$  с этими основными параметрами можно найти, если определить величины  $i_{\text{вх}\sim} = i_{k\sim}$  и  $i_{\text{вх}\sim} = i_{\text{б}\sim}$  из выражений (3.26) и (3.26а), положив в них  $u_{\text{вх}\sim} = 0$ , и взять их отношение

$$\beta = \frac{S_k u_{\text{вх}\sim}}{\frac{u_{\text{вх}\sim}}{R_{i\text{б}}}} = S_k R_{i\text{б}}. \quad (3.29)$$

Из этого уравнения, учитывая (3.28), находим

$$\alpha = \frac{S_k R_{i\text{б}}}{1 + S_k R_{i\text{б}}}.$$

#### § 3.4. УПРАВЛЯЕМЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ В СХЕМЕ

Схема включения управляемого нелинейного элемента представляет собой последовательное соединение выходных зажимов этого элемента с линейным резистором  $R_n$  (рис. 3.8, а). Распределение напряжения питания  $E$  между УНЭ и резистором  $R_{\text{вн}}$ , а также ток в цепи будут зависеть от величины управляющего фактора  $U$ . Если его величина неизменна, то процессы в схеме рис. 3.8, а ничем не

отличаются от процессов в схеме включения ННЭ, приведенной на рис. 3.2, а. Следовательно, воспользовавшись вольт-амперной характеристикой НЭ, соответствующей данному значению фактора  $Y$ , и построив линию нагрузки, можно графически найти ток в цепи и напряжения на линейном и нелинейном сопротивлениях (рис. 3.9).

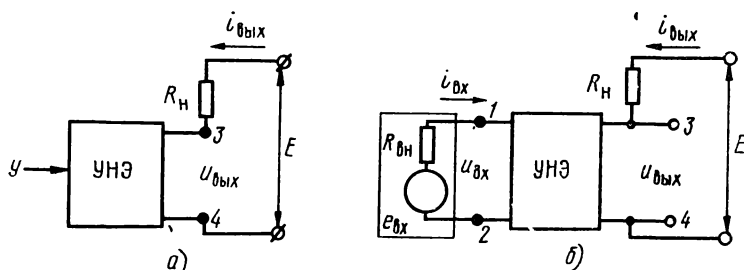


Рис. 3.8. Основная схема включения УНЭ с управляющими факторами:  
а — с неэлектрическим; б — с электрическим

Из рис. 3.9 видно, что, например, при начальной величине управляющего фактора  $Y_0$  режим схемы характеризуется токами и напряжениями, соответствующими статической точке  $A_0$ , для которой

$$i_{\text{вых}} = I_{\text{вых}0}, \quad u_{\text{НЭ}} = U_{\text{НЭ}0}, \quad u_R = U_{R0}, \quad Y_{\text{вх}} = Y_0.$$

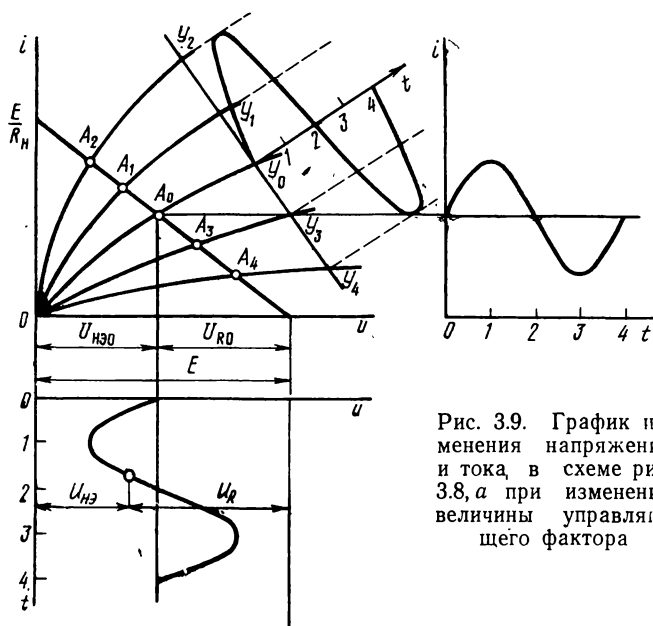


Рис. 3.9. График изменения напряжений и тока, в схеме рис. 3.8, а при изменении величины управляющего фактора

При изменении значения управляющего фактора до величины  $U_1$  точка, определяющая токи и напряжения в схеме, займет положение  $A_1$ . Если управляющий фактор  $U$  изменяется, последовательно принимая значения  $U_2, U_3, U_4$  и т. д., то динамическая рабочая точка перемещается по линии нагрузки, занимая соответственно положения  $A_2, A_3, A_4$  и т. д. Изменение фактора  $U$  во времени можно показать условно, построив на рис. 3.9 зависимость  $U=f(t)$ . Если предположить, что начальный режим схемы определяется точкой  $A_0$ , то нулевое значение оси ординат этой зависимости удобно совместить с кривой, соответствующей начальному значению (постоянной составляющей) управляющего фактора  $U_0$ . При этом надо иметь в виду, что масштаб по оси ординат этой системы координат определяется значениями управляющего фактора  $U$  на кривых и поэтому может быть нелинейным. Для примера на рис. 3.9 изображены синусоидальное изменение фактора  $U$  во времени и соответствующие этому изменению кривые напряжений на нелинейном и линейном сопротивлениях и тока нагрузки.

При построении рис. 3.9 предполагалось, что изменение тока и напряжений в схеме не оказывает обратного влияния на величину управляющего фактора  $U$ .

В схеме рис. 3.8, *а*, изменяя величину фактора  $U$ , можно управлять током в цепи и распределением напряжения, а также мощности источника питания  $E$  между линейным и нелинейным сопротивлениями. При этом мощность, затрачиваемая на управление (на изменение величины  $U$ ), часто бывает значительно меньше, чем изменение мощности управляющей цепи. Это равносильно усилению мощности управляющей цепи, хотя в действительности мощность в управляемой цепи схем рис. 3.8, *а* отбирается от источника напряжения  $E$  и лишь в некоторых случаях (ламповый триод при работе с сеточным током, транзистор) — частично от источника энергии управляющего фактора.

Построение рис. 3.9 можно выполнить для характеристик любого УНЭ, включенного по схеме рис. 3.8, *а*. Для более подробного анализа этой схемы удобнее пользоваться аналитическим расчетом для переменных составляющих токов и напряжений.

В схеме рис. 3.8, *а* УНЭ подключен к источнику питания  $E$  последовательно с резистором  $R_H$ , поэтому напряжение на УНЭ не будет независимой переменной, как в (3.14), а определится величиной  $R_H$ , напряжением  $E$  и током в цепи  $i_{\text{вых}}$ .

Следовательно, для расчета выходной цепи схемы рис. 3.8, *а* можно применить (3.18), выразив изменение напряжения  $u_{\text{вых}}$  через  $U_{\sim}$ . Так как для схемы рис. 3.8, *а* можно записать

$$u_{\text{вых}} = E - i_{\text{вых}} R_H, \quad (3.30)$$

то

$$du_{\text{вых}} = u_{\text{вых}\sim} = -i_{\text{вых}\sim} R_H. \quad (3.31)$$

Подставив (3.31) в (3.18), получим

$$i_{\text{вых}\sim} = -\frac{R_{\text{н}}}{R_i} i_{\text{вых}\sim} + S Y_{\sim},$$

откуда

$$i_{\text{вых}\sim} = \frac{S Y_{\sim}}{1 + \frac{R_{\text{н}}}{R_i}} = \frac{S R_i Y_{\sim}}{R_i + R_{\text{н}}}. \quad (3.32)$$

Учитывая (3.19), запишем выражение (3.32) как

$$i_{\text{вых}\sim} = -\frac{\mu Y_{\sim}}{R_i + R_{\text{н}}}. \quad (3.32a)$$

Эти уравнения определяют изменение тока в цепи рис. 3.8, а при заданном изменении управляющего фактора  $Y$ . При этом напряжение на резисторе  $R_{\text{н}}$  изменится на величину

$$u_{R\sim} = R_{\text{н}} i_{\text{вых}\sim} = \frac{S R_i R_{\text{н}} Y_{\sim}}{R_i + R_{\text{н}}}, \quad (3.33)$$

а на УНЭ — на величину

$$u_{\text{вых}\sim} = -R_{\text{н}} i_{\text{вых}\sim} = -\frac{S R_i R_{\text{н}} Y_{\sim}}{R_i + R_{\text{н}}}. \quad (3.33a)$$

Сравнив (3.33) и (3.33a), запишем

$$u_{\text{вых}\sim} = -u_{R\sim}. \quad (3.34)$$

Определим изменение мгновенной мощности, выделяемой на резисторе  $R_{\text{н}}$ :

$$P_{R\sim} = i_{\text{вых}\sim} u_{R\sim} = \frac{S^2 R_i^2 R_{\text{н}} Y_{\sim}^2}{(R_i + R_{\text{н}})^2} \quad (3.35)$$

и на УНЭ:

$$P_{\text{вых}\sim} = i_{\text{вых}\sim} u_{\text{вых}\sim} = -P_{R\sim}. \quad (3.36)$$

Отрицательный знак в выражении (3.36) означает, что при увеличении фактора  $Y$  мощность, выделяемая на УНЭ, уменьшается на величину  $P_{R\sim}$ , а мощность на резисторе  $R_{\text{н}}$  увеличивается ровно на такую же величину. При этом мощность, потребляемая схемой от источника питания, изменится на

$$P_{E\sim} = E i_{\text{вых}\sim}. \quad (3.37)$$

Из уравнений (3.32), (3.33) и (3.33a) найдем крутизну характеристик схемы рис. 3.8, а как преобразователя изменений параметра  $Y$  (входной сигнал) в следующие изменения:



1) тока в управляемой цепи:

$$S_{yi} = \frac{i_{\text{вых}\sim}}{y_{\sim}} = \frac{SR_i}{R_i + R_n}, \quad (3.38)$$

2) напряжения на  $R_n$ :

$$S_{yu} = \frac{u_{R\sim}}{y_{\sim}} = \frac{SR_i R_n}{R_i + R_n}, \quad (3.39)$$

3) напряжения на УНЭ (выходной сигнал):

$$S_{y_{\text{унэ}}} = \frac{u_{\text{вых}\sim}}{y_{\sim}} = - \frac{SR_i R_n}{R_i + R_n}. \quad (3.40)$$

Если управляющим фактором УНЭ является электрическая величина (см. рис. 3.8, б), то при расчетах в зависимости от конкретных условий применения схемы входным сигналом можно считать изменения э. д. с. источника  $e_{\text{вх}}$  или тока  $i_{\text{вх}\sim}$ . В любом случае в выходной цепи требуется определить, во-первых, изменение выходного (управляемого) тока  $i_{\text{вых}\sim}$ , во-вторых, изменение напряжения на зажимах 3—4 четырехполюсника  $u_{\text{вых}\sim}$ , которое при постоянном  $E$  равно по величине и противоположно по знаку изменению напряжения на нагрузке  $u_{R\sim}$ , и, наконец, в-третьих, изменение мощности на выходных зажимах четырехполюсника или нагрузки. В соответствии с этим степень влияния управляющей цепи на управляемую можно характеризовать:

коэффициентом усиления по напряжению

$$\frac{u_{\text{вых}\sim}}{e_{\text{вх}\sim}} = K_E \quad \text{или} \quad \frac{u_{\text{вых}\sim}}{u_{\text{вх}\sim}} = K_u;$$

крутизной характеристики выходного напряжения по входному току

$$\frac{u_{\text{вых}\sim}}{i_{\text{вх}\sim}} = S_i;$$

крутизной характеристики выходного тока по входному напряжению

$$\frac{i_{\text{вых}\sim}}{e_{\text{вх}\sim}} = S_E \quad \text{или} \quad \frac{i_{\text{вых}\sim}}{u_{\text{вх}\sim}} = S_u;$$

коэффициентом усиления по току

$$\frac{i_{\text{вых}\sim}}{i_{\text{вх}\sim}} = K_I.$$

(3.41)

Физический смысл этих коэффициентов состоит в том, что они показывают, как меняется выходной сигнал схемы рис. 3.8, б при изменении ее входного сигнала на единицу. Если размерности вход-

ного и выходного сигналов различные, то соответствующий коэффициент будет иметь размерность.

С помощью (3.26) приведенные ранее коэффициенты можно выразить через параметры четырехполюсника с учетом величин резистора нагрузки  $R_H$  и внутреннего сопротивления источника входного сигнала  $R_{вн}$ .

Выходные цепи рис. 3.8, *а* и *б* подобны, поэтому для схемы рис. 3.8, *б* также справедливы выражения (3.30) и (3.31). Подставив  $u_{вых\sim}$  из (3.31) в (3.26а) и решив полученное уравнение относительно  $i_{вых\sim}$ , будем иметь

$$i_{вых\sim} = \frac{SR_i u_{вх\sim}}{R_i + R_H}. \quad (3.42)$$

Учитывая (3.42), из (3.31) найдем изменение выходного напряжения  $u_{вых\sim}$ :

$$u_{вых\sim} = - \frac{SR_i R_H}{R_i + R_H} u_{вх\sim}, \quad (3.43)$$

откуда

$$\frac{u_{вых\sim}}{u_{вх\sim}} = - \frac{SR_i R_H}{R_i + R_H} = K_u. \quad (3.44)$$

Величина  $K_u$  показывает, как изменится напряжение на зажимах 3 и 4 схемы рис. 3.8, *б* при заданном изменении напряжения непосредственно на ее входе (зажимы 1 и 2). Полагая  $R_{вн}=0$ , имеем

$$u_{вх\sim} = e_{вх\sim} \text{ и } K_E = K_u.$$

По аналогии с (3.44) из (3.42) получим

$$\frac{i_{вых\sim}}{u_{вх\sim}} = \frac{SR_i}{R_i + R_H} = S_u. \quad (3.44a)$$

Полная эквивалентная схема входной цепи схемы рис. 3.8, *б* для переменных составляющих в соответствии с рис. 3.7 имеет вид, показанный на рис. 3.10, *а*. Так как в схеме рис. 3.8, *б*  $u_{вых\sim}$  зависит от  $u_{вх\sim}$ , ее входную цепь можно изобразить в более простом виде. Для этого воспользуемся уравнением (3.27), подставив в него выражение  $u_{вых\sim}$  из (3.43):

$$i_{вх\sim} = \frac{u_{вх\sim}(1 + S_{обp} R_{iвх} K_u)}{R_{iвх}} = \frac{u_{вх\sim}}{\frac{R_{iвх}}{1 + S_{обp} R_{iвх} K_u}} = \frac{u_{вх\sim}}{R_{вх}}, \quad (3.45)$$

где

$$R_{вх} = \frac{R_{iвх}}{1 + S_{обp} R_{iвх} K_u}.$$

Из (3.45) следует, что входную цепь для схемы рис. 3.8, *б* можно представить в виде сопротивления  $R_{вх}$  (рис. 3.10, *б*).

Эквивалентная схема выходной цепи является общей для схем рис. 3.8 и может быть изображена в двух вариантах. Первый вариант составлен на основании уравнений (3.32) или (3.42) и показан на рис. 3.10, *в*, откуда видно, что эквивалентная схема состоит из источника э. д. с.  $SR_i u_{вх\sim}$  (или  $SR_i \mathcal{U}_{\sim}$ ) и двух сопротивлений  $R_i$  и  $R_H$ .

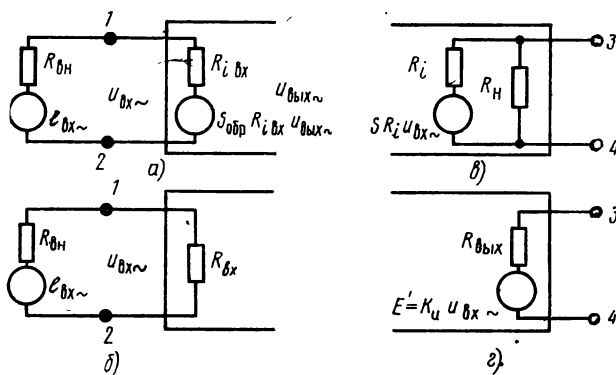


Рис. 3.10. Эквивалентные схемы входных и выходных цепей: *а* и *б* — входных цепей для схемы рис. 3.8, *б*; *в* и *г* — выходных цепей схем рис. 3.8, *а*

Второй вариант можно получить после преобразования схемы рис. 3.10, *в* с помощью теоремы об эквивалентном генераторе. Согласно этой теореме схему рис. 3.10, *в* можно представить в виде схемы рис. 3.10, *г*. При этом э. д. с. генератора и внутреннее сопротивление  $R_i$  на схеме рис. 3.10, *в* необходимо умножить на величину  $\frac{R_H}{R_i + R_H}$ :

$$SR_i u_{вх\sim} \frac{R_H}{R_i + R_H} = E'_г; \quad (3.46)$$

$$R_i \frac{R_H}{R_i + R_H} = R_{вых}, \quad (3.46a)$$

где  $E'_г$  — э. д. с. эквивалентного генератора;  $R_{вых}$  — выходное сопротивление схем рис. 3.8, *а* и *б*.

Сопротивление  $R_{вых}$  определяется как отношение приращения выходного напряжения, вызванного изменением сопротивления внешней нагрузки, подключенной к зажимам 3—4, к приращению тока через эту нагрузку:

$$R_{вых} = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta i_{вых}}.$$

Если считать, что  $u_{\text{вх}} \sim$  не зависит от  $u_{\text{вых}} \sim$  (например, при  $R_{\text{вн}}=0$ ), то  $R_{\text{вых}}$ , как это видно из рис. 3.10, *з* и выражения (3.46а), равно параллельному соединению  $R_i$  и  $R_{\text{н}}$ . Сопоставив (3.46) и (3.44), видим, что

$$E_{\Gamma}' = u_{\text{вх}} \sim K_u.$$

Из схемы рис. 3.10, *б* видно, что  $u_{\text{вх}} \sim$  и  $e_{\text{вх}} \sim$  связаны следующим соотношением:

$$u_{\text{вх}} \sim = e_{\text{вх}} \sim \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}} = e_{\text{вх}} \sim \frac{\frac{R_{i\text{вх}}}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} K_u}}{R_{\text{н}} + \frac{R_{i\text{вх}}}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} K_u}}. \quad (3.47)$$

Подставив (3.47) в (3.42) и (3.43), после несложных преобразований получим выражения для приращений выходного тока и напряжения в зависимости от приращения  $e_{\text{вх}} \sim$ :

$$i_{\text{вых}} \sim = \frac{K_u}{R_{\text{н}}} \frac{\gamma_2}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} \gamma_1 K_u} e_{\text{вх}} \sim \quad (3.48)$$

и

$$u_{\text{вых}} \sim = \frac{K_u \gamma_2}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} \gamma_1 K_u} e_{\text{вх}} \sim, \quad (3.49)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{R_{\text{вн}}}{R_{i\text{вх}} + R_{\text{вн}}}; \\ \gamma_2 &= \frac{R_{i\text{вх}}}{R_{i\text{вх}} + R_{\text{вн}}}. \end{aligned} \right\} \quad (3.50)$$

Отсюда крутизна характеристики и коэффициент усиления по напряжению равны:

$$S_E = \frac{K_u}{R_{\text{н}}} \frac{\gamma_2}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} \gamma_1 K_u}, \quad (3.51)$$

$$K_E = K_u \frac{\gamma_2}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} \gamma_1 K_u}. \quad (3.52)$$

Коэффициент усиления по току можно определить из (3.42), подставив в него значение  $u_{\text{вх}} \sim$  из (3.45). После преобразования получим

$$K_i = \frac{K_u}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} K_u} \cdot \frac{R_{i\text{вх}}}{R_{\text{н}}}. \quad (3.53)$$

Наконец, крутизна характеристики по току схемы рис. 3.8, *б*, как это следует из (3.43) и (3.45), равна

$$S_i = \frac{K_u R_{i\text{вх}}}{1 + S_{\text{обp}} R_{i\text{вх}} K_u}. \quad (3.54)$$

Мгновенную мощность, выделяемую на резисторе  $R_H$  за счет переменных составляющих тока и напряжения в выходной цепи, можно найти из (3.48) и (3.49):

$$P_{R_H \sim} = i_{\text{вых} \sim} u_{R_H \sim} = - i_{\text{вых} \sim} u_{\text{вых} \sim} = \frac{K_u^2 \gamma_2^2 e_{\text{вых} \sim}^2}{R_H (1 + S_{\text{обр}} R_{i\text{вх}} \gamma_1 K_u)^2}. \quad (3.55)$$

Для схемы рис. 3.8, б представляет интерес также ее входное сопротивление. Под входным сопротивлением схемы  $R_{\text{вх}}$  понимают отношение приращения напряжения, приложенного к зажимам 1—2, к вызванному им приращению тока во входной цепи четырехполюсника. Это сопротивление, как следует из (3.45), равно

$$R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх} \sim}}{i_{\text{вх} \sim}} = \frac{R_{i\text{вх}}}{1 + S_{\text{обр}} R_{i\text{вх}} K_u}. \quad (3.56)$$

Таким образом, величина  $R_{\text{вх}}$  определяется как параметрами четырехполюсника ( $R_{i\text{вх}}$ ,  $R_i$ ,  $S_{\text{обр}}$ ,  $S$ ), так и нагрузочным резистором  $R_H$ , входящим в выражение для  $K_u$ . В заключение следует отметить, что если  $u_{\text{вх}}$  зависит от  $u_{\text{вых} \sim}$ , то изменение последнего под влиянием изменения внешней нагрузки приводит к изменению входного сигнала до величины  $u'_{\text{вх} \sim}$ , что в свою очередь влияет на ток  $i'_{\text{вых} \sim}$ .

Пусть при подключении нагрузки напряжение  $u_{\text{вых}}$  изменится на величину  $u'_{\text{вых} \sim}$ . Тогда в соответствии с полной эквивалентной схемой входной цепи (см. рис. 3.10, а) напряжение  $u_{\text{вх}}$  изменится на величину

$$u'_{\text{вх} \sim} = S_{\text{обр}} R_{i\text{вх}} u'_{\text{вых} \sim} + \frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{вн}} + R_{i\text{вх}}}. \quad (3.57)$$

Подставив значение  $u'_{\text{вх} \sim}$  из (3.57) в уравнение (3.27а), после несложных преобразований получим

$$R'_i = \frac{u'_{\text{вх} \sim}}{i'_{\text{вх} \sim}} = \frac{R_i}{1 + S R_i S_{\text{обр}} R_{i\text{вх}} \gamma_1}. \quad (3.58)$$

Выходное сопротивление схемы в этом случае можно найти подстановкой (3.58) в уравнение (3.46а).

Выводы приведенных ранее соотношений применимы для любого УНЭ и, в частности, для электронных ламп и транзисторов.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ПРОХОЖДЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

---

#### § 4.1. ЛИНЕЙНЫЕ И НЕЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В общем случае преобразование входного сигнала любой схемой состоит в умножении величины входного сигнала на ее коэффициент передачи  $K$ .

Коэффициент передачи  $K$  может быть безразмерным или иметь размерность (чаще всего  $ma/v$  или  $v/ma$ ), зависеть или не зависеть от частоты  $\omega$  изменения входного сигнала, величины входного сигнала (например,  $u_{вх}$ ) и от величины некоторого управляющего сигнала (например,  $u_{упр}$ ).

Схемы с различным сочетанием свойств коэффициента передачи дают возможность получать разнообразные преобразования электрических сигналов. Наиболее распространенные из них рассмотрены в этом параграфе применительно к частным случаям, когда входным и управляющим сигналами схемы являются электрические напряжения. Однако аналогичные выкладки могут быть отнесены и к случаю, когда входным сигналом является ток.

*Коэффициент передачи — действительная безразмерная постоянная величина  $K$ .* В этом случае выходной сигнал отличается от входного только амплитудой и всегда повторяет его форму.

Примерами таких схем могут служить чисто активные или чисто реактивные делители напряжения или тока, а также некоторые электронные усилители (для средних частот).

*Коэффициент передачи — комплексная безразмерная величина, не зависящая от амплитуды входного сигнала.* Это значит, что

$$K = M + jN = k (\cos \varphi + j \sin \varphi) = ke^{j\varphi}, \quad (4.1)$$

где  $M$  и  $jN$  — действительная и мнимая составляющие коэффициента передачи  $K$ ;

$$\varphi = \arccos \frac{M}{\sqrt{M^2 + N^2}} = \operatorname{arctg} \frac{N}{M};$$

$$k = \sqrt{M^2 + N^2}.$$

Величины  $M$  и  $N$  или одна из них зависят от частоты входного сигнала.

В этом случае при входном сигнале синусоидальной формы выходной сигнал также синусоидален, но отличается по амплитуде в  $k$  раз и сдвинут по фазе на угол  $\varphi$ .

При входном сигнале сложной формы волны амплитуды и фазы его гармонических составляющих изменяются по-разному, поэтому формы результирующей кривой выходного и входного сигналов будут различны.

Примерами таких схем являются разные фазосдвигающие цепи, линейные электронные усилители и т. д.

*Коэффициент передачи* — действительная безразмерная величина, зависящая от мгновенного значения входного сигнала (нелинейный четырехполосник). Пусть эта зависимость в простейшем случае имеет вид

$$K = \kappa u_{\text{вх}}, \quad (4.2)$$

где  $\kappa$  — коэффициент пропорциональности.

Тогда выходной сигнал четырехполосника будет равен

$$u_{\text{вых}} = Ku_{\text{вх}} = \kappa u_{\text{вх}}^2.$$

В этом случае для синусоидального входного сигнала

$$u_{\text{вых}} = \kappa U_{\text{вх}m}^2 \sin^2 \omega t = \frac{\kappa U_{\text{вх}m}^2}{2} - \frac{\kappa U_{\text{вх}m}^2}{2} \cos 2\omega t \dots \quad (4.3)$$

Таким образом, выходной сигнал такого четырехполосника при синусоидальном входном сигнале будет состоять из двух слагаемых: постоянной составляющей и синусоиды (косинусоиды), имеющей двойную частоту.

В случае более сложной зависимости  $K(u_{\text{вх}})$  выходной сигнал четырехполосника в общем виде равен

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}0} + U_{\text{вых}m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{\text{вых}m2} \sin(2\omega t + \varphi_2) + \\ + U_{\text{вых}m3} \sin(3\omega t + \varphi_3) + \dots \quad (4.4)$$

Здесь принципиальным является то, что при синусоидальном входном сигнале выходной сигнал такого четырехполосника состоит из постоянной и гармонических составляющих с частотами, кратными частоте входного сигнала. Применяя фильтр, можно выделить только постоянную составляющую сигнала или одну из этих синусоидальных составляющих.

Таким образом, четырехполосник, коэффициент передачи которого зависит от входного сигнала, позволяет осуществлять преобразование синусоидально меняющегося напряжения в постоянное или в синусоидальное другой (кратной) частоты. При необходимости стремятся получить такую зависимость коэффициента пере-

дачи четырехполюсника от входного сигнала, чтобы нужное слагаемое выходного сигнала было максимальным.

Нелинейные четырехполюсники применяются для преобразования, например, синусоидального напряжения в постоянное (т. е. выпрямления), для детектирования, умножения частоты, выполнения математических операций над сигналами в аналоговых машинах и т. д.

*Коэффициент передачи* — действительная безразмерная величина, зависящая только от мгновенного значения дополнительно подаваемого управляющего сигнала (управляемый четырехполюсник). Пусть эта зависимость в простейшем виде определяется выражением

$$K = \delta u_{\text{упр}}, \quad (4.5)$$

где  $\delta$  — коэффициент пропорциональности.

Если входной сигнал четырехполюсника синусоидален, т. е.  $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} \sin \omega t$ , и управляющее напряжение также синусоидально:

$$u_{\text{упр}} = U_{\text{упр}m} \sin \omega_{\text{упр}} t,$$

то

$$u_{\text{вых}} = \delta U_{\text{упр}m} U_{\text{вх}m} \sin \omega_{\text{упр}} t \sin \omega t.$$

После несложных преобразований это выражение будет иметь вид

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} = & \frac{1}{2} \delta U_{\text{упр}m} U_{\text{вх}m} \sin (\omega + \omega_{\text{упр}}) t + \\ & + \frac{1}{2} \delta U_{\text{упр}m} U_{\text{вх}m} \sin (\omega - \omega_{\text{упр}}) t. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Таким образом, в этом примере выходной сигнал четырехполюсника представляет собой сумму двух синусоидальных составляющих с одинаковыми амплитудами, частоты которых равны сумме и разности частот входного и управляющего сигналов.

В общем случае зависимости коэффициента передачи от управляющего сигнала выходной сигнал четырехполюсника при синусоидальном сигнале на входе имеет сложный вид. Однако принципиальным здесь является наличие в выходном сигнале постоянной составляющей и так называемых составляющих комбинационных частот, которые представляют собой синусоидально меняющиеся величины с частотами, равными и кратными сумме и разности входного и управляющего сигналов.

Подобные четырехполюсники применяются в устройствах преобразования частоты и модуляторах.

Существуют два способа управления коэффициентом передачи  $K$ : *линейный* и *нелинейный*.

В первом случае амплитудные характеристики четырехполюсника имеют вид веерообразных прямых (рис. 4.1, а) с различным наклоном в зависимости от управляющего сигнала.



Во втором случае амплитудная характеристика принципиально нелинейна (рис. 4.1, б), управляющий сигнал с амплитудой, во много раз превосходящей входной сигнал, подается последовательно с ним и определяет положение рабочей точки на характеристике рис. 4.1, б. Каждой рабочей точке соответствует свой коэффициент передачи для переменных составляющих, который в пределах малого диапазона изменения входного сигнала может считаться неизменным.

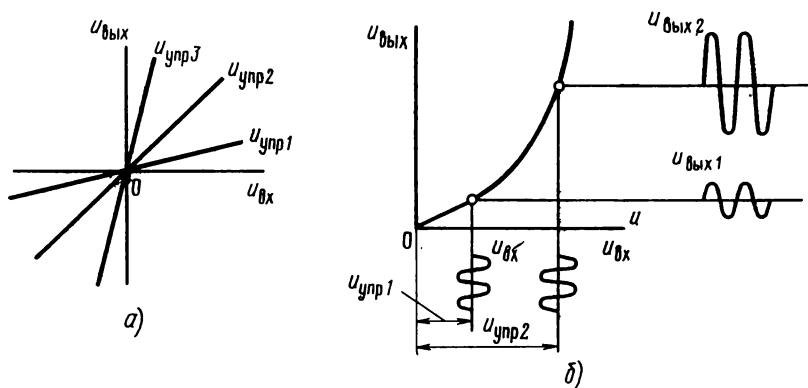


Рис. 4.1. Способы управления коэффициентом передачи:  
а — линейный; б — нелинейный

Аналогично можно рассмотреть и другие случаи преобразования сигналов четырехполюсника, коэффициенты передачи которых имеют различные свойства. Некоторые из них приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

**Линейные и нелинейные преобразования сигналов**

Свойство коэффициента передачи	Примеры использования
$K = \text{const}$	Линейный усилитель с ровной частотной характеристикой Делитель напряжения
$K = f(\omega)$	Частотный фильтр Фазосдвигающая цепь Линейный усилитель
$K = f(u_{вх})$	Амплитудный детектор Выпрямитель Ограничитель амплитуды Функциональный преобразователь Удвоитель частоты
$K = f(u_{упр})$	Модулятор Преобразователь частоты

## § 4.2. ЗАРЯД И РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭЛЕМЕНТ

В электронных схемах часто встречаются случаи, когда конденсатор заряжается или разряжается через НЭ (рис. 4.2). В схеме рис. 4.2, *а* напряжение на НЭ в первый момент после замыкания ключа максимально и равно напряжению батареи  $E$ , а затем, по мере заряда конденсатора, уменьшается до нуля по закону, определяемому вольт-амперной характеристикой НЭ. В схеме рис. 4.2, *б*

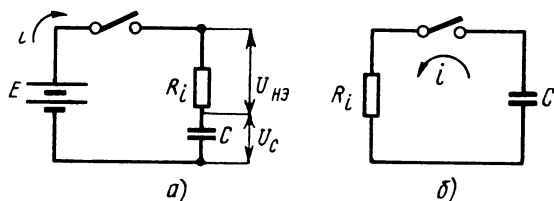


Рис. 4.2. Заряд и разряд конденсатора через НЭ

сразу после замыкания ключа напряжение на НЭ становится равным начальному напряжению  $U_{C0}$  на конденсаторе, а затем, по мере разряда последнего, также уменьшается до нуля. Таким образом, в обеих схемах рис. 4.2 напряжение на НЭ меняется от некоторого максимального значения до нуля. Иначе говоря, условия работы НЭ в этих схемах одинаковы. Поэтому рассмотрим лишь одну из схем рис. 4.2, например рис. 4.2, *б*, как более простую, и используем полученные выводы при рассмотрении второй схемы.

Чаще всего встречаются НЭ с вольт-амперными характеристиками двух видов (рис. 4.3, *а* и *б*). Рассмотрим процесс разряда конденсатора через НЭ с характеристиками этих видов.

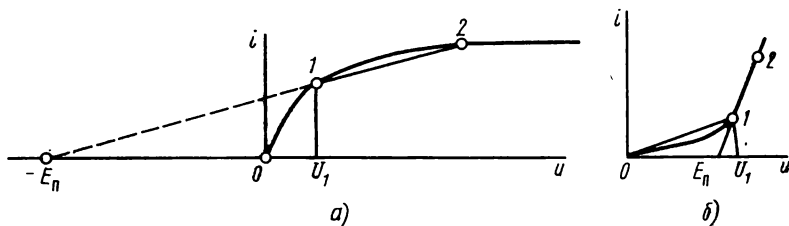


Рис. 4.3. Два вида вольт-амперных характеристик НЭ

Анализ процесса разряда конденсатора через НЭ удобно проводить, если вольт-амперную характеристику НЭ представить в виде двух отрезков прямой ( $0-1$  и  $1-2$ ), как это показано на рисунке. В более сложных случаях применяется кусочно-линейная аппроксимация характеристики НЭ, причем для каждого отрезка прямой вводятся свои значения параметров эквивалентной схемы НЭ.

Временная зависимость напряжения на конденсаторе, построенная для линейризованной вольт-амперной характеристики НЭ вида рис. 4.3, *а*, показана на рис. 4.4. Из этого рисунка видно, что вначале напряжение на конденсаторе  $u_C$  изменяется по экспоненциальному закону, асимптотически стремясь от значения  $U_{C0}$  к потенци-

альному уровню  $E_n$  с постоянной времени  $\tau = CR_{i(2-1)}$  ( $R_{i(2-1)}$  — внутреннее сопротивление НЭ на участке характеристики 2—1). По достижении величины  $U_1$ , соответствующей точке 1 на характеристике, напряжение на конденсаторе изменяется также по экспоненциальному закону, однако асимптотически стремится к нулевому значению с постоянной времени  $\tau' = CR_{i(1-0)}$ , где  $R_{i(1-0)}$  — внутреннее сопротивление НЭ на участке 1—0.

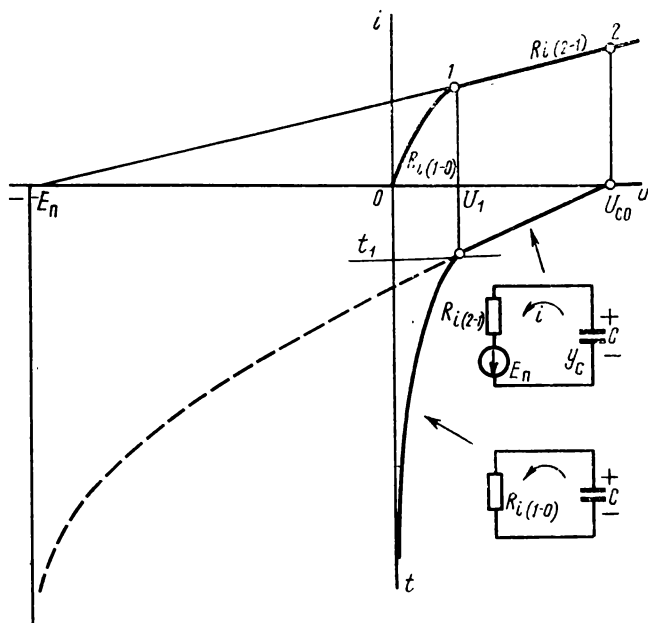


Рис. 4.4. Разряд конденсатора через НЭ с характеристикой вида, изображенного на рис. 4.3, а

Интересно заметить, что если заменить НЭ эквивалентным линейным сопротивлением  $R_{\text{л}}$ , вольт-амперная характеристика которого проходит через точки 0—2, то время разряда конденсатора через НЭ от  $U_{c0}$  до  $U_1$  оказывается значительно меньше, несмотря на то что всегда имеет место неравенство  $CR_{i(2-1)} > CR_{\text{л}}$ .

Уравнение разряда конденсатора на участке 2—1 имеет следующий вид:

$$u_{C(2-1)} = (U_{c0} + E_n) e^{-\frac{t}{CR_{i(2-1)}}} - E_n. \quad (4.7)$$

Учитывая, что в момент времени  $t = t_1$  имеем  $u_c = U_1$ , из (4.7) найдем время, в течение которого конденсатор разрядится от  $U_{c0}$  до  $U_1$ :

$$t_{(2-1)} = CR_{i(2-1)} \ln \frac{U_{c0} + E_n}{U_1 + E_n}. \quad (4.8)$$

Если сопротивление  $R_{i(2-1)}$  сделать настолько большим, что  $E_n$  будет много больше, чем  $U_{c0}$ , то разряд конденсатора от  $U_{c0}$  до  $U_1$

происходит по закону, близкому к линейному. Это используется для получения напряжений, меняющихся по линейному закону.

Временная зависимость напряжения на конденсаторе для линеаризованной вольт-амперной характеристики НЭ вида рис. 4.3, б приведена на рис. 4.5.

В этом случае напряжение на конденсаторе изменяется на участке 2—1 по экспоненциальному закону, асимптотически стремясь к потенциальному уровню  $E_n$  с постоянной времени  $\tau = CR_{i(2-1)}$ . На участке 1—0 напряжение  $u_C$  изменяется от величины  $U_1$  также по экспоненциальному закону, асимптотически стремясь к нулевому значению с постоянной времени  $\tau' = CR_{i(1-0)}$ .

Записав уравнение разряда конденсатора на участке 2—1 в виде

$$u_{C(2-1)} = (U_{C0} - E_n)e^{-\frac{t}{CR_{i(2-1)}}} + E_n \quad (4.9)$$

и положив в нем  $u_C = U_1$ , можно найти время, за которое напряжение на конденсаторе изменится от  $U_{C0}$  до  $U_1$ :

$$t_{(2-1)} = CR_{i(2-1)} \ln \frac{U_{C0} - E_n}{U_1 - E_n}. \quad (4.10)$$

При рассмотрении заряда конденсатора через НЭ временную зависимость напряжения на конденсаторе легко получить из рис. 4.4 и 4.5, перенеся начало координат (ось времени) вправо на величину  $U_{C0}$ .

### § 4.3. ПРОХОЖДЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

На рис. 4.6 показаны четыре простейшие нелинейные цепи, где в качестве НЭ используется диод. Такие цепи наиболее часто применяются в электронных схемах в качестве пассивных четырехполюсников.

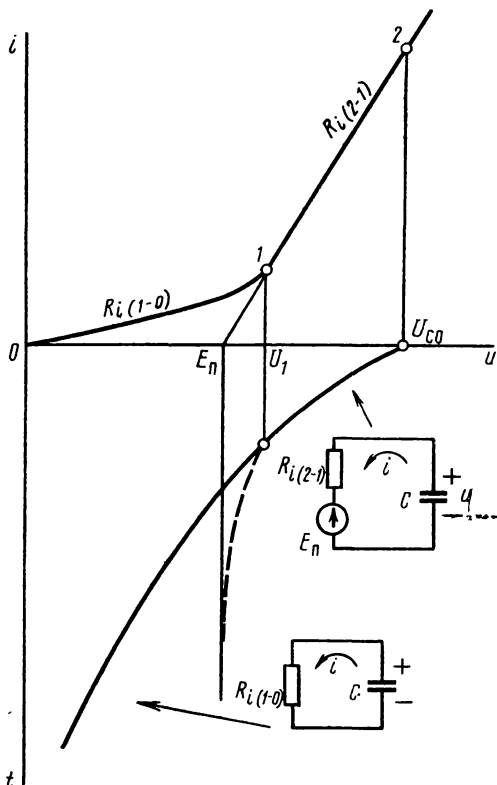


Рис. 4.5. Разряд конденсатора через НЭ с характеристикой вида, изображенного на рис. 4.3, б

Цепи рис. 4.6, *а* и *б* представляют собой делители напряжения, коэффициент передачи которых зависит от амплитуды и полярности входного сигнала.

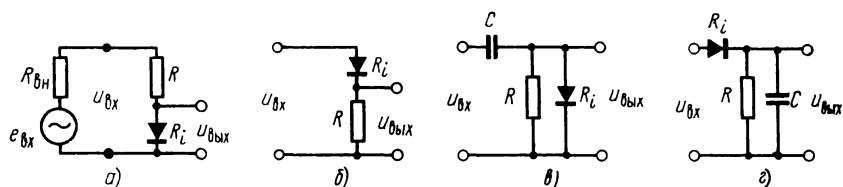


Рис. 4.6. Простейшие цепи с диодами, часто применяемые в электронных схемах

Возможны три режима работы этих цепей:

1. Статическая рабочая точка (СРТ) расположена на участке вольт-амперной характеристики диода, соответствующем его проводящему состоянию, а динамическая рабочая точка (ДРТ) при всех изменениях входного сигнала не выходит за пределы этого участка (режим *А*).

2. СРТ расположена так, что ток через диод проходит только в течение примерно половины периода входного сигнала (режим *В*).

3. СРТ находится на участке характеристики, соответствующем непроводящему состоянию диода (режим *С*).

Таким образом, время, в течение которого за период входного сигнала диод находится в проводящем состоянии, различно для каждого режима.

Половину фазового угла, определяющего часть периода синусоидального входного сигнала, в течение которого нелинейный элемент находится в проводящем состоянии, называют углом отсечки  $\theta$ . Так, для режима *А* нелинейный элемент проводит ток в течение всего периода (фазовый угол  $360^\circ$ ), поэтому угол отсечки  $\theta$  равен  $180^\circ$ . Для режима *В* угол  $\theta$  составляет  $90^\circ$ , а для режима *С* —  $\theta$  меньше  $90^\circ$ .

Временные зависимости напряжения и тока диода для различных режимов показаны на рис. 4.7, *а*, *б*, *в*.

Расчет цепей рис. 4.6, *а*, *б* можно с достаточной для практики точностью выполнить графически, подобно построению, показанному на рис. 3.2, *б*, или аналитически.

Эти цепи применяются в качестве ограничителей амплитуды, умножителей и преобразователей частоты. Кроме того, по схеме рис. 4.6, *а* строят параметрические стабилизаторы напряжения (см. гл. 2), а по схеме рис. 4.6, *б* — делители напряжения, изменяющие потенциальный уровень почти без уменьшения сигнала.

Цепи рис. 4.6, *в*, *г* соответственно подобны цепям рис. 2.1, *а*, *б* с той лишь разницей, что сопротивление нелинейного элемента изменяется в зависимости от величины и знака приложенного к этому элементу напряжения. При подаче знакопеременного (например, синусоидального) входного сигнала в цепях рис. 4.6, *в*, *г* происходят чередующиеся процессы заряда и разряда конденсато-

ра, но благодаря наличию нелинейного элемента (диода) постоянные времени заряда  $\tau_{\text{зар}}$  всегда меньше постоянных времени разряда  $\tau_{\text{разр}}$ . Поэтому после включения входного сигнала количество электричества  $Q_{\text{зар}}$ , получаемое конденсатором в течение одной части периода входного сигнала (когда диод проводит), оказывается больше, чем количество электричества  $Q_{\text{разр}}$ , отдаваемое конденсатором при разряде в течение остальной части периода (когда диод не проводит). Это приводит к накоплению электрического заряда на конденсаторе. Однако по мере накопления заряда разность  $\Delta Q = Q_{\text{зар}} - Q_{\text{разр}}$  все уменьшается, стремясь к нулю. Когда  $\Delta Q$  становится равной нулю, т. е.  $Q_{\text{зар}} = Q_{\text{разр}}$ , то заряд на конденсаторе перестанет накапливаться и наступает динамическое равновесие, при котором на конденсаторе имеется пульсирующее напряжение с постоянной составляющей.

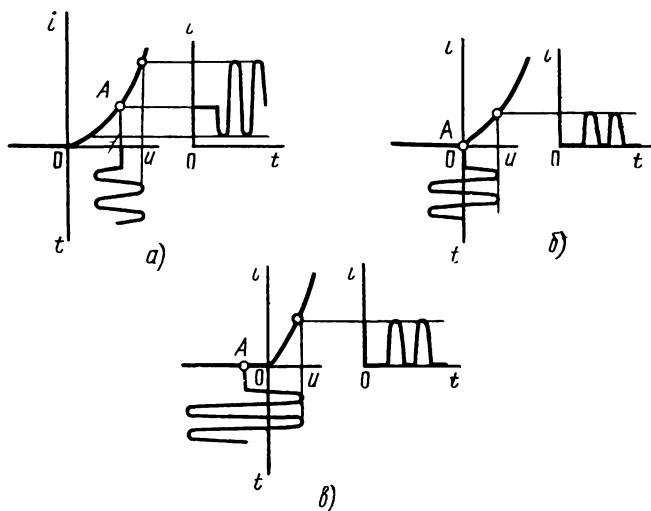


Рис. 4.7. Графики работы цепей рис. 4.6, а и б в различных режимах

Процесс установления режима динамического равновесия для схемы рис. 4.6, в показан на рис. 4.8. Пусть до момента времени  $t=0$  конденсатор  $C$  не был заряжен. С подачей в момент времени  $t=0$  синусоидального входного сигнала  $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} \sin \omega t$  конденсатор  $C$  начнет заряжаться через резистор  $R$  и открытый диод  $D$ . При этом выражение для напряжения  $u_C$  на конденсаторе в процессе его заряда можно получить, решив уравнение

$$C \frac{du_C}{dt} = \frac{U_{\text{вх}m} \sin \omega t - u_C}{R_{\text{зар}}}. \quad (4.11)$$

В этом уравнении  $R_{\text{зар}}$  — полное сопротивление цепи заряда конденсатора, состоящее из параллельно соединенных резистора  $R$

и внутреннего сопротивления диода в проводящем состоянии  $R_i$  (внутреннее сопротивление источника входного сигнала не учитывается).

В общем случае уравнение (4.11) является нелинейным, что затрудняет его решение. Однако если считать, что характеристика диода в проводящем состоянии линейна ( $R_i = \text{const}$ ) и выходит из начала координат, то  $R_{\text{зар}} = \text{const}$  и решение (4.11) имеет вид

$$u_C = U_{\text{вх}m} \left[ \frac{\omega \tau_{\text{зар}}}{1 + \omega^2 \tau_{\text{зар}}^2} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\text{зар}}^2}} \cos(\omega t - \lambda) \right], \quad (4.12)$$

где  $\tau_{\text{зар}} = CR_{\text{зар}}$ ;

$$\lambda = \text{arctg} \frac{1}{\omega \tau_{\text{зар}}}.$$

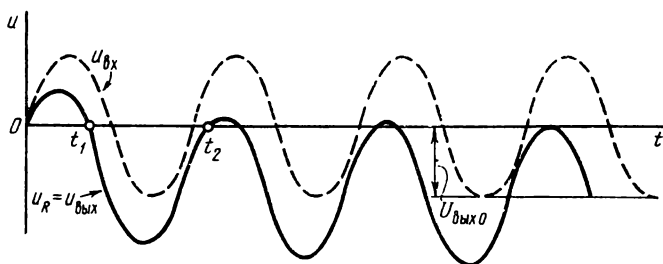


Рис. 4.8. Процесс установления режима динамического равновесия для схемы рис. 4.6, в при синусоидальном входном сигнале

Как видно из рис. 4.8, начиная с первого положительного полупериода, конденсатор будет заряжаться от момента времени  $t=0$  до  $t=t_1$ , когда мгновенное значение напряжения входного сигнала будет равно напряжению на конденсаторе. После этого напряжение  $u_{\text{вх}}$  будет меньше, чем  $u_C$  и диод закроется (полярность напряжения на диоде и направление тока в цепи изменяется на обратные). Момент времени  $t_1$  можно определить из уравнения

$$U_{\text{вх}m} \sin \omega t_1 = U_{\text{вх}m} \left[ \frac{\omega \tau_{\text{зар}}}{1 + \omega^2 \tau_{\text{зар}}^2} e^{-\frac{t_1}{\tau_{\text{зар}}}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\text{зар}}^2}} \cos(\omega t_1 + \lambda) \right] \dots \quad (4.13)$$

Решить это уравнение относительно  $t_1$  можно только графически для каждого конкретного случая.

С момента времени  $t_1$  диод закрыт, и конденсатор разряжается через резистор  $R$  (внутреннее сопротивление закрытого диода счи-

таем бесконечно большим). При этом зависимость  $u_c = f(t)$  можно получить из уравнения

$$C \frac{du_c}{dt} = \frac{U_{вхм} \sin(\omega t + \varphi) - u_c}{R}, \quad (4.14)$$

где  $\varphi$  — фаза напряжения сигнала в момент времени  $t_1$  с учетом начальных условий.

Разряд конденсатора будет происходить до момента времени  $t_2$ , когда напряжение входного сигнала превысит напряжение на конденсаторе, вследствие чего диод откроется и опять начнется заряд конденсатора.

Таким образом, часть каждого положительного полупериода входного сигнала конденсатор заряжается, а остальную часть периода — разряжается. Если постоянная времени заряда конденсатора  $\tau_{зар}$  весьма мала по сравнению с  $\tau_{разр}$ , то конденсатор уже за несколько первых положительных полупериодов зарядится до напряжения, близкого к амплитудному значению входного сигнала. Поэтому угол отсечки тока диода сильно уменьшается и в схеме рис. 4.6, в устанавливается такое состояние, когда среднее напряжение на конденсаторе немного меньше амплитуды входного сигнала. Диод почти все время закрыт, открываясь лишь на короткое время, необходимое для пополнения заряда, отданного конденсатором в периоды его разряда. Выходное напряжение этой схемы в режиме динамического равновесия представляет собой сумму синусоидального напряжения входного сигнала, прошедшего через  $RC$ -цепь типа рис. 2.1, а и постоянного напряжения на конденсаторе  $U_{вых0}$  (см. рис. 4.8). Чем больше разница между постоянными времени заряда и разряда конденсатора, тем меньше угол отсечки тока диода и фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями. Аналогично можно провести расчет этой цепи с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала.

В схеме рис. 4.6, г конденсатор также заряжается в течение части каждого положительного полупериода, а остальную часть периода разряжается. Так как постоянная времени заряда конденсатора принципиально меньше постоянной времени разряда, то на конденсаторе уже через несколько периодов после включения схемы устанавливается некоторое пульсирующее напряжение. Так как при этом угол отсечки тока диода уменьшается, то среднее напряжение на конденсаторе приближается к амплитудному значению напряжения входного сигнала.

Несмотря на свою простоту, схема рис. 4.6, г, так же как и схема рис. 4.6, в, строгому аналитическому расчету не поддается. Приближенные расчеты подобных схем обычно используют допущения, что характеристика диода идеальна (т. е. обладает нулевым сопротивлением в прямом направлении, бесконечно большим — в обратном) или что напряжение на конденсаторе в среднем мало меняется за период входного сигнала. Такой расчет приведен в § 5.3.

Следует заметить, что в цепях рис. 4.6, в, г обратное напряжение на диоде может достигать величины двойного амплитудного напря-



жения входного сигнала. Это обстоятельство необходимо учитывать при расчете таких цепей.

Цепи рис. 4.6, в, г применяются в качестве выпрямляющих и детектирующих устройств, а цепь рис. 4.6, в — еще и для фиксации потенциального уровня.

#### § 4.4. ПРОХОЖДЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Прохождение импульсных сигналов прямоугольной формы через цепи, изображенные на рис. 4.6, удобно рассматривать исходя из физических соображений.

Для цепей рис. 4.6, а, б форму кривой выходного напряжения можно построить графически. При этом форма кривой входного сигнала сохраняется, однако связь между амплитудами входного и выходного напряжений получается нелинейной.

Физическая картина прохождения импульсов прямоугольной формы через нелинейную цепь рис. 4.6, в качественно подобна изложенной в § 2.1 для цепи рис. 2.1, а, если считать, что величина резистора  $R$  в этой цепи изменяется с изменением полярности выходного напряжения. При этом изменяются лишь количественные соотношения, определяющие форму кривой выходного напряжения.

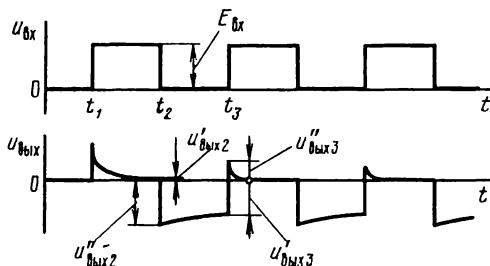


Рис. 4.9. Прохождение прямоугольных импульсов через цепь рис. 4.6, в

го сигнала  $R_{вн}$ , то при рассмотрении процессов в схемах рис. 4.6, в, г последним пренебрегать нельзя.

Пусть до подачи первого импульса на вход цепи рис. 4.6, в (при  $t < t_1$ ) конденсатор не заряжен и напряжение на выходе цепи  $u_{вых}(t_1)$  равно нулю (рис. 4.9). В момент времени  $t_1$  появления входного импульса с амплитудой  $E_{вх}$  напряжение распределяется между внутренним сопротивлением источника сигнала и параллельным соединением  $R_i$  и  $R$ . Поэтому в момент времени  $t = t_1$  выходное напряжение равно

$$u''_{вых}(t_1) = E_{вх} \frac{\frac{R_i R}{R_i + R}}{\frac{R_i R}{R_i + R} + R_{вн}}.$$

Если принять, что

$$R \gg R_i \text{ и } R_{вн} \gg R_i, \quad (4.15)$$

то выражение для  $u''_{\text{вых}}(t_1)$  можно приближенно записать в следующем виде:

$$u''_{\text{вых}}(t_1) \approx E_{\text{вх}} \frac{R_i}{R_{\text{вн}}}.$$

По мере заряда конденсатора напряжение на выходе схемы уменьшается. Если считать, что сопротивление проводящего диода  $R_i = \text{const}$ , то

$$u_{\text{вых}}(t_2 - t_1) = E_{\text{вх}} \frac{\frac{R_i R}{R_i + R}}{\frac{R_i R}{R_i + R} + R_{\text{вн}}} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_{\text{зар}}}} \approx E_{\text{вх}} \frac{R_i}{R_{\text{вн}}} e^{-\frac{t-t_1}{\tau_{\text{зар}}}},$$

где

$$\tau_{\text{зар}} = C \left( \frac{R_i R}{R_i + R} + R_{\text{вн}} \right) \approx C R_{\text{вн}}.$$

К моменту окончания импульса  $t_2$  конденсатор успевает зарядиться до напряжения

$$u'_C(t_2) = E_{\text{вх}} \left( 1 - e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau_{\text{зар}}}} \right).$$

Это напряжение сразу после окончания действия входного импульса оказывается приложенным к выходным зажимам, но с обратным знаком:

$$u''_{\text{вых}2}(t_2) = -u'_C(t_2).$$

Так как диод при подаче напряжения обратной полярности закрывается, то конденсатор разряжается через сопротивления  $R$  и  $R_{\text{вн}}$ :

$$u_{\text{вых}}(t_3 - t_2) = -u'_C e^{-\frac{t-t_2}{\tau_{\text{разр}}}},$$

где  $\tau_{\text{разр}} = C(R + R_{\text{вн}})$ .

Если в момент времени  $t = t_3$  будет подан второй импульс, то этот процесс повторится с той лишь разницей, что напряжение на

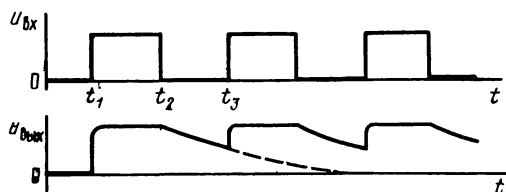


Рис. 4.10. Прохождение прямоугольных импульсов через цепь рис. 4.6, г

конденсаторе к моменту  $t_3$  будет

$$u'_C(t_3) = u'_{\text{вых3}}(t_3) = u'_{\text{се}} - \frac{t_3 - t_2}{\tau_{\text{разр}}}.$$

Поэтому амплитуда следующего импульса тока через диод будет меньше, так как напряжение на диоде сразу после начала второго импульса равно

$$u''_{\text{вых3}}(t_3) = (E_{\text{вх}} - u'_{\text{вых3}}) \frac{\frac{R_i R}{R_i + R}}{\frac{R_i R}{R_i + R} + R_{\text{вн}}}.$$

Если  $\tau_{\text{зар}} \ll \tau_{\text{разр}}$ , то процесс установления динамического равновесия для цепи рис. 4.6, в практически можно считать окончательным за первый период входного сигнала.

Ординаты кривой выходного напряжения для рис. 4.9 можно найти способом, описанным в § 2.2.

Процесс установления выходного напряжения цепи рис. 4.6, з при подаче на ее вход серии импульсов прямоугольной формы показан на рис. 4.10.

## ГЛАВА ПЯТАЯ

### ДИОД В ЭЛЕКТРОННОЙ СХЕМЕ

---

#### § 5.1. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ДИОДОВ

Схемы с диодами делятся на следующие основные классы.

*Ограничители амплитуды*, сигнал на выходе которых воспроизводит все изменения напряжения входного сигнала до тех пор, пока последний не выйдет за пределы определенного уровня потенциала, называемого уровнем ограничения, и равен постоянной величине за пределами уровня ограничения.

*Детекторы*, выходное напряжение которых пропорционально изменениям амплитуды или частоты входного сигнала. В первом случае детектор называется амплитудным, во втором — частотным.

*Выпрямители* — каскады, служащие для получения постоянного напряжения путем преобразования переменного входного напряжения в постоянное выходное.

*Амплитудные модуляторы*. Их выходной сигнал представляет собой переменное напряжение с частотой, равной частоте одного из входных сигналов, и амплитудой, изменяющейся пропорционально изменениям второго входного сигнала.

*Фиксаторы уровня*, стабилизирующие (фиксирующие) один из крайних потенциальных уровней входного сигнала (верхний или нижний). При этом форма кривой входного сигнала практически полностью сохраняется, однако один из граничных потенциальных уровней фиксируется.

*Преобразователи частоты* — каскады, частота выходного напряжения которых равна разности (сумме) частот двух входных сигналов.

*Функциональные преобразователи* — схемы, выходное напряжение которых связано со входным напряжением какой-либо нелинейной зависимостью, например параболической, логарифмической и т. д.

Кроме того, с помощью специальных диодов можно получить стабилизацию напряжения (полупроводниковые стабилитроны), генерацию и усиление сигналов (туннельные диоды) и т. д. Эти вопросы не будут рассмотрены в книге.

## § 5.2 ОГРАНИЧИТЕЛИ АМПЛИТУДЫ

Схема диодного ограничителя амплитуды представляет собой делитель напряжения, состоящий из линейного активного сопротивления и внутреннего сопротивления диода. Начальный режим диода в схеме ограничителя определяется величиной постоянного напряжения  $E_0$ .

Принцип действия такого ограничителя состоит в том, что при достижении входным сигналом определенного потенциального уровня изменяется коэффициент передачи этого делителя (например, от значения, близкого к нулю, почти до единицы).

Так, например, в схеме рис. 5.1, а, представляющей собой диодный ограничитель последовательного типа, при отсутствии входного сигнала или при  $u_{вх} < E_0$ , когда диод закрыт, напряжение на выходе равно  $E_0$ , а при  $u_{вх} > E_0$  (диод открыт)  $u_{вых} \approx u_{вх}$ . В схеме диодного ограничителя параллельного типа рис. 5.1, б напряжение на выходе  $u_{вых}$  равно входному  $u_{вх}$  до тех пор, пока  $u_{вх} < E_0$  (диод закрыт), и  $u_{вых} \approx E_0$  при  $u_{вх} > E_0$  (диод открыт).

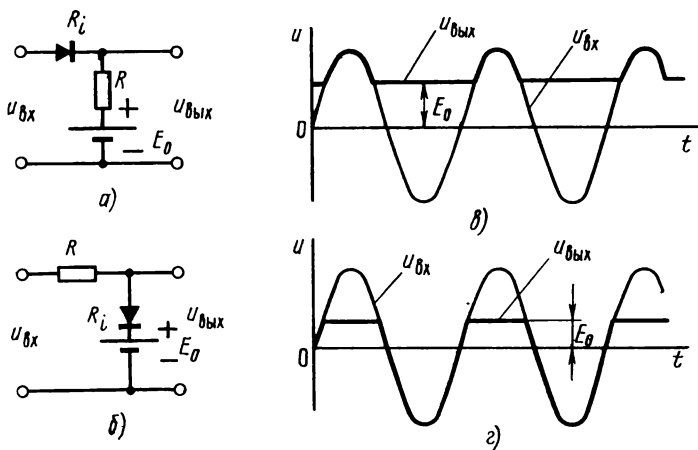


Рис. 5.1. Простейшие ограничители

Таким образом, в схемах рис. 5.1, а, б выходное напряжение повторяет все изменения входного, не переходя за некоторый потенциальный уровень  $E_0$  (сверху или снизу). Входные напряжения в примерах на рис. 5.1 синусоидальны, однако все рассуждения справедливы и для любого другого закона изменения  $u_{вх}$  (кроме случаев, когда в спектре  $u_{вх}$  содержатся составляющие таких частот, на которых начинает заметно сказываться паразитная емкость диода).

Форму кривой выходного напряжения диодного ограничителя для данной формы кривой входного напряжения проще всего получить графическим построением (рис. 5.1, в, г), имея его амплитуд-

ную характеристику, которую можно получить как графически, так и аналитически.

Графический расчет амплитудной характеристики ограничителя можно проводить по известным величинам  $E_0$ ,  $R$  и вольт-амперной характеристике диода.

Для построения характеристики схемы рис. 5.1, а через точку  $(E_0, 0)$  в координатах напряжение — ток проводят вольт-амперную характеристику сопротивления  $R$  (рис. 5.2, а). Далее, задаваясь рядом последовательных значений  $u_{вх}$  и откладывая их по оси абсцисс на рисунке, строят для каждого из них вольт-амперную характеристику диода (аналогично § 3.2) и по точкам 1, 2, 3 находят соответствующие им значения  $u_{вых}$ . Пары значений  $u_{вх}$  и  $u_{вых}$  откладывают на графике  $u_{вых} = f(u_{вх})$ , получая, таким образом, амплитудную характеристику ограничителя (рис. 5.2, б).

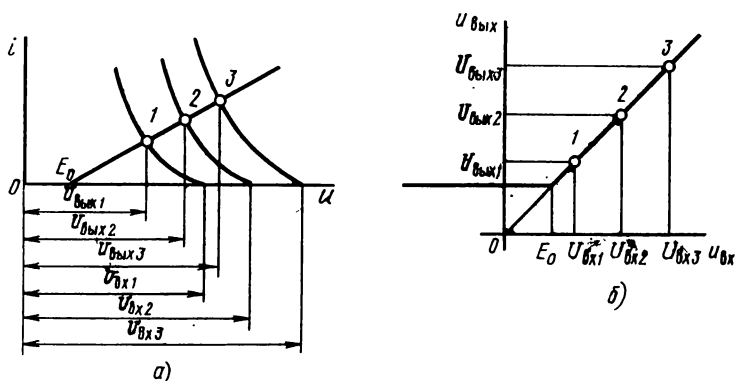


Рис. 5.2. Построение амплитудной характеристики ограничителя рис. 5.1, а

Для последовательного ограничителя характерно, что он пропускает сигнал без ограничения, когда диод находится в проводящем состоянии. Аналитически выходное напряжение последовательного ограничителя рис. 5.1, а можно найти, если представить диод в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 3.1, г, а схему ограничителя — эквивалентной схемой рис. 5.3, а:

$$\begin{aligned} u_{вых} &= (u_{вх} - E_{п} - E_0) \frac{R}{R_i + R} + E_0 = \\ &= (u_{вх} - E_{п}) \frac{R}{R_i + R} + E_0 \frac{R}{R_i + R}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

В этом выражении э. д. с.  $E_{п}$  имеет отрицательный знак, так как вольт-амперная характеристика диода имеет вид, подобный рис. 4.3, б.

В схеме рис. 5.1 диод проводит ток только при  $u_{вх} > E_0$ , а при  $u_{вх} < E_0$   $R_i \rightarrow \infty$ , поэтому для последовательных ограничителей

в состоянии передачи входного сигнала принципиально имеет место неравенство

$$\gamma_{\text{послед.п}} = \frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}} = \frac{R}{R_i + R} < 1, \quad (5.2)$$

где  $\gamma_{\text{послед.п}}$  — коэффициент передачи последовательного ограничителя в состоянии передачи входного сигнала.

В состоянии ограничения (диод закрыт) коэффициент передачи  $\gamma_{\text{послед.п}} \rightarrow 0$  и выходное напряжение равно  $E_0$ .

Для параллельной схемы ограничения (см. рис. 5.1, б) в состоянии передачи входного сигнала диод закрыт и поэтому коэффициент передачи равен единице ( $\gamma_{\text{пар.п}} = 1$ ), а при ограничении, как видно из эквивалентной схемы рис. 5.3, б, образуется делитель напряжения с коэффициентом передачи

$$\gamma_{\text{пар.о}} = \frac{R_i}{R_i + R}. \quad (5.3)$$

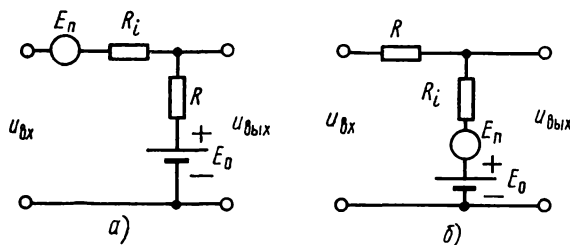


Рис. 5.3. Эквивалентные схемы ограничителей для рисунков:

а — 5.1, а; б — 5.1, б

Так как при ограничении необходимо иметь  $\gamma_{\text{пар.о}} \rightarrow 0$ , то нужно стремиться выдержать неравенство  $R_i \ll R$ .

Во многих случаях применения схем ограничителей желательно иметь возможно более резкий излом их амплитудной характеристики, что достигается применением диода, обладающего более резким изломом его вольт-амперной характеристики при малых напряжениях.

Иногда применяются схемы двусторонних ограничителей, представляющие собой комбинацию двух односторонних ограничителей.

Входное сопротивление как последовательных, так и параллельных схем ограничителей (при разомкнутых выходных зажимах) при их работе меняется от бесконечно большой величины\* (диод закрыт) до  $R_i + R$  (диод открыт).

\* Если же внутреннее сопротивление закрытого диода  $R_{\text{диод}}$  не бесконечно велико, то от  $R_{\text{диод}} + R$ .

Выходное сопротивление всех схем ограничителей (если пренебрегать внутренними сопротивлениями  $R_{вн}$  источников сигнала и  $R_{вн\ E}$  опорного напряжения) также изменяется от величины  $R$  (диод закрыт) до  $\frac{R_i R}{R_i + R}$  (диод открыт).

Сопротивление  $R_{вн}$  влияет на работу ограничителей, уменьшая коэффициент передачи  $\gamma$  в схеме последовательного ограничителя:

$$\gamma_{\text{посл. п}} = \frac{R}{R_{вн} + R_i + R} \quad (5.4)$$

и улучшая характеристику ограничения для параллельного ограничителя:

$$\gamma_{\text{пар 0}} = \frac{R_i}{R_{вн} + R_i + R}. \quad (5.5)$$

Внутреннее сопротивление  $R_{вн\ E}$  источника опорного напряжения  $E_0$  в последовательном ограничителе несколько увеличивает коэффициент передачи:

$$\gamma_{\text{посл. п}} = \frac{R + R_{вн\ E}}{R_i + R + R_{вн\ E}} \quad (5.6)$$

и существенно ухудшает работу параллельного ограничителя, увеличивая коэффициент передачи в состоянии ограничения:

$$\gamma_{\text{пар 0}} = \frac{R_i + R_{вн\ E}}{R_i + R + R_{вн\ E}}. \quad (5.7)$$

Внешняя активная нагрузка, подсоединенная к выходным зажимам последовательного ограничителя, меняет наклон амплитудной характеристики и смещает уровень ограничения, поэтому для сохранения его прежнего уровня необходимо увеличить  $E_0$ . Подсоединение внешней активной нагрузки на выходе параллельной схемы ограничения ведет лишь к изменению наклона амплитудной характеристики.

Емкостная нагрузка на выходных зажимах ограничителя приводит при положительном импульсе входного сигнала в схеме последовательного ограничителя к увеличению времени нарастания фронта и особенно спада выходного напряжения, а в схеме параллельного ограничения — к затягиванию как фронта, так и спада выходного напряжения больше, чем в схеме последовательного ограничителя, так как при их формировании выходное сопротивление параллельного ограничителя максимально.

Наличие конденсатора, включенного последовательно во входной цепи или в цепи источника э. д. с.  $E_0$  односторонних ограничителей всех типов, приводит к нестабильности уровня ограничения, величина которого становится зависимой от амплитуды и формы кривой входного напряжения. Это объясняется появлением постоянной составляющей напряжения на этом конденсаторе за счет односторонней проводимости диода.

Свойства различных ограничителей приведены в табл. 5.1.



Таблица 5.1

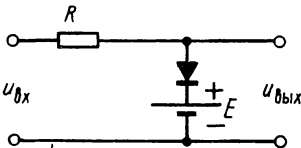
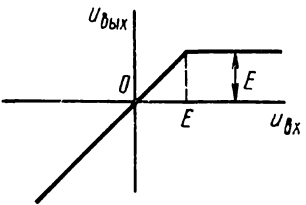
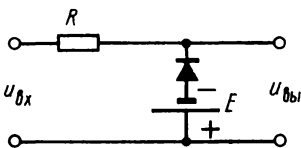
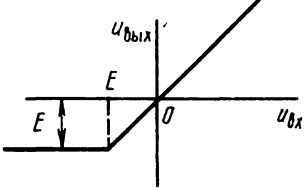
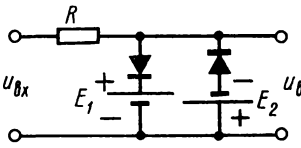
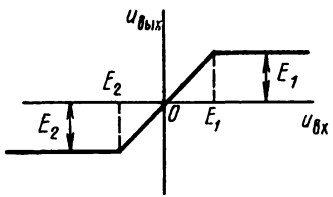
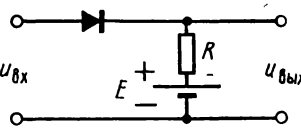
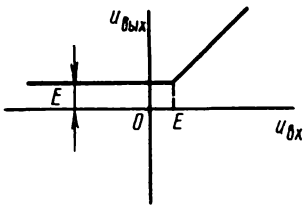
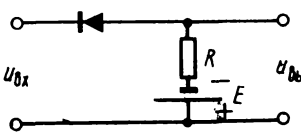
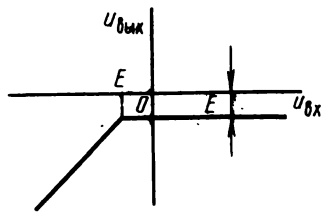
Схема	Амплитудная характеристика
	
	
	
	
	

Схема выпрямителя состоит из выпрямительного каскада и фильтра (рис. 5.4, а).

Выпрямительный каскад осуществляет нелинейное преобразование переменного напряжения без постоянной составляющей (чаще всего синусоидального) в напряжение, представляющее собой сумму постоянной и переменной составляющих.

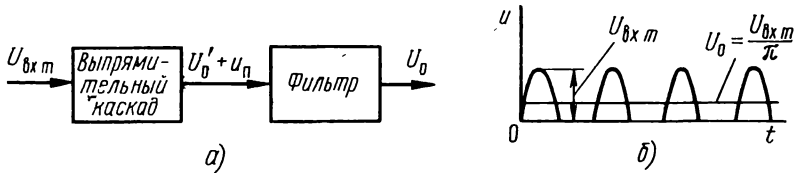


Рис. 5.4. Структурная схема выпрямителя

Фильтр, представляющий собой линейный пассивный четырехполюсник, пропускает на выход только постоянную составляющую, подавляя все переменные составляющие напряжения, подаваемого с выхода выпрямительного каскада.

Выпрямительный каскад должен иметь:

максимальный коэффициент преобразования переменного напряжения в постоянное (см. рис. 5.4, а):

$$\gamma_{\text{пр}} = \frac{U'_0}{U_{\text{вхт}}}, \quad (5.8)$$

где  $U_{\text{вхт}}$  — амплитуда переменного напряжения;  $U'_0$  — постоянная составляющая выпрямленного напряжения до фильтра;

переменные составляющие на выходе (пульсации) с возможно меньшей амплитудой. Частоту первой гармоники пульсаций желательно иметь возможно выше относительно основной частоты входного напряжения выпрямителя, что упрощает дальнейшую фильтрацию;

возможно меньшее выходное сопротивление, чтобы получить более ровную нагрузочную характеристику\*.

В качестве выпрямительных каскадов можно использовать, например, цепи рис. 4.6, а, б, а также нелинейные узлы четырехполюсника, специально спроектированные для работы в схемах выпрямителей и обладающие лучшими характеристиками с точки зрения перечисленных ранее требований.

На выходе выпрямительных каскадов (см. рис. 4.6, а, б) воспроизводится только половина периода входного напряжения или даже часть его (см. рис. 4.7, б, в). Такие выпрямительные каскады и соответственно построенные на них выпрямители называются однополупериодными. Напряжение на нагрузке однополупериодного выпрямительного каскада показано на рис. 5.4, б.

\* Под нагрузочной характеристикой понимается зависимость выходного напряжения схемы от тока в нагрузке.

В двухполупериодных выпрямительных каскадах используются оба полупериода входного напряжения. Одна из таких схем (рис. 5.5, а) состоит из двух однополупериодных выпрямительных каскадов, работающих на общую нагрузку. Эта схема требует подачи двух равных по амплитуде входных сигналов  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ , включенных так, что в один полупериод входного сигнала ток течет через диод  $D_1$  и нагрузку, а во второй — через диод  $D_2$  и нагрузку. Таким образом, напряжение на нагрузке без учета фильтра имеет вид, показанный на графике рис. 5.5, в. Напряжения  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$  можно получить, например, с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого имеет отвод от средней точки с общим напряжением  $2 u_{вх}$ .

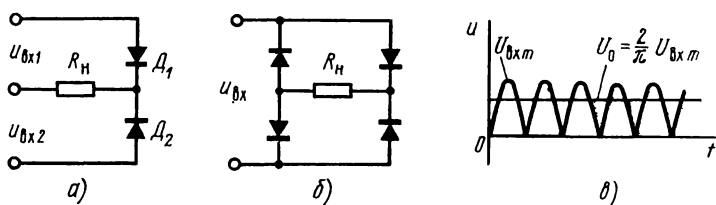


Рис. 5.5. Двухполупериодные выпрямительные каскады и кривые их выходного напряжения

Меньшего напряжения на входе требует мостовая схема двухполупериодного выпрямителя (рис. 5.5, б), в которой ток через нагрузку протекает в каждый полупериод в одном направлении через разные пары диодов. Частота первой гармоники пульсаций в двухполупериодных выпрямителях в два раза выше частоты входного напряжения.

По аналогии со схемой рис. 5.5, а можно построить трехфазный, шестифазный и т. д. выпрямительные каскады, состоящие из соответствующего количества диодов, через которые от отдельных обмоток многофазного трансформатора питается общая нагрузка. Схема трехфазного выпрямительного каскада на основе схемы рис. 5.5, а и кривая выходного напряжения показаны на рис. 5.6, а, б.

Основные требования к фильтрам выпрямителей:

1. Величина коэффициента передачи фильтра для постоянной составляющей напряжения  $\gamma_{ф0}$  должна быть ближе к единице.

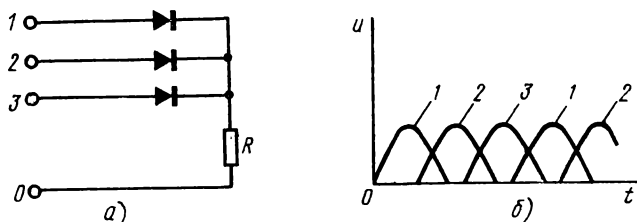


Рис. 5.6. Схема и график выходного напряжения трехфазного выпрямителя

2. Величина коэффициента передачи на частоте первой гармоники пульсации  $\gamma_f$  должна быть возможно меньшей.

Характеристики наиболее распространенных фильтров приведены в табл. 5.2.

Пользуясь приведенными в этой таблице уравнениями, можно для выбранного выпрямительного каскада по заданному коэффициенту пульсаций подобрать схему фильтра и рассчитать ее параметры.

Рассмотрим работу однополупериодного выпрямителя с простейшим фильтром в виде конденсатора, включенного параллельно нагрузке (см. рис. 4.6, *з*). Допустим, что емкость конденсатора в этой схеме настолько велика, что напряжение  $U_c$  на нем практически не успевает заметно измениться за период входного сигнала в режиме динамического равновесия. Тогда, приняв вольт-амперную характеристику диода линейной и выходящей из начала координат, для синусоидального входного сигнала  $u_{вх} = U_{вхm} \sin \omega t$  можно построить временную зависимость напряжения на диоде и его тока  $i$  (рис. 5.7, *а*).

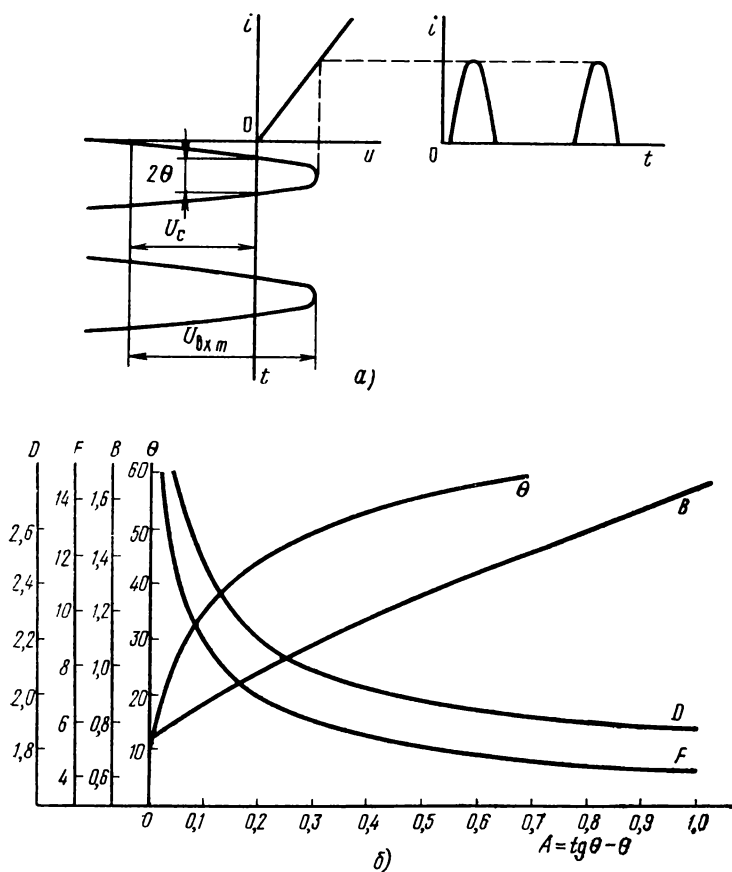
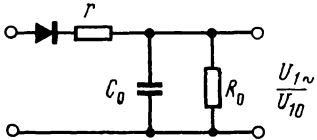
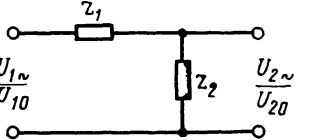
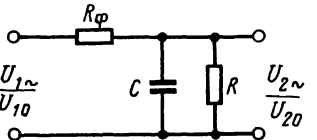
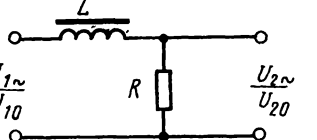
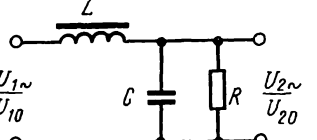


Рис. 5.7. К расчету выпрямителя

Таблица 5.2

Схема	Коэффициент пульсаций $\delta$ или коэффициент сглаживания $q$
	$\delta = \frac{U_{1\sim}}{U_{10}} = \frac{H}{rC_0} ; H = f\left(\frac{r}{R_0}, m\right)$ <p><math>m</math> - число фаз</p>
	$q = \frac{U_{1\sim}}{U_{2\sim}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}$
	$q = \sqrt{(\pi\omega R_\phi C)^2 + 1} \approx \pi\omega R_\phi C$ <p>при <math>R \gg \frac{1}{\pi\omega C}</math></p>
	$q = \frac{\sqrt{(\pi\omega L)^2 + R^2}}{R}$
	$q = (\pi\omega)^2 LC - 1$ <p>при <math>R \gg \frac{1}{\pi\omega C}</math></p>

Из этого рисунка видно, что

$$U_C = U_{\text{вх}m} \cos \theta. \quad (5.9)$$

В этом случае через диод протекает пульсирующий ток

$$i = i_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}m} \sin \omega t - U_C}{R_{\text{вн}} + R_i}, \quad (5.10)$$

который распределяется по двум ветвям: через резистор  $R$  и конденсатор  $C$ .

Через резистор  $R$  выпрямителя протекает ток  $I_{R0} = \frac{U_C}{R}$ , который равен постоянной составляющей тока диода. Поэтому

$$\begin{aligned} I_{R0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \theta}^{\frac{\pi}{2} + \theta} \frac{U_{\text{вх}m} \sin \omega t - U_C}{R_{\text{вн}} + R_i} d\omega t = \\ &= \frac{U_{\text{вх}m}}{\pi(R_{\text{вн}} + R_i)} (\sin \theta - \theta \cos \theta), \end{aligned} \quad (5.11)$$

или с учетом (5.9)

$$I_{R0} = \frac{U_C}{\pi(R_{\text{вн}} + R_i)} (\text{tg } \theta - \theta). \quad (5.12)$$

Для многофазного выпрямителя с числом фаз  $m$  постоянная составляющая тока будет в  $m$  раз больше:

$$I_{R0} = \frac{m U_C}{\pi(R_{\text{вн}} + R_i)} (\text{tg } \theta - \theta). \quad (5.13)$$

Для двухполупериодного выпрямителя  $m=2$ .

При расчете выпрямителя обычно бывают известны  $I_{R0}$  и  $U_C$ . Поэтому (5.13) удобнее представить в виде

$$\frac{I_{R0}}{U_C} \cdot \frac{R_{\text{вн}} + R_i}{m} \pi = \text{tg } \theta - \theta = A. \quad (5.13a)$$

Зная величину  $\theta$ , определим требуемую амплитуду входного напряжения:

$$U_{\text{вх}m} = \frac{U_C}{\cos \theta} \quad (5.14)$$

и его эффективное значение:

$$U_{\text{вх.эфф}} = \frac{U_C}{\sqrt{2} \cos \theta}. \quad (5.15)$$

Обозначим

$$\frac{1}{\sqrt{2} \cos \theta} = B. \quad (5.16)$$

Тогда

$$U_{\text{вх.эфф}} = U_C B. \quad (5.17)$$

Максимальное значение тока через диод найдем из (5.10):

$$I_{\text{вх}m} = \frac{U_{\text{вх}m} - U_C}{R_{\text{вн}} + R_i} = \frac{U_{\text{вх}m} (1 - \cos \theta)}{R_{\text{вн}} + R_i}; \quad (5.18)$$

$$\omega t = \frac{\pi}{2}.$$

Если подставить в это выражение  $U_{\text{вх}m}$  из (5.11), то получим

$$I_{\text{вх}m} = \frac{I_{R_0}}{m} \cdot \frac{\pi (1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta}. \quad (5.19)$$

Обозначив

$$\frac{\pi (1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} = F, \quad (5.20)$$

запишем

$$I_{\text{вх}m} = \frac{I_{R_0}}{m} F. \quad (5.21)$$

Эффективное значение тока в цепи диода определяется с учетом (5.11):

$$\begin{aligned} I_{\text{вх.эфф}} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \frac{U_{\text{вх}m} \sin \omega t - U_C}{R_{\text{вн}} + R_i} \right)^2 d\omega t} = \\ &= \frac{I_{R_0}}{m} \frac{\sqrt{\pi [\theta (1 - 0.5 \cos 2\theta) - 0.75 \sin 2\theta]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} = \frac{I_{R_0}}{m} D \dots \end{aligned} \quad (5.22)$$

Таким образом, величины  $U_{\text{вх.эфф}}$ ,  $I_{\text{вх}m}$  и  $I_{\text{вх.эфф}}$  рассчитываются по известным  $U_C$  и  $I_{R_0}$  с помощью коэффициентов  $B$ ,  $F$  и  $D$ , являющихся функциями угла отсечки  $\theta$ .

Так как величина  $\theta$  связана уравнением (5.13а) с величиной  $A$ , которая легко определяется по исходным данным, то эти коэффициенты могут быть рассчитаны в общем виде для различных значений  $A$  и построены на графике рис. 5.7, б.

По величине  $I_{\text{вх.эфф}}$  вычисляется мощность, выделяемая в вентиле:

$$P = I_{\text{вх}}^2 R_i. \quad (5.23)$$

Тип диода для схемы выпрямителя выбирается по требуемому постоянному току  $I_{R_0}$  через нагрузку (для многофазных выпрямителей  $I_{R_0}/m$ ), максимальному значению тока диода  $I_{\text{вх}m}$  и допустимому обратному напряжению  $U_{\text{обр}}$ .

В выпрямителях с напряжением от единиц до нескольких сотен вольт целесообразнее использовать полупроводниковые диоды,

отличающиеся более высоким по сравнению с ламповыми диодами к. п. д., малыми габаритами, практически неограниченным сроком службы.

Для высоковольтных выпрямителей применяют в основном ламповые диоды, имеющие большее допустимое обратное напряжение.

Диоды для увеличения допустимого обратного напряжения соединяют последовательно, а для увеличения прямого тока — параллельно. При этом необходимо обеспечить равномерность распределения напряжения на диодах или тока через них включением уравнительных резисторов (рис. 5.8). Для получения необходимой величины входного напряжения выпрямителя обычно применяют трансформатор.

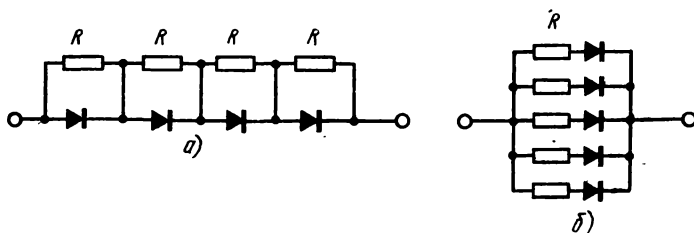


Рис. 5.8. Последовательное и параллельное соединение диодов:  
 $a - R = (0,1 \div 0,2) R_i \text{ обр}; \quad б - R = (0,1 \div 0,5) R_i$

Кроме рассмотренных схем существуют также выпрямители с умножением амплитуды выпрямленного напряжения. Работа таких выпрямителей рассмотрена в § 5.4.

В заключение надо заметить, что однополупериодный выпрямитель представляет собой для источника входного сигнала несимметричную нагрузку.

При питании такого выпрямителя через трансформатор могут возникать нелинейные искажения из-за неравномерного подмагничивания сердечника трансформатора, что приводит к снижению общего к. п. д.

Если источник входного напряжения подсоединен к выпрямителю через конденсатор  $C_1$  (рис. 5.9, а), то он за счет несимметричной

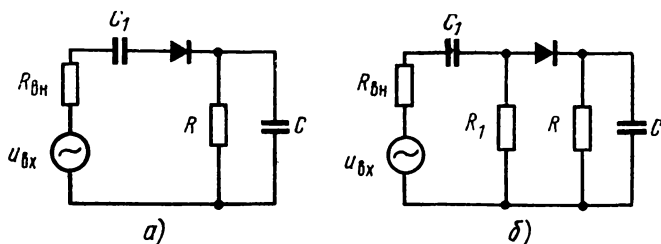


Рис. 5.9. Влияние последовательного конденсатора в цепи источника сигнала



нагрузки заряжается до амплитудного значения  $U_{вхт}$ , угол отсечки тока диода уменьшается до нуля и ток в цепи прекращается. Поэтому в таких случаях необходимо предусмотреть цепь разряда конденсатора (рис. 5.9, б).

В такой схеме выпрямителя постоянная составляющая напряжения образуется на конденсаторах  $C$  (полезное выходное напряжение) и  $C_1$  (потеря амплитуды). Соотношение напряжений на конденсаторах  $C_1$  и  $C$  обратно пропорционально их емкостям и приблизительно прямо пропорционально постоянным времени разряда.

#### § 5.4. ДЕТЕКТОР СИГНАЛОВ, МОДУЛИРОВАННЫХ ПО АМПЛИТУДЕ; ФИКСАТОР УРОВНЯ

Диодный детектор сигнала, модулированного по амплитуде, представляет собой маломощный выпрямитель, фильтр которого пропускает только диапазон частот модулирующего напряжения. Поэтому при построении диодных детекторов можно использовать рассмотренные в § 5.3 выпрямительные схемы.

Рассмотрим работу последовательного диодного детектора, построенного по схеме рис. 4.6, з, при подаче на его вход синусоидального модулированного по амплитуде сигнала (рис. 5.10, а):

$$u_{вх} = U_{несм} (1 + k \sin \Omega t) \sin \omega t, \quad (5.24)$$

где  $U_{несм}$  — амплитуда немодулированного колебания несущей частоты;  $k = \frac{U_{модт}}{U_{несм}}$  — глубина модуляции, равная отношению амплитуд напряжений модулирующей и несущей частот;  $\Omega$  — угловая частота модулирующего напряжения;  $\omega$  — угловая несущая частота.

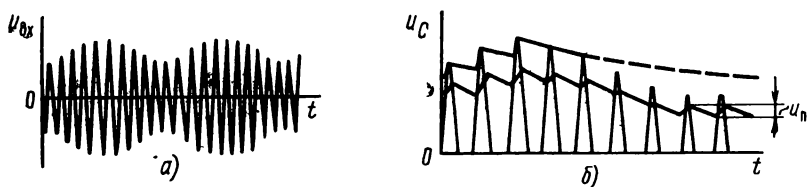


Рис. 5.10. Входное (а) и выходное (б) напряжения детектора амплитудно-модулированных колебаний

При отсутствии конденсатора  $C$  напряжение на резисторе  $R$  в этой схеме имеет вид полуволн синусоиды с изменяющейся амплитудой, а диод работает с углом отсечки  $\theta = \frac{\pi}{2}$  (рис. 5.10, б — тонкие линии). Если конденсатор имеет бесконечно большую емкость, то напряжение на выходе такого детектора, как и на выходе выпрямителя в аналогичном случае, неизменно. Для промежуточных значе-

ний емкостей конденсатора  $C$  напряжение на нем, т. е. на выходе детектора, будет мало меняться за период несущей частоты и заметно меняться за период модулирующего напряжения. Чем меньше емкость конденсатора, тем больше на выходе детектора амплитуды напряжений модулирующей и несущей частот.

Постоянная времени заряда  $\tau_{зар} \approx CR_i$  конденсатора в схеме рис. 4.6,  $\tau_{зар}$  значительно меньше, чем разряда  $\tau_{разр} \approx CR$  (так как в схеме детектора обычно  $R \gg R_i$ ). Это означает, что напряжение на конденсаторе может расти быстро, а спадать медленно. Однако спад напряжения не должен происходить со скоростью, меньшей, чем наибольшая скорость спада модулирующего напряжения. В противном случае напряжение на выходе детектора при разряде конденсатора будет изменяться так, как показано на рис. 5.10, б пунктиром. На части периода напряжение  $u_{вых}$  перестанет повторять форму кривой модулирующего напряжения.

Для модулирующего напряжения синусоидальной формы  $u_{мод} = U_{модm} \sin \Omega t$  скорость его изменения во времени равна

$$\frac{du_{мод}}{dt} = \Omega U_{модm} \cos \Omega t. \quad (5.25)$$

Эта скорость максимальна при  $t=0, T_{мод}/2$ . При этом  $\frac{du_{мод}}{dt} = \pm \Omega_{модm}$ . Напряжение  $u_C$  на конденсаторе в течение времени, когда диод закрыт, спадает по закону  $u_C = U_{нач} e^{-\frac{t}{\tau_{разр}}}$  со скоростью

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{U_{нач}}{\tau_{разр}} e^{-\frac{t}{\tau_{разр}}}, \quad (5.26)$$

которая при малых значениях  $t$  приблизительно равна

$$\frac{du_C}{dt} \approx \frac{U_{нач}}{\tau_{разр}}, \quad (5.27)$$

где  $U_{нач}$  — напряжение на конденсаторе в начале разряда.

Чтобы скорость изменения напряжения на конденсаторе превосходила скорость изменения модулирующего напряжения, должно выполняться неравенство

$$\frac{U_{нач}}{\tau_{разр}} \geq \Omega U_{модm}. \quad (5.28)$$

Если скорости изменения напряжений  $u_C$  и  $u_{мод}$  отнести к одинаковым амплитудам, т. е. положив  $U_{нач} = U_{модm}$ , получим

$$\tau_{разр} \leq \frac{1}{\Omega} = \frac{T_{мод}}{2\pi}. \quad (5.29)$$

Однако, с другой стороны, напряжение на выходе детектора практически не должно меняться за период несущей частоты, т. е. необходимо выполнение условия

$$\tau_{разр} \gg \frac{1}{\omega}. \quad (5.29a)$$

Сопоставляя (5.29) и (5.29а), получим оптимальное соотношение

$$\tau_{\text{разр}} = \frac{1}{\Omega}. \quad (5.30)$$

Отсюда, задавая величину резистора  $R$ , можно определить емкость конденсатора:

$$C = \frac{\tau_{\text{разр}}}{R}. \quad (5.31)$$

Резистор  $R$  должен быть достаточно большим, так как большим величинам сопротивления  $R$  при данной  $\tau_{\text{разр}}$  соответствуют меньшие  $C$ . Это выгодно конструктивно и экономически.

Величина  $R$  определяет выходное сопротивление детектора и поэтому должна выбираться с учетом нагружающего влияния последующих каскадов. Чаще всего сигнал с выхода детектора подается на вход усилительного каскада и тогда  $R$  выбирают, учитывая необходимость обеспечения соответствующего режима электронного прибора в этом каскаде.

Применение простейшего фильтра в виде конденсатора, включенного параллельно нагрузке детектора, во многих случаях позволяет получить достаточно малую амплитуду пульсаций напряжения несущей частоты на выходе  $u_{\text{п}}$ . Однако эти схемы не всегда удобны, так как требуют подачи входного напряжения через трансформатор или конденсатор, а в мостовой схеме нет общей точки у входного и выходного напряжений, поэтому в ряде случаев их применение затруднено.

Усложнение фильтра хотя и позволяет сделать пульсации напряжения несущей частоты сколь угодно малыми, все же ухудшает частотную характеристику детектора по модулирующему напряжению. Поэтому усложнение целесообразно лишь для узкого диапазона частот модуляции.

Широко применяется также детектор, называемый параллельным, построенный по схеме рис. 4.6, в. Постоянная времени разряда конденсатора в таком детекторе  $\tau_{\text{разр}}$ , как и в схеме рис. 4.6, г, выбирается такой, чтобы напряжение на конденсаторе успевало изменяться со скоростью изменения модулирующего напряжения, поэтому при расчете параллельного детектора также можно пользоваться соотношением (5.31).

Выходное напряжение параллельного детектора при выполнении (5.31) показано на рис. 5.11, а. Оно представляет собой сумму переменного напряжения несущей частоты  $\omega$ , амплитуда которого модулирована напряжением частоты  $\Omega$ , и постоянной составляющей, величина которой все время приблизительно равна амплитуде напряжения несущей частоты и поэтому меняется с частотой модулирующего сигнала.

Для отделения низкочастотной постоянной составляющей, т. е. модулирующего сигнала на выходе параллельного детектора, необходим фильтр, например, в виде  $RC$ -цепи (см. рис. 2.1, б). Напряжение на выходе такого фильтра, играющего роль усредняющей

цепи, показано на рис. 5.11, б. Расчет фильтра производится по формулам § 2.1 по заданному ослаблению амплитуды пульсаций несущей частоты.

При необходимости на выходе параллельного детектора можно применить конденсатор для отделения постоянной составляющей  $U_0$ , имеющейся в напряжении рис. 5.11, б. Полная схема параллельного диодного детектора приведена на рис. 5.11, в.

Если в этой схеме резисторы  $R_\Phi$  и  $R$  заменить диодами  $D_1$  и  $D_2$  и ввести нагрузку  $R_H$ , то получится схема детектора с удвоением сигнала (рис. 5.11, г).

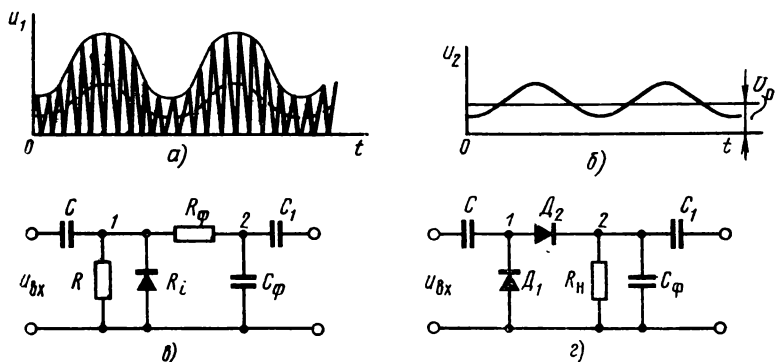


Рис. 5.11. Временные диаграммы параллельного детектора и варианты его схем

В этой схеме напряжение после параллельного детектора в точке 1 (см. рис. 5.11, г) подается на последовательный детектор, выделяющий его огибающую. Поэтому амплитуда переменного напряжения модулирующей частоты в точке 2 может достигать величины  $2 U_{\text{модт}}$  при большой разнице между  $\omega$  и  $\Omega$ .

Роль резистора  $R$  в цепи разряда конденсатора  $C$  (схема рис. 5.11, в) выполняет цепь диода  $D_2$  — сопротивление нагрузки  $R_H$ .

Схема рис. 5.11, г используется в качестве маломощного выпрямителя для получения удвоенной амплитуды выпрямленного напряжения без повышающего трансформатора. С помощью подобной схемы можно получать постоянное напряжение, приблизительно равное утроенному, учетверенному и т. д. значению амплитуды питающего напряжения. Так, на рис. 5.12, а, б для примера показаны схема выпрямителя с учетверением напряжения и временные диаграммы напряжений в различных точках этой схемы. В практических схемах выпрямителей с умножением амплитуды все конденсаторы должны иметь цепи для разряда через высокоомные сопротивления после выключения питания.

Цепь на рис. 4.6, в используется также для фиксации уровня потенциала\*. Действительно, если нижняя общая точка диода и со-

\* Иногда пользуются термином «привязка уровня потенциала».

противления в схеме рис. 4.6, в находится под потенциалом  $E_0$ , то выходной сигнал этой схемы по амплитуде равен входному и сохраняет его форму за период. Однако верхнее или нижнее предельное значение выходного сигнала (в зависимости от полярности включения диода) будет фиксированным на уровне  $E_0$  (рис. 5.13, а, б).

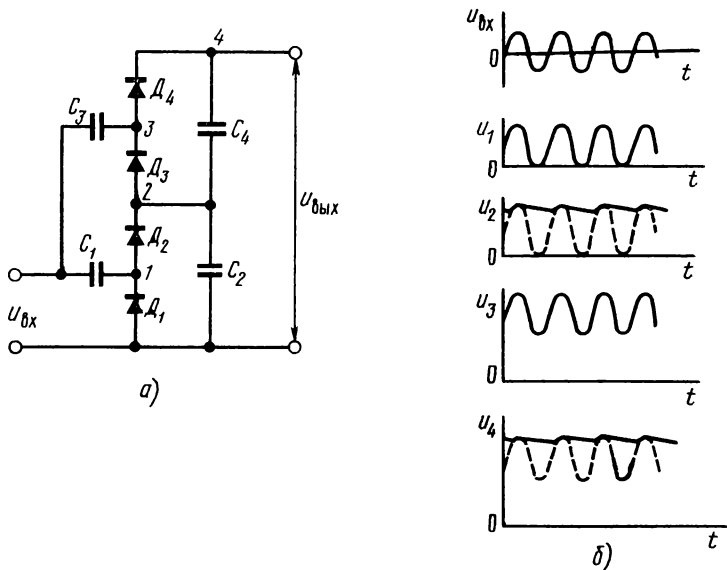


Рис. 5.12. Выпрямитель с умножением напряжения и графики изменения потенциалов в различных точках его схемы

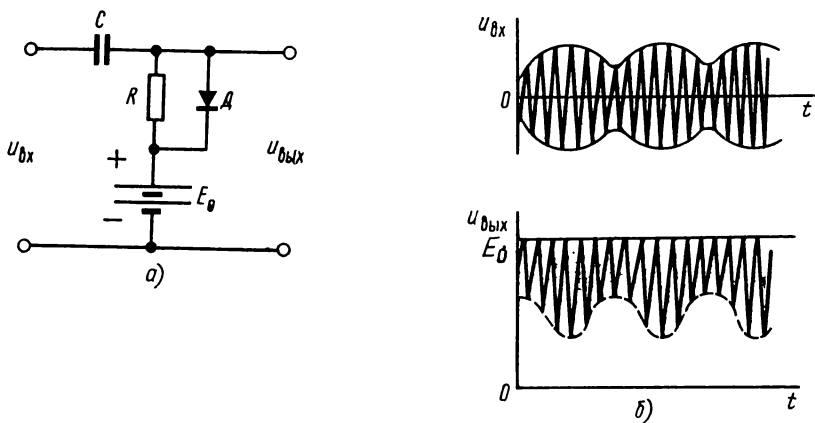


Рис. 5.13. Схема фиксации уровня потенциала и временные диаграммы входного и выходного напряжений

Схема фиксации уровня потенциала широко применяется в различных электронных схемах, в частности, для восстановления постоянной составляющей сигнала после его прохождения через конденсатор. Кроме того, схему умножения напряжения можно рассматривать как сочетание нескольких фиксаторов уровня (диоды  $D_1$  и  $D_3$  на рис. 5.12, а) и однополупериодных выпрямителей (диоды  $D_2$  и  $D_4$ ).

Постоянную времени фиксатора уровня  $\tau_{\text{разр}} = CR$  обычно выбирают достаточно большой по сравнению с периодом входного переменного напряжения, но с учетом того, что при запираании диода напряжение на конденсаторе (т. е. на резисторе  $R$ ) должно спадать при уменьшении амплитуды входного сигнала с требуемой скоростью.

## ГЛАВА ШЕСТАЯ

### ТРИОД В ЭЛЕКТРОННОЙ СХЕМЕ

#### § 6.1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛАМПОВОГО ТРИОДА И ТРАНЗИСТОРА

Область допустимых положений статической рабочей точки (СРТ) на семействах характеристик лампового или полупроводникового триода ограничена следующими предельными параметрами (рис. 6.1).

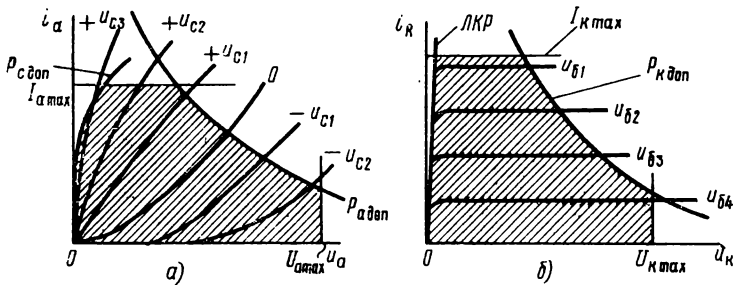


Рис. 6.1. Границы рабочих областей на семействах выходных характеристик электронных приборов

1. Допустимой средней мощностью, рассеиваемой сеткой лампы  $P_{с.доп}$ , линия которой ограничивает слева рабочую область триода (рис. 6.1, а).

У биполярного транзистора рабочая область слева ограничена линией критического режима (ЛКР на рис. 6.1, б).

2. Допустимой средней мощностью, рассеиваемой анодом лампы  $P_{а.доп}$  или коллектором транзистора  $P_{к.доп}$ .

3. Допустимым анодным током лампы  $I_{аmax}$  или коллектора транзистора  $I_{кmax}$ .

4. Максимальным напряжением на аноде лампы  $U_{amax}$  или коллекторе транзистора  $U_{кmax}$ .

В зависимости от режима работы катода электронной лампы различают два режима ее использования: *непрерывный* и *импульсный*.

При работе лампового триода в непрерывном режиме нельзя превышать допустимое значение тока катода, а также допустимые

мощности на аноде и сетке. Динамическая рабочая точка (ДРТ) в этом случае может в процессе изменения входного сигнала на какую-то часть периода выходить за пределы области, заштрихованной на рис. 6.1.

Для импульсного режима электронной лампы характерно использование импульсной эмиссии катода, которая в сотни раз превышает эмиссию, даваемую тем же катодом длительное время (в непрерывном режиме). При этом важно лишь не превышать допустимую для данного типа катода максимальную длительность импульса тока.

В импульсном режиме работы электронной лампы ее мгновенная (импульсная) мощность на аноде и сетке может значительно превышать допустимую при условии, что среднее ее значение на этих электродах находится в пределах нормы. Так, для сигнала на сетке в виде положительных прямоугольных импульсов со скважностью

$$k_{\text{скв}} = \frac{T}{t_{\text{и}}} \gg 1,$$

где  $T$  — период следования импульсов;  $t_{\text{и}}$  — длительность импульса, мгновенные допустимые мощности увеличиваются в  $k_{\text{скв}}$  раз:

$$P_{\text{а. доп. и}} = P_{\text{а. доп.}} k_{\text{скв}};$$

$$P_{\text{с. доп. и}} = P_{\text{с. доп.}} k_{\text{скв}}.$$

Для специальных импульсных ламп и транзисторов предельные параметры в импульсном режиме приводятся в паспортных данных. Для обычных приемно-усилительных ламп эти параметры устанавливаются по результатам импульсных испытаний в каждом конкретном случае.

При выборе положения СРТ внутри допустимой рабочей области на семействе характеристик электронного прибора руководствуются следующим:

1. Необходимо, чтобы при изменениях управляющего напряжения на сетке или базе рабочая точка оставалась в пределах линейной (или другой требуемой) зависимости между входным и выходным сигналами. Если входной сигнал изменяется только в одну сторону, то СРТ целесообразно сместить, что позволит увеличить амплитуду входного сигнала.

2. Требуемую амплитуду выходного напряжения, например усилительного каскада, можно получить при малой амплитуде тока и большом сопротивлении нагрузки либо, наоборот, большой амплитуде тока и малом сопротивлении. Экономически выгоднее первый вариант, однако меньшее сопротивление нагрузки, как будет показано далее, позволяет получить более равномерную частотную характеристику схемы.



В зависимости от положения СРТ на характеристиках можно выделить следующие типовые режимы (или классы) работы электронного прибора:

**Режим А** (точка 1 на рис. 6.2, а, б, в), когда СРТ находится в середине линейного участка кривой зависимости выходного тока от входного напряжения триода. Для транзистора — это зависимость  $i_k = f(u_{б.э})$ , снятая при  $u_{к.э} = \text{const}$ , где  $i_k$  — коллекторный ток транзистора;  $u_{б.э}$ ,  $u_{к.э}$  — соответственно напряжения база — эмиттер и коллектор — эмиттер, а для лампового триода — анодно-сеточная характеристика  $i_a = f(u_{с.к})$  при  $u_{а.к} = \text{const}$ . При этом выходной ток течет в течение всего периода изменения входного сигнала.

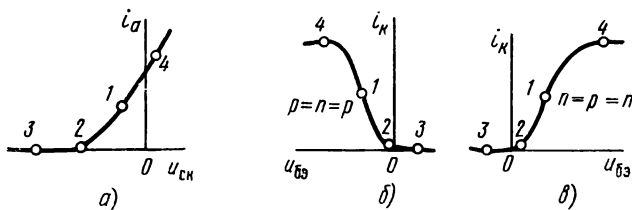


Рис. 6.2. Положение статической рабочей точки СРТ на характеристиках электронных приборов при различных режимах:

а — для лампового триода; б — для транзистора типа  $p-n-p$ ; в — для транзистора типа  $n-p-n$

**Режим В** (точка 2), когда СРТ находится в области небольших выходных токов при напряжении, близком к напряжению запираения. В этом случае угол отсечки\* приближается к  $\pi/2$ .

**Режим С** (точка 3), при котором СРТ расположена в области напряжений, больших, чем напряжение запираения лампы или транзистора. При этом угол отсечки  $\theta < \pi/2$ .

**Режим D**, или режим «да-нет» (точки 4 и 3), когда выходной ток периодически изменяется от нуля до максимального значения. В этом случае принятое понятие СРТ не имеет смысла и можно говорить лишь о двух крайних положениях ДРТ.

**Режим E** (точка 4), при котором СРТ расположена в области максимальных выходных токов.

При всех этих режимах возможны варианты, когда ДРТ применительно к лампе не заходит или заходит в область положительных напряжений на сетке, что определяет работу без сеточного или с сеточным током. Эти варианты режимов для ламповых триодов различают соответственно с помощью индексов 1 (или без индекса) и 2 (например,  $A_1, B_1, C_1, A_2, B_2$  и т. д.).

Иногда применяют режим, промежуточный между режимами А и В, называемый АВ.

\* Здесь и далее об угле отсечки можно говорить только применительно к синусоидальному входному сигналу.

## § 6.2. СПОСОБЫ ПОДАЧИ НАПРЯЖЕНИЯ НА УПРАВЛЯЮЩИЕ ЭЛЕКТРОДЫ ЛАМПЫ И ТРАНЗИСТОРА

Напряжение  $u_{c.k.}$ , подаваемое между сеткой и катодом лампы, представляет собой сумму постоянной составляющей  $U_{c.k0}$ , задающей начальный режим лампы (положение СРТ), и переменной составляющей  $u_{c.k.} \sim$ , которая равна или пропорциональна входному сигналу:

$$u_{c.k.} = U_{c.k0} + u_{вх.} \quad (6.1)$$

Входной сигнал  $u_{вх.}$  в различных случаях применения лампы может быть медленно меняющимся (сигнал постоянного тока), синусоидальным и импульсным различной частоты, имеющим сложную форму. Сигналы переменного напряжения могут также содержать или не содержать постоянные составляющие.

Напряжение  $U_{c.k0}$ , называемое напряжением смещения (рабочей точки), и сигнал  $u_{вх.}$  подаются, как правило, от различных источников э. д. с. и суммируются в цепи сетка — катод лампы. В редких случаях входной сигнал содержит постоянную составляющую  $U_{вх0}$ , которая может служить также и  $U_{c.k0}$ .

Суммирование  $u_{вх.} = u_{вх.} \sim$  (при  $U_{вх0} = 0$ ) и  $U_{c.k0}$  может быть последовательным и параллельным.

Простейшим примером последовательного суммирования является схема рис. 6.3, а, когда источники входного сигнала и напряжения смещения  $E_{см}$  включены последовательно и составляют с промежутком сетка — катод лампы замкнутую цепь. При этом полное напряжение между сеткой и катодом лампы

$$u_{c.k.} = U_{c.k0} + u_{вх.} \sim E_{см} + U_{вх0} + u_{вх.} \sim$$

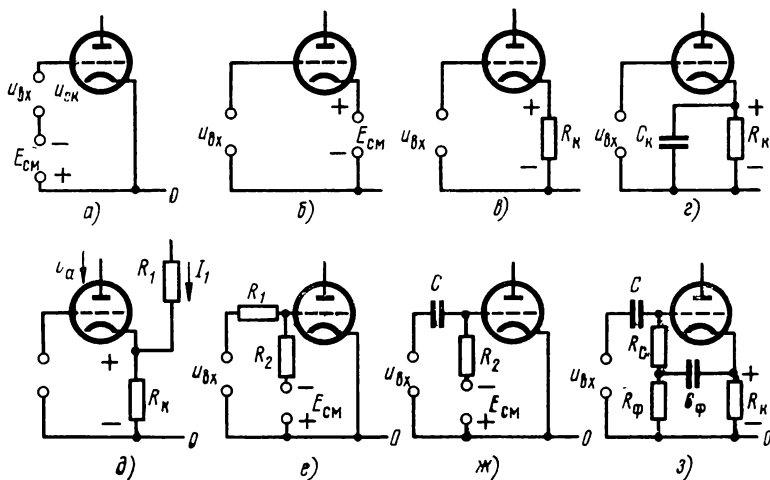


Рис. 6.3. Способы включения напряжений на управляющую сетку лампы

На практике такую схему использовать неудобно, так как, во-первых, для получения напряжения  $U_{c.k0}$  требуется отдельный источник э. д. с., во-вторых, источник входного сигнала не имеет ни одной общей точки с управляемой (анодной) цепью лампы. Это затрудняет соединение данного электронного узла с последующими. От последнего недостатка можно избавиться, поставив источник напряжения смещения  $E_{cm}$  в цепь катода лампы (рис. 6.3, б). Еще лучше источник  $E_{cm}$  в цепи катода заменить резистором, падение напряжения на котором от катодного тока лампы равно  $E_{cm}$  (рис. 6.3, в).

Смещение, подаваемое на сетку лампы с помощью катодного резистора, называется автоматическим. Напряжение смещения в схеме рис. 6.3, в меняется с изменением анодного тока лампы, что приводит к уменьшению эквивалентной крутизны характеристики лампы, но повышению стабильности режима лампы в схеме. Действительно, если по каким-либо причинам ток лампы возрастет, то отрицательное смещение на ее сетке увеличится, что приведет к восстановлению величины этого тока почти до прежнего значения. Наоборот, всякое случайное уменьшение тока лампы вызовет такое изменение смещения на сетке, которое будет направлено на увеличение этого тока.

Чтобы с подачей входного сигнала напряжение  $U_{c.k0}$  автоматического смещения оставалось неизменным, параллельно резистору  $R_k$  следует включить конденсатор  $C_k$  достаточно большой емкости (рис. 6.3, г). Тогда падением напряжения на нем от переменной составляющей тока катода даже самой низкой частоты можно пренебречь по сравнению с  $U_{c.k0}$ .

Параллельно соединенные резистор  $R_k$  и конденсатор  $C_k$  образуют так называемое звено автоматического смещения.

Если частота входного сигнала настолько мала, что требуемая емкость конденсатора  $C_k$  оказывается чрезмерно большой, то для обеспечения смещения можно применить схему рис. 6.3, д. В этой схеме смещение определяется как

$$U_{c.k0} = (i_a + I_1) R_k,$$

где  $I_1$  — ток через «гасящий» резистор  $R_1$ . Если  $I_1 \gg i_a$ , то  $U_{c.k0} \approx I_1 R_k$ .

Схема рис. 6.3, д малоэкономична и поэтому применяется сравнительно редко.

Примером параллельного суммирования напряжений  $u_{bx}$  и  $E_{cm}$  может служить схема, приведенная на рис. 6.3, е. В этой схеме результирующее напряжение на сетке лампы  $u_{c.k}$  равно

$$u_{c.k} = u_{bx} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - E_{cm} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (6.2)$$

Отсюда видно, что напряжения источников входного сигнала и смещения ослабляются делителями из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Схема рис. 6.3, е применяется в тех случаях, когда входной сигнал меняет-

ся незначительно, но содержит большую положительную постоянную составляющую. В этом случае уравнение (6.2) можно записать так:

$$u_{с.к} = (u_{вх\sim} + U_{вх0}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - E_{см} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \\ = u_{вх\sim} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{E_{см} R_1 - U_{вх0} R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.3)$$

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  вместе со входной емкостью лампы образуют относительно входного сигнала цепь, подобную цепи на рис. 2.1, б. Для улучшения частотной характеристики этой цепи  $R_1$  шунтируют конденсатором для образования так называемого компенсированного делителя напряжения.

Иногда вместо сопротивления  $R_1$  применяется нелинейный элемент (например, полупроводниковый стабилитрон), что позволяет получить различный коэффициент передачи для изменяющейся и постоянной составляющих входного сигнала.

При расчете  $R_1$  и  $R_2$  необходимо учитывать внутренние сопротивления источников сигнала и смещения. Величины  $R_1$  и  $R_2$  выбираются по возможности большими, чтобы не нагружать заметно источник входного сигнала. Однако при увеличении  $R_1$  и  $R_2$  возрастает влияние отрицательного тока сетки на потенциал средней точки делителя  $R_1-R_2$ .

Если входной сигнал не содержит постоянной составляющей, то резистор  $R_1$  можно заменить конденсатором (рис. 6.3, ж). Тогда уравнение (6.2) будет иметь вид

$$u_{с.к} = u_{вх} \frac{R_2}{\frac{1}{j\omega C} + R_2} - E_{см}, \quad (6.4)$$

так как для постоянного напряжения  $E_{см}$  конденсатор является бесконечно большим сопротивлением. Поскольку в цепи сетки лампы образуется цепь, подобная изображенной на рис. 2.1, а, то расчет такой цепи проводится по уравнениям, описанным в § 2.1, при условии, что падение напряжения на  $R_2$  от обратного тока сетки должно быть значительно меньше, чем  $U_{с.к0}$ . Невыполнение этого условия ведет к появлению нелинейных искажений сигнала из-за непостоянства отрицательного тока сетки и вызванных этим током изменений смещения непосредственно на сетке лампы.

В схеме рис. 6.3, з отрицательное смещение, как и в схеме рис. 6.3, в, осуществляется за счет падения напряжения на резисторе  $R_k$ . Напряжение на  $R_k$  через фильтр  $R_\phi-C_\phi$  и резистор  $R_c$  подается на сетку лампы. Схема рис. 6.3, з позволяет использовать конденсатор  $C_\phi$  значительно меньшей емкости, чем  $C_k$  в схеме рис. 6.3, г.

Особенностью схем подачи напряжения смещения и сигнала между базой и эмиттером биполярного транзистора является необходимость обеспечить постоянство режима транзистора в условиях

повышенной (по сравнению с лампами) нестабильности и разброса его параметров.

Схема включения напряжений  $u_{вх}$  и  $E_{см}$ , приведенная на рис. 6.4, а, подобна схеме рис. 6.3, а и также требует отрыва одного из источников напряжения ( $u_{вх}$  или  $E_{см}$ ) от нулевой шины. Она отличается низкой стабильностью положения СРТ при изменении параметров транзистора, например от температуры.

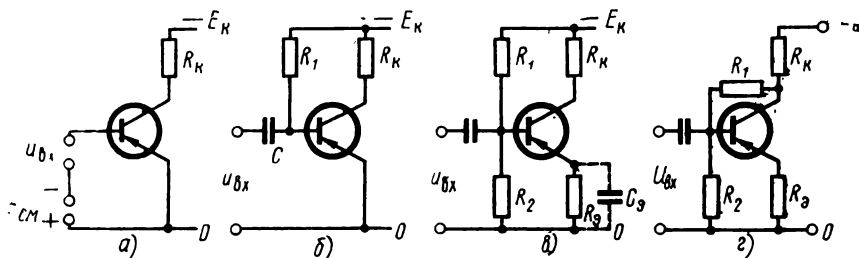


Рис. 6.4. Способы включения напряжений на базу биполярного транзистора

В схеме рис. 6.4, б осуществляется параллельное суммирование напряжения сигнала и напряжения  $E_{к}$ , за счет которого подается необходимое смещение на базу.

Схема рис. 6.4, б практически не обеспечивает постоянства положения СРТ, так как с изменением параметров транзистора меняется ток базы, а следовательно, и напряжение база — эмиттер.

Лучшие результаты дает схема рис. 6.4, в с резистором  $R_3$  в цепи эмиттера, роль которого подобна роли резистора  $R_{к}$  в схеме рис. 6.3, г. Потенциал базы в этом случае фиксирован делителем напряжения  $R_1—R_2$ , а потенциал эмиттера определяется падением напряжения  $i_3 R_3$ , благодаря чему создается разность потенциалов между базой и эмиттером, которая в свою очередь влияет на ток эмиттера. Поэтому нестабильность, например, тока эмиттера вызывает такое изменение его потенциала, при котором разность потенциалов база — эмиттер  $U_{б,э0}$  меняется так, что это возвращает ток эмиттера к почти первоначальному значению.

Еще лучшую стабилизацию положения СРТ может дать схема рис. 6.4, г, в которой верхний конец делителя  $R_1—R_2$  присоединен не к шине питания  $E_{к}$ , а к коллектору. Поэтому изменения потенциала коллектора вызывают через делитель  $R_1—R_2$  такие изменения напряжения на базе, которые направлены на возврат этого потенциала к первоначальному значению. Стабильность положения СРТ возрастает с уменьшением сопротивления делителя  $R_1—R_2$ . Но при этом снижается усиление каскада (за счет шунтирования резистора  $R_{к}$  делителем  $R_1—R_2$ ) и уменьшается его входное сопротивление.

Стабилизация положения СРТ в схемах рис. 6.4, в, г сопровождается также уменьшением усиления, так как влияние входного сигнала в общем случае эквивалентно влиянию возмущающего

фактора, т. е. неустойчивости, которую необходимо уменьшить. Эту потерю усиления в схеме рис. 6.4, в можно устранить, если шунтировать резистор  $R_a$  конденсатором  $C_a$  (пунктир на рис. 6.4, в), чтобы падение напряжения на  $R_a$  при самой низкой частоте входного сигнала можно было считать неизменным (по сравнению с изменяющимся за счет сигнала напряжением  $u_{б,э}$  между базой и эмиттером). Однако при этом требуется конденсатор весьма большой емкости, так как необходимо учитывать, что параллельно  $R_a$  включено низкоомное входное сопротивление транзистора со стороны эмиттера (порядка нескольких десятков Ом).

В схемах рис. 6.4, а, б, в, г используются транзисторы типа  $p-n-p$ . Однако все приведенные рассуждения справедливы и для транзисторов типа  $n-p-n$ , работа которых в общих чертах подобна работе лампового триода с током сетки.

### § 6.3. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ЛАМПОВОГО ТРИОДА И ТРАНЗИСТОРА

В соответствии с общими правилами включения управляемого нелинейного элемента можно составить много возможных вариантов схем включения трехэлектродной лампы. Однако практический интерес представляют лишь те из них, в которых мощность в управляемой цепи больше, чем в управляющей. Эти варианты включения триода показаны на рис. 6.5.

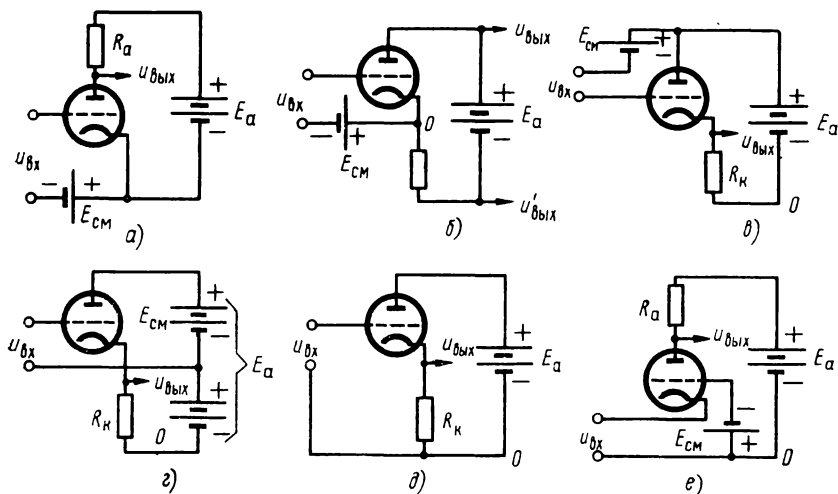


Рис. 6.5. Варианты схем включения лампового триода

В любой схеме включения лампы всегда имеется электрод, являющийся по переменному напряжению общим для управляемой цепи и цепи входного сигнала. Этим общим электродом может быть катод, анод или сетка триода.

В схеме с общим катодом\* (рис. 6.5, а) управляемая (в данном случае — анодная) цепь состоит из промежутка анод — катод лампы, нагрузки  $R_a$  и батареи питания  $E_a$ . Входным (управляющим) сигналом служит напряжение, подаваемое между сеткой и катодом лампы. Начальный режим триода (положение СРТ на характеристиках) определяется при данном  $R_a$  величинами  $E_a$  и  $E_{см}$ . Схема с общим катодом позволяет получать усиление по напряжению, току и мощности в широком диапазоне частот, благодаря чему она применяется наиболее часто.

Работу схемы рис. 6.5, а можно проиллюстрировать с помощью временных диаграмм на рис. 6.6, а, где показаны потенциалы отдельных точек схемы во времени до подачи входного сигнала и при поданном входном сигнале, для примера синусоидальной формы волны.

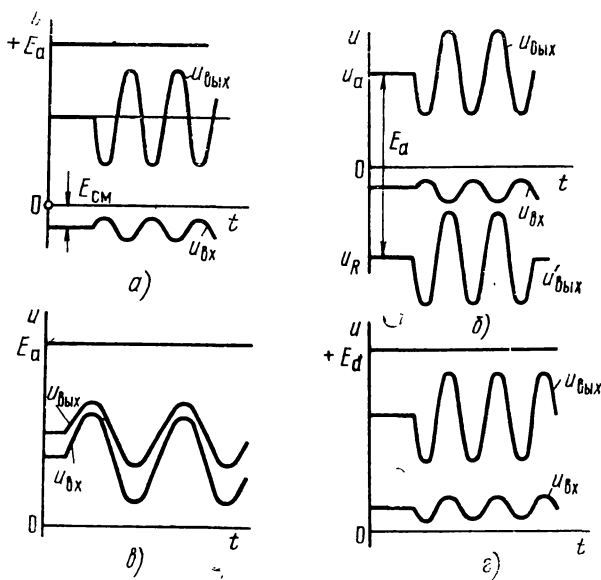


Рис. 6.6. Временные диаграммы работы схем рис. 6.5

Другая разновидность схемы с общим катодом показана на рис. 6.5, б. Эта схема отличается от предыдущей только тем, что в ней изменены места включения нагрузки и батареи питания. Такое отличие не принципиально, так как в обеих схемах разность потенциалов между сеткой и катодом, управляющая током в анодной цепи, зависит только от входного сигнала  $u_{вх}$  и начального напряжения на сетке  $E_{см}$ . Поэтому характеристики схем рис. 6.5, а, б существенно не отличаются друг от друга (рис. 6.6, б). Однако

\* В практике распространено название «схема с заземленным катодом».

схема рис. 6.5, б менее удобна из-за отсутствия общей точки у источников питания  $E_{см}$  и  $E_a$ , что ограничивает ее применение.

Графики изменения потенциалов различных точек схемы рис. 6.5, б показаны на рис. 6.6, б.

В схеме рис. 6.5, в, называемой схемой с общим анодом или катодным повторителем, анодная цепь построена так же, как и в предыдущей схеме, однако входной сигнал подается между сеткой и анодом лампы. Иначе говоря, входным сигналом и батареей  $E_{см}$  задается потенциал сетки лампы относительно потенциала анода, а не катода. Из-за этого разность потенциалов сетка — катод, управляющая анодным током лампы, зависит от двух переменных величин: входного сигнала, определяющего потенциал сетки относительно анода, и потенциала катода относительно анода, который в свою очередь зависит от изменений падения напряжения на резисторе нагрузки, т. е. в конечном счете от разности потенциалов между сеткой и катодом. Таким образом, изменение напряжения между сеткой и катодом лампы в схеме рис. 6.5, в равно разности между входным сигналом и изменением напряжения на лампе (или нагрузке).

На схеме рис. 6.5, в потенциал верхнего зажима источника входного сигнала на величину  $E_{см}$  ниже, чем потенциал анода лампы. Отсюда следует, что роль батареи  $E_{см}$  может выполнять часть анодной батареи, как это показано на рис. 6.5, г. Если величины  $E_a$  и  $E_{см}$  в схеме рис. 6.5, в равны между собой, то схема катодного повторителя примет простой вид (рис. 6.5, д), так как функции батарей  $E_{см}$  и  $E_a$  вполне могут быть совмещены без нарушения принципа работы схемы.

Катодный повторитель позволяет получать усиление по току и мощности в широком диапазоне частот, отличаясь повышенной стабильностью работы. Однако коэффициент усиления катодного повторителя по напряжению принципиально меньше единицы.

График изменения потенциалов различных точек схемы катодного повторителя во времени показан на рис. 6.6, в. Этот график построен для схемы рис. 6.5, г, причем за «нуль» принят отрицательный полюс батареи  $E_a$ . Из временных диаграмм видно, что при подаче, например, синусоидального входного сигнала потенциал катода лампы относительно «нуля» изменяется с несколько меньшей амплитудой, чем потенциал сетки. Вследствие этого имеется переменная разность потенциалов сетка — катод, управляющая анодным током лампы, а следовательно, и изменением потенциала катода.

В схеме рис. 6.5, е каскада с общей сеткой (или с «заземленной сеткой»\*) входной сигнал подается, как и в первых двух схемах, между катодом и сеткой, а в управляемую (анодную) цепь кроме промежуток анод — катод лампы, нагрузки  $R_a$  и анодной батареи  $E_a$  входит также и источник входного сигнала со своим внутренним сопротивлением.

---

\* Эту схему иногда называют каскадом с катодным входом.



В схеме рис. 6.5, *е* анодный ток лампы проходит через источник входного сигнала, т. е. токи управляемой и управляющей цепей равны между собой (один и тот же ток). Поэтому эта схема не дает усиления по току и имеет малое входное сопротивление.

Однако схема рис. 6.5, *е* позволяет получить усиление напряжения и мощности в широком диапазоне частот.

Временные диаграммы входного и выходного напряжений схемы с общей сеткой приведены на рис. 6.6, *г*.

Следует заметить, что временные диаграммы, изображенные на рис. 6.6, получены при работе схем рис. 6.5 в линейном режиме.

Схема рис. 6.5, *а* является основной, остальные схемы включения лампового триода этого рисунка можно рассматривать как основную, в которой или подана обратная связь (рис. 6.5, *в*, *г*, *д*), или изменена последовательность включения сопротивления нагрузки и источника анодного питания (рис. 6.5, *б*), или, наконец, источник анодного питания присоединен к схеме промежуточной точкой (рис. 6.5, *е*).

Схемы включения транзисторов, как и электронных ламп, можно разделить на три группы в зависимости от того, какой из трех электродов транзистора является общим для входной и выходной цепей.

Управляемая цепь схемы с общим эмиттером (рис. 6.7, *а*) состоит из промежутка коллектор — эмиттер транзистора, сопротивления  $R_K$  и источника питания  $E_K$ . Управляющий сигнал в виде входного напряжения подается между базой и эмиттером. Начальный режим транзистора обеспечивается при данном сопротивлении  $R_K$  величинами напряжения  $U_{б.э.0}$ , задаваемого одним из способов, описанных в § 6.2, и напряжения  $E_K$ . Принцип работы этой схемы подобен принципу работы схемы рис. 6.5, *а* и иллюстрируется временными диаграммами рис. 6.8, *а*, где показаны потенциалы отдельных точек схемы до подачи входного сигнала и при включенном входном сигнале, для примера синусоидальной формы волны.

Схема с общим эмиттером широко применяется, так как позволяет получать усиление по напряжению, току и мощности.

Вариантом этой схемы является схема рис. 6.7, *б*, в которой сопротивление нагрузки включено со стороны эмиттера.

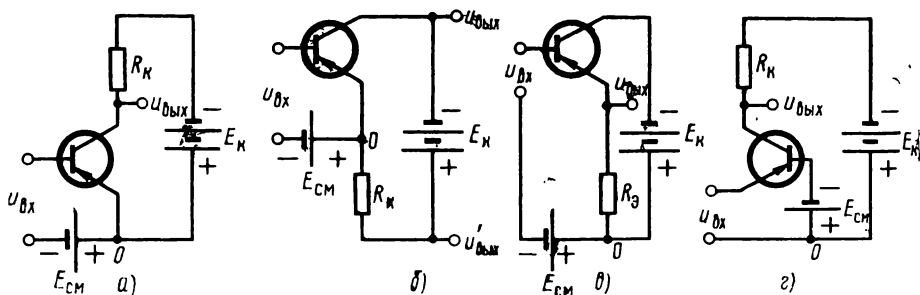


Рис. 6.7. Варианты схем включения биполярного транзистора

Схема рис. 6.7, б принципиально не отличается от схемы рис. 6.7, а, однако она практически менее удобна, так как отсутствие общей точки у источника входного сигнала и напряжения питания управляемой цепи создает затруднения при построении многокаскадного усилителя. Временные диаграммы входного и выходного напряжений этой схемы представлены на рис. 6.8, б.

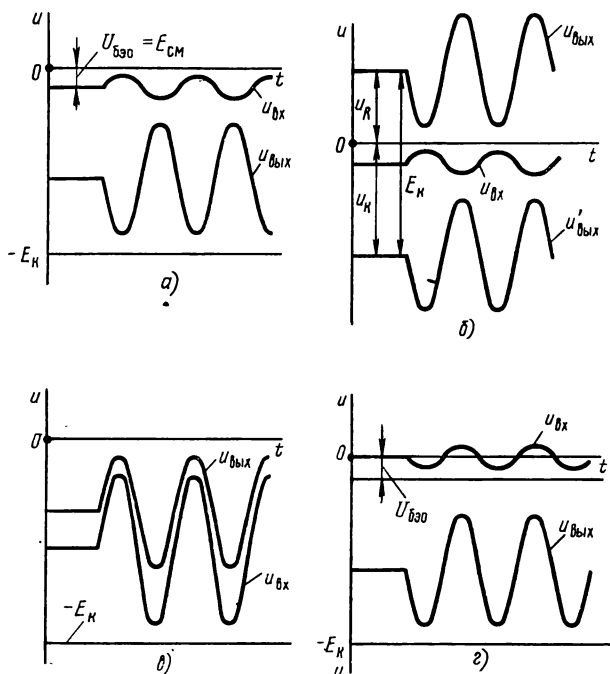


Рис. 6.8. Временные диаграммы работы схем рис. 6.7

В схеме рис. 6.7, в управляемая цепь также состоит из промежутка эмиттер — коллектор транзистора, сопротивления нагрузки и  $E_{к}$ , однако входной сигнал подается между базой и коллектором (через  $E_{к}$  и  $E_{см}$ ). Поэтому разность потенциалов  $u_{бэ}$  между базой и эмиттером, управляющая током эмиттера, зависит как от напряжения входного сигнала относительно коллектора, так и от напряжения эмиттера относительно коллектора (т. е. от выходного сигнала).

Как видно из временных диаграмм (рис. 6.8, в), потенциал эмиттера в ней повторяет изменения потенциала базы, благодаря чему схема называется эмиттерным повторителем или схемой с общим коллектором.

Эмиттерный повторитель представляет собой стабильный каскад, позволяющий получить значительное усиление по току и мощности, однако его коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы. Поэтому он применяется, как и катодный повто-

нитель, в качестве буферного или выходного каскада для согласования сопротивлений.

В схеме с общей базой (рис. 6.7, *г*) входной сигнал подается между эмиттером и базой (через  $E_{см}$ ), а в управляемую цепь транзистора кроме промежутка коллектор — эмиттер транзистора, сопротивления нагрузки  $R_k$  и источника питания  $E_k$  входит также и источник входного сигнала со своим внутренним сопротивлением.

Эта схема эквивалентна по своим свойствам схеме на лампе с общей сеткой. График работы схемы с общей базой приведен на рис. 6.8, *г*.

Так как эмиттер и коллектор транзистора различаются только конструктивно, то принципиально возможно такое включение транзистора, при котором коллектор играет роль эмиттера, а эмиттер — коллектора. При таком включении, называемом инверсным, транзистор имеет параметры, характеристики и предельно допустимые величины токов и напряжений, которые существенно отличаются от таковых для нормального режима и, как правило, хуже последних.

Схему с общим эмиттером принято считать основной, из которой как производные могут быть получены остальные схемы включения транзисторов.

Выше рассматривались схемы на транзисторах типа *p-n-p*.

Для использования в этих схемах транзисторов типа *n-p-n* надо лишь изменить полярности источника питания  $E_k$  и  $E_{см}$  на обратные. Временные диаграммы таких схем почти не отличаются от временных диаграмм соответствующих схем на ламповых триодах.

#### § 6.4. ОСНОВНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ЛАМПОВОГО ТРИОДА

Основная схема включения триода рис. 6.5, *а* полностью соответствует схеме включения управляемого нелинейного элемента (см. рис. 3.8), поэтому для нее справедливы соотношения, приведенные в § 3.4.

В большинстве случаев электронные лампы работают без сеточного тока (при отрицательных напряжениях на сетке), поэтому ниже при рассмотрении схем с электронными лампами (кроме специально оговоренных случаев) будем считать, что для них  $R_{вх} \rightarrow \infty$ ,  $S_{обр} \rightarrow 0$ . Это означает, что в (3.50)  $\gamma_1 = 0$  и  $\gamma_2 = 1$ , а в (3.47)  $u_{вх\sim} = E_{вх\sim}$ . Как уже указывалось, в схеме рис. 6.5, *а* можно получить усиление напряжения, тока и мощности, причем условия максимальных коэффициента усиления по напряжению, крутизны характеристики выходного тока или выходной мощности для данного триода определяются соответствующим выбором резистора анодной нагрузки  $R_a$ . Величина резистора  $R_a$  влияет также на режим лампы по постоянному току и частотные характеристики каскада.

Для данной электронной лампы величину резистора  $R_a$  определяют, исходя из следующих соображений.

1. Обеспечение требуемого коэффициента передачи или выходной мощности каскада. Коэффициент усиления по напряжению можно определить из выражения (3.52). Перепирав это выражение применительно к электронным лампам, получим

$$K_u = K = -\frac{\mu R_a}{R_i + R_a} = -\frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}}. \quad (6.5)$$

Из построенного по (6.5) графика (рис. 6.9) видно, что для увеличения  $K_u$  требуется увеличивать  $R_a$ . Однако начиная с некоторых значений  $R_a$ , дальнейшее его увеличение дает малый выигрыш по коэффициенту усиления, но потребует чрезмерно большого напряжения анодного питания, чтобы обеспечить требуемое напряжение на лампе. Поэтому практически резистор  $R_a$  для триода выбирают в пределах

$$R_a = (2 \div 4) R_i, \quad (6.6)$$

используя соотношение (6.6), будем иметь

$$K_u \approx (0,6 \div 0,8) \mu. \quad (6.7)$$

Для усиления тока на электронной лампе перепишем (3.51):

$$S_u = S = S_{yc} = \frac{\mu}{R_i + R_a} = \frac{S}{1 + \frac{R_a}{R_i}}. \quad (6.8)$$

Отсюда следует, что для увеличения крутизны характеристики усилителя тока резистор  $R_a$  необходимо иметь возможно меньшим. В пределе при  $R_a \rightarrow 0$   $S_{yc} \rightarrow S$ .

Мгновенная выходная мощность усилительного каскада на триоде в соответствии с (3.55) равна

$$P_{R\sim} = \frac{\mu^2 R_a}{(R_i + R_a)^2} U_{вх}^2. \quad (6.9)$$

Это выражение принимает максимальное значение при  $R_a = R_i$ , чем и определяется оптимальное сопротивление нагрузки для усилителя мощности при заданной амплитуде входного сигнала.

2. Обеспечение режима лампы по постоянному току. Для схем с триодами это достигается выбором величин  $R_a$  и напряжения анодного питания  $E_a$  при данном напряжении на сетке. При этом для выбранного (см. § 6.1) положения СРТ и определенного ранее значения  $R_a$  величина  $E_a$  находится однозначно построением (подобным рис. 3.9) или аналитически:

$$E_a = U_{a0} + R_a I_{a0}. \quad (6.10)$$

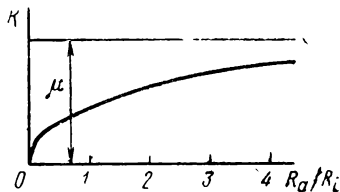


Рис. 6.9. Зависимость коэффициента усиления усилителя на ламповом триоде от сопротивления нагрузки

Расчеты схем на триодах можно производить как графически, так и пользуясь приближенным аналитическим выражением семейства линеаризованных характеристик с помощью (3.5). Для того чтобы выразить любую из характеристик триода (при отрицательных напряжениях на сетке), необходимо к напряжению на его аноде прибавить напряжение  $\mu u_{c.k.}$ , так как изменение сеточного напряжения на величину  $u_{c.k.}$  вызывает такое же изменение анодного тока, как в  $\mu$  раз большее изменение напряжения на аноде. Тогда аппроксимирующее уравнение, часто называемое уравнением идеализированных характеристик, примет вид

$$i_a = \frac{u_{a.k.} - E_p + \mu u_{c.k.}}{R_i}, \quad (6.11)$$

где  $u_{a.k.}$  и  $u_{c.k.}$  — соответственно напряжения между анодом и катодом и сеткой и катодом лампы;  $E_p$  — напряжение приведения то же, что и в уравнении (3.5).

Общее правило расчета схем на триодах с помощью уравнения (6.11) состоит в следующем:

1. Выражают напряжения  $u_{a.k.}$  и  $u_{c.k.}$  через напряжения питания, сигнала, анодный ток и резисторы схемы и подставляют их значения в (6.11).

2. Решают составленное таким образом уравнение относительно анодного тока лампы.

3. Разбивают полученное выражение для анодного тока на два слагаемых, из которых одно не зависит от входного сигнала и поэтому представляет собой постоянную составляющую  $I_{a0}$ , а второе зависит от входного сигнала, т. е. является изменяющейся составляющей  $i_{a\sim}$ .

4. Используя найденные выражения для  $I_{a0}$  и  $i_{a\sim}$ , определяют постоянные составляющие напряжения на нагрузке  $U_{R0}$  и на лампе  $U_{a.R0}$  (или  $U_{a0}$ ), а также выходной сигнал (при данном входном сигнале), а по (6.5), (6.8) и (6.9) находят коэффициент передачи, крутизну характеристики и мгновенную мощность, выделяемую в нагрузку лампы.

Например, для схемы рис. 6.5, а можно записать:

$$u_{a.k.} = E_a - i_a R_a;$$

$$u_{c.k.} = u_{вх} - E_{см}.$$

Подставив эти выражения в уравнение (6.11) и решив его относительно  $i_a$ , получим

$$i_a = \frac{E_a - E_p - \mu E_{см} + \mu u_{вх}}{R_i + R_a} = \frac{E_a - E_p - \mu E_{см}}{R_i + R_a} + \frac{\mu u_{вх}}{R_i + R_a} = I_{a0} + i_{a\sim},$$

где  $\frac{E_a - E_p - \mu E_{см}}{R_i + R_a} = I_{a0},$

$$\frac{\mu u_{вх}}{R_i + R_a} = i_{a\sim}. \quad (6.11a)$$

При дальнейшем расчете схемы рис. 6.5, а получим выражения (6.5), (6.8) и (6.9).

Рассмотрим теперь распределение мощности, отдаваемой источником анодного питания между лампой и ее нагрузкой, а также к. п. д. усилительного каскада.

Мгновенная мощность, отдаваемая источником  $E_a$ , равна

$$P_{E\text{мгн}} = P_{a.\text{мгн}} + P_{R\text{мгн}}, \quad (6.12)$$

или

$$E_a(I_{a0} + i_{a\sim}) = (U_{a0} - u_{a\sim})(I_{a0} + i_{a\sim}) + (U_{R0} + u_{a\sim})(I_{a0} + i_{a\sim}), \quad (6.13)$$

так как  $u_{a\sim} = -u_{R\sim}$ .

В частном случае, для синусоидального входного сигнала

$$\begin{aligned} u_{a\sim} &= U_{am} \sin \omega t; \\ i_{a\sim} &= I_{am} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (6.14)$$

Подставив соотношения (6.14) в (6.13) и произведя интегрирование за период, получим уравнение баланса средних мощностей в схеме рис. 6.5, а

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T E_a(I_{a0} + I_{am} \sin \omega t) dt &= \frac{1}{T} \int_0^T (U_{a0} - U_{am} \sin \omega t)(I_{a0} + \\ &+ I_{am} \sin \omega t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T (U_{R0} + U_{am} \sin \omega t)(I_{a0} + I_{am} \sin \omega t) dt, \end{aligned}$$

откуда

$$E_a I_{a0} = U_{a0} I_{a0} - \frac{U_{am} I_{am}}{2} + U_{R0} I_{a0} + \frac{U_{am} I_{am}}{2}, \quad (6.15)$$

где  $E_a I_{a0} = P_{E\text{ср}}$  — средняя мощность, отдаваемая источником анодного питания;  $U_{a0} I_{a0} - \frac{U_{am} I_{am}}{2} = P_{a.\text{ср}}$  — средняя мощность, выделяемая на аноде лампы. При  $u_{вх}=0$   $P_a = U_{a0} I_{a0}$ . С подачей входного сигнала  $P_a$  уменьшается;  $U_{R0} I_{a0} = P_{R\text{ср}}$  — средняя мощность постоянного тока, теряемая в нагрузке;  $\frac{U_{am} I_{am}}{2} = P_{R\sim\text{ср}} = P_{\text{вых}}$  — полезная мощность, отдаваемая усилительным каскадом в нагрузку.

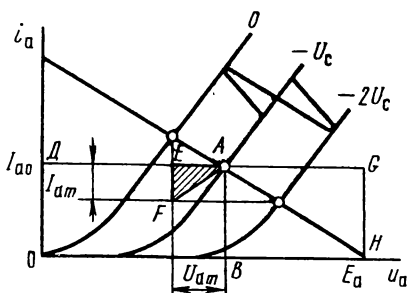
Баланс средних мощностей в усилительном каскаде для синусоидального входного сигнала показан на рис. 6.10, где мощность  $E_a I_{a0}$  определяется как площадь прямоугольника  $ODGH$ , которая включает:

а) площадь фигуры  $ODEFAB$ , характеризующую среднюю мощность, выделяемую на аноде лампы, т. е.  $U_{a0} I_{a0}$  ( $ODAB$ ), за вычетом площади  $U_{am} I_{am}/2$  треугольника  $FEA$ ;

б) площадь прямоугольника АВНГ, характеризующую мощность, теряемую в сопротивлении нагрузки;

в) площадь треугольника АЕФ, представляющую собой полезную выходную мощность каскада  $U_{am}I_{am}/2$ .

Из рис. 6.10 видно, что пределом увеличения амплитуды переменной составляющей анодного тока  $I_{am}$  (если пренебречь искажениями за счет нелинейности характеристик триода) является величина  $I_{a0}$ . Амплитуда напряжения  $U_{am}$  в пределе может составить около  $1/3 E_a$ . Поэтому



$$\frac{U_{am}I_{am}}{2} \approx \frac{E_a I_{a0}}{3 \cdot 2} = \frac{P_E}{6},$$

откуда максимальный коэффициент полезного действия каскада рис. 6.5, а (без учета мощности, затрачиваемой на нагрев катода) равен

Рис. 6.10. Баланс мощности в усилительном каскаде

$$\eta = \left( \frac{U_{am}I_{am}}{2E_a \cdot 100} \right) \cdot 100 \% \approx 16 \%$$

При расчетах режимов особенно мощных каскадов следует учитывать увеличение мощности, выделяемой на аноде лампы, и ее возможную перегрузку при снятии входного сигнала.

Выходное сопротивление  $R_{вых}$  схемы рис. 6.5, а можно найти с помощью (3.46, а), если лампа работает без сеточного тока:

$$R_{вых} = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}. \quad (6.16)$$

Входное сопротивление  $R_{вх}$  каскада рис. 6.5, а равно входному сопротивлению лампы  $R_{ic}$ . Если во входной цепи каскада имеются резисторы для подачи сеточного смещения, то их необходимо учитывать при определении  $R_{вх}$ . Например, для входной цепи рис. 6.3, е

$R_{вх} = R_1 = \frac{R_2 R_{ic}}{R_2 + R_{ic}}$ , а для цепи рис. 6.3, ж  $R_{вх} = \frac{R_2 R_{ic}}{R}$ . В случае работы лампы без сеточного тока  $R_{ic} \rightarrow \infty$  и  $R_{вх}$  для этих цепей соответственно будут равны  $R_1 + R_2$  и  $R_2$ .

Параллельно  $R_{вх}$  включена входная емкость  $C_{вх}$  усилительного каскада, состоящая из паразитной емкости монтажа  $C_{монт}$  и эквивалентной входной емкости лампы  $C_{эвк}$ .

Величину  $C_{эвк}$  можно найти с помощью рис. 6.11, где изображена схема простейшего усилительного каскада и условно показаны междueleктродные емкости  $C_{с.к}$  и  $C_{а.с.}$ .

Для входной цепи схемы рис. 6.11 запишем

$$\dot{I}_{вх} = \dot{I}_{с.к} + \dot{I}_{а.с} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\frac{1}{j\omega C_{с.к}}} + \frac{\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых}}{\frac{1}{j\omega C_{а.с}}},$$

а так как  $\dot{U}_{\text{вых}} = K_u \dot{U}_{\text{вх}}$ , то с учетом знака  $K_u$  согласно (6.5) получим

$$I_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} j\omega [C_{\text{с.к}} + C_{\text{а.с}}(1 + K_u)]. \quad (6.17)$$

Следовательно, выражение для эквивалентной емкости усилительного каскада будет

$$C_{\text{экв}} = \bar{C}_{\text{с.к}} + C_{\text{а.с}}(1 + K_u). \quad (6.18)$$

Увеличение емкости между анодом и сеткой лампы в  $(1 + K)$  раз можно объяснить следующим образом. О величине сопротивления (или емкости конденсатора) между двумя зажимами судят, измеряя ток, который потечет через эти зажимы при подаче на них «пробного» напряжения ( $u_{\text{вх}} \sim$  на схеме рис. 6.11). Если при подаче напряжения  $u_{\text{вх}} \sim$  небольшой величины течет большой ток, то это свидетельствует о малом внутреннем сопротивлении (или большой емкости). В схеме рис. 6.11 при подаче входного сигнала  $u_{\text{вх}} \sim$  между анодом и катодом лампы образуется переменное напряжение, которое в  $K$  раз больше, чем  $u_{\text{вх}}$ , и действует с ним согласно, помогая протекать току  $i_{\text{а.с}}$ , т. е. увеличивая его. Внешне это проявляется в том, что малое напряжение, приложенное к входным зажимам схемы, вызывает через них большой ток. Это свидетельствует о большой емкости  $C_{\text{а.с}}(1 + K)$ , как бы имеющейся между входными зажимами.

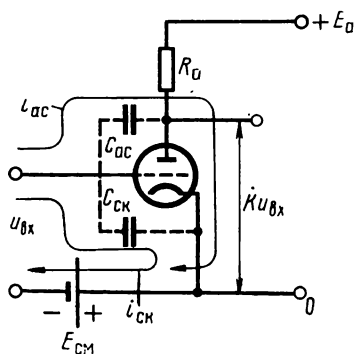


Рис. 6.11. Определение входной емкости усилительного каскада

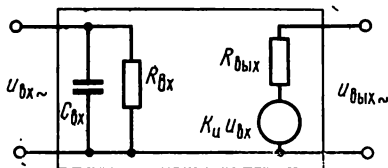


Рис. 6.12. Эквивалентные схемы входной и выходной цепей усилительного каскада рис. 6.5, а

Таким образом, полная емкость на входе усилительного каскада равна

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{с.к}} + C_{\text{а.с}}(1 + K_u) + C_{\text{монт}}. \quad (6.19)$$

По известным входным и выходным сопротивлениям, а также коэффициенту усиления можно составить полную эквивалентную схему усилительного каскада (см. рис. 6.5, а) для переменных составляющих (рис. 6.12).



## § 6.5 ОСНОВНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Основная схема включения транзистора (рис. 6.13) соответствует общей схеме включения управляемого нелинейного элемента (см. рис. 3.8, б). Поэтому процессы в ней можно рассматривать, исходя из общих положений § 3.4. При этом следует учитывать некоторые особенности, присущие транзисторам.

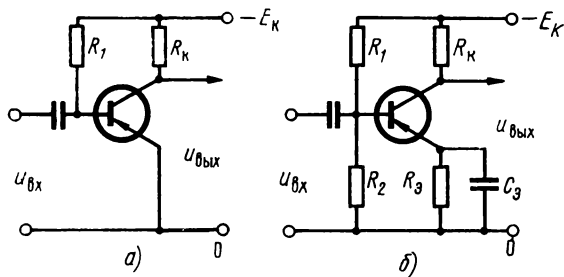


Рис. 6.13. Основная схема включения биполярного транзистора:  
а — с фиксированным током базы; б — с фиксированным потенциалом базы

особенности, присущие транзисторам.

Входное сопротивление (соответствующее  $R_{i\text{вх}}$  в § 3.4) имеет сравнительно небольшую величину (порядка нескольких килоом).

Имеет место обратное влияние напряжения коллектор — эмиттер на ток базы (входной).

Частотные зависимости определяют

не только постоянными времени заряда (разряда) внутренних емкостей электронного прибора (как у ламп), но и зависимостью параметров транзистора от частоты.

Коэффициент усиления по напряжению транзисторного каскада при условии, что внутреннее сопротивление источника входного сигнала равно нулю, можно вычислить по формуле (3.44), которая для рассматриваемой схемы имеет вид

$$K_u = - \frac{S_K R_{iK} R_K}{R_{iK} + R_K}. \quad (6.20)$$

Так как обычно  $R_{iK} \gg R_K$ , то формулу (6.20) можно записать так:

$$K_u \approx - S_K R_K, \quad (6.21)$$

что находится в соответствии с применяемым в литературе выражением для  $K_u$ , если учесть (3.29):

$$K_u \approx - \beta \frac{R_K}{R_{i6}}. \quad (6.22)$$

Если считать, что источник входного сигнала имеет внутреннее сопротивление  $R_{вв}$ , то коэффициент усиления по напряжению можно определить из уравнения (3.52), которое с учетом обозначений, принятых для транзистора, будет

$$K_E = K_u \frac{\gamma_2}{1 + S_6 R_{i6} \gamma_1 K_u}. \quad (6.23)$$

Так как в соответствии с (3.50)

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{R_{\text{вн}}}{R_{i6} + R_{\text{вн}}}; \\ \gamma_2 &= \frac{R_{i6}}{R_{i6} + R_{\text{вн}}}, \end{aligned} \right\} \quad (6.24)$$

то, подставляя (6.24) в (6.23), получим

$$K_E = \frac{K_u}{1 + R_{\text{вн}} \frac{1 + S_6 K_u}{R_{i6}}} = - \frac{S_K R_K}{1 + R_{\text{вн}} \frac{1 - S_6 S_K R_K}{R_{i6}}}. \quad (6.25)$$

Аналогичным путем с помощью уравнений (3.44а) и (3.51) получим:

$$S_u = \frac{S_K R_{iK}}{R_{iK} + R_K} \approx S_K \quad (6.26)$$

и

$$\begin{aligned} S_E &= \frac{K_E}{R_K} = \frac{K_u}{R_K} \cdot \frac{\gamma_2}{1 + S_6 R_{i6} \gamma_1 K_u} \approx \\ &\approx \frac{S_K}{1 + R_{\text{вн}} \frac{1 - S_6 S_K R_K}{R_{i6}}}. \end{aligned} \quad (6.27)$$

Приближенные значения  $S_u$  и  $S_E$  в этих выражениях получены с учетом неравенства  $R_{iK} \gg R_K$ .

Мгновенное значение выходной мощности на сопротивлении нагрузки в схемах рис. 6.13 определяется (3.55):

$$P_{R\sim} = \frac{K_u^2 \gamma_2^2 E_{\text{вх}}^2}{R_K (1 + S_6 R_{i6} \gamma_1 K_u)^2}, \quad (6.28)$$

а средняя мощность вычисляется как интеграл (6.28) по времени:

$$P_{R\sim\text{cp}} = \frac{K_u^2 \gamma_2^2}{R_K (1 + S_6 R_{i6} \gamma_1 K_u)^2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T E_{\text{вх}}^2 dt. \quad (6.29)$$

Выбор нагрузки  $R_K$  в цепи коллектора транзистора определяется положением СРТ и напряжением источника питания  $E_K$ , т. е. двумя точками на семействе выходных (коллекторных) характеристик транзистора, через которые проводится линия нагрузки подобно тому, как это показано на рис. 3.9. При этом для усилителя напряжения желательно иметь  $R_K$  возможно большим (для увеличения  $K_u$  или  $K_E$ ), что требует увеличения  $E_K$ . Поэтому для получения наибольшего усиления по напряжению значение  $E_K$  следует брать максимальным, допустимым для данного типа транзистора. При этом следует иметь в виду, что, несмотря на наличие резисторов  $R_K$  и  $R_D$  (или одного из них), именно  $E_K$  (а не  $u_{K\sim}$ ) не должно

превышать допустимого значения  $U_{к.э.доп}$ , так как в случае запира-ния транзистора (в процессе его работы) напряжение  $u_{к.э}$  достигает величины  $E_k$  (при  $i_k \rightarrow 0$  падение напряжения на резисторах  $R_k$  и  $R_э$  также стремится к нулю).

Положение СРТ выбирается по рекомендациям § 6.1, исходя из требуемого режима работы каскада. Предельный наклон линии на-грузки соответствует положению, когда она проходит через место перегиба вольт-амперной характеристики транзистора, соответству-ющей максимальному (отрицательному для триодов  $p-n-p$  и поло-жительному для  $n-p-n$ ) напряжению между базой и эмиттером (рис. 6.14), которое имеет место при работе каскада.

Положение линии нагрузки на характеристиках транзистора позволяет определить величину  $R_k$  для схемы рис. 6.13, а и  $R_k + R_э$  для схемы рис. 6.13, б. В последнем случае в пределах суммы

$R_k + R_э$  можно выбирать  $R_k$  и  $R_э$ , имея, однако, в виду, что с увеличением  $R_k$  растет  $K_u$ , но уменьшается  $R_э$  и падает стабильность режима.

При расчете  $R_k$  и  $R_э$  полагают, что ток коллектора равен току эмиттера, это можно допустить, так как  $i_k \gg i_b$ .

Для усилителя тока крутизна ха-рактеристики  $S_u$  и  $S_E$ , как следует из (6.26) и (6.27), мало зависит от  $R_k$ .

Из уравнения (6.28) может быть найдено значение  $R'_{к. опт}$ , соответству-ющее максимальной мгновенной мощ-ности  $R_{R\sim}$ . Однако величина  $R'_{к. опт}$

получается весьма большой, что неприемлемо в реальной схеме. Поэтому оптимальное сопротивление нагрузки в цепи коллектора для усилителя мощности на транзисторе выбирается таким же, как и для усилителя напряжения, рассчитываемого на максимальное усиление.

Расчеты транзисторных схем можно производить как графически, так и ана-литически, используя уравнение линеаризованных выходных характеристик, по-добные (6.11), которое для транзисторов имеет вид

$$i_k = \frac{u_{к.э} + E_{п} - S_k R_{i_k} (u_{б.э} - U_{б.э.нач})}{R_{i_k}}, \quad (6.30)$$

где  $u_{к.э}$  и  $u_{б.э}$  — напряжения соответственно между коллектором и эмиттером и между базой и эмиттером;  $E_{п}$  — напряжение приведения, отсекаемое на гори-зонтальной оси линией, продолжающей характеристику, соответствующую  $u_{б.э} = U_{б.э.нач}$ .

Порядок применения этого уравнения для расчета транзисторных каскадов аналогичен описанному в § 6.4 для ламповых триодов.

Точность расчетов по уравнению (6.30) довольно низка, однако, если учесть значительный разброс параметров и характеристик транзисторов, она приемлема для прикидочного расчета и нахождения ориентировочных величин и парамет-ров схемы.

Уравнение баланса мощности для транзисторных схем рис. 6.13, а, б аналогично (6.15) для лампового триода. С помощью этого уравнения для синусоидального входного сигнала можно найти среднюю мощность, выделяемую на транзисторе (нагревающую его):

$$P_{к.ср} = U_{к.э0} I_{к0} - \frac{U_{км} I_{км}}{2}, \quad (6.31)$$

где  $U_{к.э0}$  — постоянная составляющая напряжения между коллектором и эмиттером;  $I_{к0}$  — постоянная составляющая тока коллектора (приближенно считается, что  $I_{к0} \approx I_{э0}$ );  $U_{км}$  и  $I_{км}$  — амплитудные значения переменных составляющих соответственно напряжения на коллекторе и тока в управляемой цепи.

Из (6.31) следует, что нагрев транзистора уменьшается с подачей входного синусоидального сигнала на величину, равную, как это следует из (6.29), выходной полезной мощности каскада:

$$P_{R\sim ср} = \frac{U_{км} I_{км}}{2}. \quad (6.32)$$

Как следует из рис. 6.14, благодаря специфическому виду характеристик транзистора величина  $U_{км}$  может достигать значения, почти равного  $E_k/2$ , а  $I_{км}$  приближается к  $I_{к0}$  (при  $R_э=0$ ). Поэтому

$$P_{R\sim ср} = \frac{E_k I_{к0}}{2 \cdot 2} = \frac{E_k I_{к0}}{4} = \frac{P_{Еср}}{4}, \quad (6.33)$$

где  $P_{Еср}$  — мощность, отдаваемая источником  $E_k$ . Тогда к. п. д. каскада определится как

$$\eta = \frac{P_{R\sim ср}}{P_{Еср}} \cdot 100 \approx 25 \, \%.$$

Входную цепь усилительного каскада на транзисторе для переменных составляющих можно представить в соответствии с рис. 3.10 в виде сопротивления  $R_{iб}$ , включенного последовательно с эквивалентным генератором, имеющим э. д. с., равную  $S_б R_{iб} u_{к\sim}$  или как одно сопротивление  $R_{вх}$ , определяемое из (3.56):

$$R_{вх} = \frac{R_{iб}}{1 + S_б R_{iб} K_u}. \quad (6.34)$$

Выходное сопротивление схемы рис. 6.13 в соответствии с (3.46а) будет

$$R_{вых} = \frac{R_{ik} R_k}{R_{ik} + R_k} \text{ при } u_{вх} = \text{const}. \quad (6.35)$$

Следует заметить, что в (6.34) не учтены резисторы цепи начального смещения.

Частотные зависимости в транзисторных схемах определяются двумя факторами.

1. Зависимостью параметров транзистора, главным образом  $S_K$ , от частоты. Зависимость  $S_K = \varphi(\omega)$  можно выразить уравнением

$$S_{K\omega} = \frac{S_{K0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_S}}, \quad (6.36)$$

где  $S_{K\omega}$  — крутизна характеристики тока коллектора на частоте  $\omega$ ;  $S_{K0}$  — крутизна характеристики тока коллектора на постоянном токе (или достаточно низких частотах);  $\omega_S$  — частота, на которой крутизна характеристики уменьшается относительно  $S_{K0}$  в  $\sqrt{2}$  раз.

2. Наличием выходной емкости  $C_{\text{вых}}$  между коллектором и эмиттером, которая с выходным сопротивлением каскада также образует  $RC$ -цепь, подобную изображенной на рис. 2.1, б. Величина этой емкости составляет несколько десятков пикофард.

Входная емкость  $C_{\text{вх}}$ , шунтирующая промежуток база — эмиттер, имеет обычно сравнительно большую величину (порядка нескольких тысяч пикофард). Однако она слабо влияет на частотную характеристику каскада, так как входное сопротивление транзистора невелико и постоянная времени во входной цепи получается небольшой.

Пользуясь (6.34) и (6.35), а также учитывая входную и выходную емкости транзистора, по аналогии с рис. 3.10 можно составить два варианта эквивалентных схем входной и выходной цепей усилительного каскада на транзисторе (рис. 6.15, а, б).

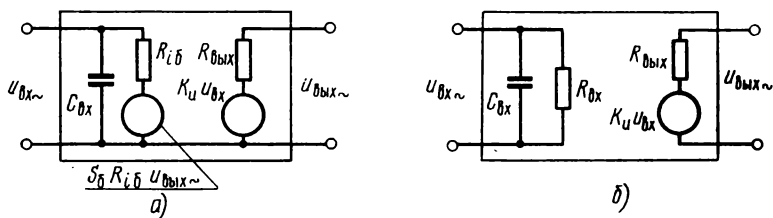


Рис. 6.15. Эквивалентные схемы входных и выходных цепей каскада на биполярном транзисторе

## § 6.6. ОСНОВНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

По своим параметрам и характеристикам полевые транзисторы являются полупроводниковыми аналогами электронных ламп. Они имеют высокое входное сопротивление, их выходные характеристики по форме напоминают характеристики пентода. Кроме того, у полевых транзисторов (с каналом  $n$ -типа) и электронных ламп полярности напряжений и токов соответствующих электродов (затвор-сетка, сток-анод, исток-катод) полностью совпадают. Поэтому все сказанное о каскадах усиления на электронных лампах будет в основном справедливо и для каскадов на полевых транзисторах.

На рис. 6.16 приведена основная схема включения полевого транзистора с каналом  $n$ -типа, называемая каскадом с общим истоком. В этой схеме режим транзистора задается, как и для электронной лампы, величинами напряжений питания цепи стока  $E_c$  (соответствует  $E_a$  для ламп и  $E_k$  для обычного транзистора и затвора).

Положение СРТ на характеристиках полевого транзистора может быть найдено графически (рис. 6.17) с помощью построения, аналогичного рис. 3.9.

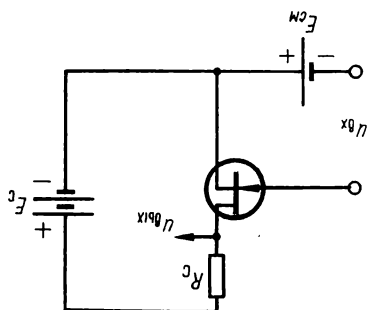


Рис. 6.16. Основная схема включения полевого транзистора (с каналом  $n$ -типа)

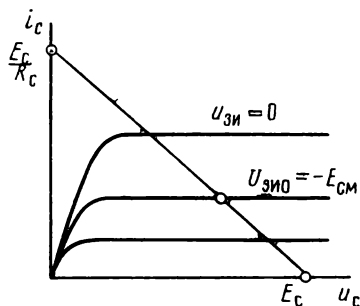


Рис. 6.17. Положение линии нагрузки на семействе стоковых характеристик транзистора

Аналитический расчет каскада на полевом транзисторе для переменных составляющих проводится по уравнению

$$i_{c\sim} = \frac{\mu_c U_{вх}}{R_{ic} + R_c}, \quad (6.37)$$

где  $i_{c\sim}$  — переменная составляющая тока стока;  $\mu_c$ ,  $R_{ic}$  — параметры полевого транзистора, соответствующие параметрам  $\mu$  и  $R_i$  в уравнениях (3.19) и (3.16), которые были выведены в общем виде для управляемого нелинейного элемента.

Это уравнение полностью совпадает с уравнением (6.11а), записанным для электронных ламп, и отличается только обозначением

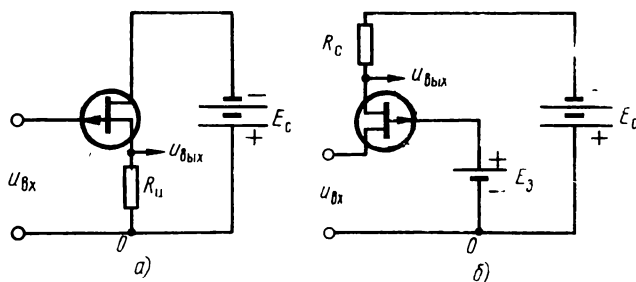


Рис. 6.18. Варианты схем включения полевого транзистора (с каналом  $p$ -типа):

а — истоковый повторитель; б — каскад с общим затвором

ниями. Поэтому (6.5), (6.8), (6.9) и (6.10), выведенные для каскада на лампе, справедливы и для схемы с полевым транзистором.

В отличие от обычных биполярных транзисторов параметры полевых транзисторов мало меняются с изменением частоты входного сигнала. Поэтому частотные зависимости параметров каскада на них определяются, как и для ламп, главным образом постоянными времени  $RC$ -цепей, образующихся на входе и выходе схемы. Входная емкость каскада на полевом транзисторе также определяется уравнением, аналогичным (6.19):

$$C_{вх} = C_{з.и} + C_{з.с}(1 + K_u), \quad (6.38)$$

где  $C_{з.и}$  — емкость между затвором и истоком;  $C_{з.с}$  — емкость между затвором и стоком;  $K_u$  — коэффициент усиления по напряжению, определяемый по формуле, аналогичной (6.5).

Высокое входное сопротивление полевых транзисторов позволяет задавать напряжение смещения на затвор относительно истока по тем же схемам, что и для электронных ламп (см. рис. 6.3). Так как параметры полевых транзисторов изменяются при колебаниях окружающей температуры (хотя и в меньшей степени, чем у обычных транзисторов), то широко применяются схемы с автоматическим смещением.

Схема рис. 6.16 верна и для полевых транзисторов с каналом  $p$ -типа, если в ней изменить полярности токов и напряжений на обратные.

Полевые транзисторы (как и биполярные) могут быть применены в инверсном включении, при котором сток играет роль истока, а исток — стока. Однако при инверсном включении полевой транзистор имеет, как правило, худшие параметры.

На рис. 6.18, *а* приведена схема истокового повторителя, а на рис. 6.18, *б* — схема каскада с общим затвором, построенные на полевых транзисторах с каналом  $p$ -типа. Эти схемы являются соответственно полупроводниковыми аналогами катодного повторителя и каскада с общей сеткой на ламповом триоде.

## ГЛАВА СЕДЬМАЯ

### ВКЛЮЧЕНИЕ МНОГОЭЛЕКТРОДНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

---

#### § 7.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ ПРИБОРОВ

К электронным приборам с несколькими управляющими электродами относятся:

1. Тетроды и лучевые тетроды, т. е. лампы с дополнительной сеткой, называемой экранирующей, помещенной между анодом и управляющей сеткой. Главное назначение экранирующей сетки — уменьшение проходной емкости.

2. Пентоды — экранированные лампы с дополнительным электродом — антидинаatronной сеткой, применяемой для выравнивания выходных характеристик.

3. Смесительные и преобразовательные лампы. К ним относятся гептоды, октоды (лампы с пятью и шестью сетками) и комбинированные лампы (триоды-пентоды и триоды-гептоды). Эти лампы предназначены для преобразования частоты, причем управляющее синусоидальное напряжение подается или от постороннего генератора, или этот генератор построен на независимой триодной части лампы, объединенной с пентодом или гептодом только конструктивно.

4. Тетроды, в которых между управляющей сеткой и катодом имеется дополнительная сетка, называемая катодной. Назначение этой сетки — уменьшение пространственного заряда вблизи катода, благодаря чему лампа работает при пониженном напряжении на аноде. Примером тетрода с катодной сеткой может служить так называемая электрометрическая лампа. В ней для уменьшения отрицательного тока управляющей сетки за счет составляющей ионного тока анодное напряжение снижено до величины, меньшей наинизшего потенциала ионизации остаточного газа, что составляет единицы вольт. Катодная сетка в этом случае позволяет создать условия для протекания анодного тока.

5. Полупроводниковые приборы с двумя управляющими электродами.

Для управления током в выходной цепи перечисленных электронных приборов можно использовать как один, так и несколько электродов.



При одном управляющем электроде напряжения на остальных электродах обычно остаются постоянными и определяют вид характеристик и параметры электронного прибора. При двух или более управляющих электродах параметры электронного прибора по каждому из входов определяются совокупностью напряжений на всех электродах относительно общего из них (катода — у электронных ламп и эмиттера — у транзисторов).

В общем виде ток  $i_{\text{вых}}$  в цепи выходного электрода прибора с несколькими управляющими электродами, к которым приложены напряжения  $u_1, u_2, u_3, \dots$ , является функцией нескольких независимых переменных, из которых одна или несколько являются управляющими, т. е. входными сигналами:

$$i_{\text{вых}} = f(u_1, u_2, u_3 \dots, u_{\text{вых}}). \quad (7.1)$$

Изменение выходного тока при одновременном изменении всех величин в скобках выражения (7.1) можно найти как полный дифференциал:

$$di_{\text{вых}} = \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial u_2} du_2 + \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial u_3} du_3 + \dots + \frac{\partial i_{\text{вых}}}{\partial u_{\text{вых}}} du_{\text{вых}}. \quad (7.2)$$

В этом выражении частные производные представляют собой параметры электронного прибора, отражающие степень влияния напряжения на каждом из электродов прибора (относительно общего электрода) на ток в выходной цепи.

Основная схема включения электронного прибора с несколькими управляющими электродами подобна основной схеме включения триода. Промежуток выходной электрод — общий электрод прибора в этой схеме последовательно с сопротивлением нагрузки присоединены к источнику питания, а на управляющие электроды относительно общего из них подаются входные сигналы и постоянные напряжения для обеспечения требуемого режима.

Особенностью схемы включения многоэлектродных приборов является большая критичность выбора сопротивления анодной нагрузки, чем для лампового триода. Наконец, появление дополнительных электродов создает добавочные ограничения (по максимальному допустимому напряжению, току или мощности) при определении области, внутри которой можно помещать СРТ на семействе выходных характеристик электронного прибора. Например, область, внутри которой можно помещать СРТ на семействе характеристик тетрода, пентода и гептода, ограничена теми же пределами, что и для триода, но наложено еще одно условие: средняя мощность, выделяемая на экранирующей сетке  $P_{\text{э}}$ , не должна превышать своего допустимого значения  $P_{\text{э.доп}}$ . При работе этих ламп напряжение на экранирующей сетке обычно неизменно, а ее ток с понижением напряжения на аноде растет за счет изменения

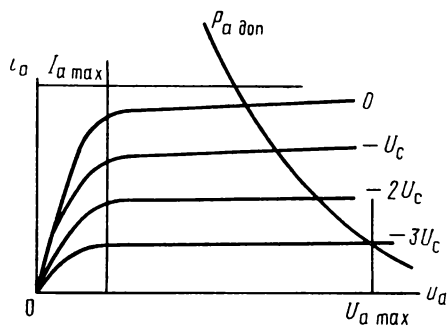


Рис. 7.1. Границы допустимой рабочей области на семействе характеристик пентода

токораспределения. Поэтому имеется допустимый минимум напряжения на аноде, при котором мощность, выделяемая на экранирующей сетке, находится в допустимых пределах. Область допустимых положений СРТ на семействе характеристик пентода при фиксированном напряжении на экранирующей сетке показана на рис. 7.1.

## § 7.2. СПОСОБЫ ПОДАЧИ НАПРЯЖЕНИЙ НА ЭЛЕКТРОДЫ И ВЫБОР СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ

Электроды, на которые нужно подавать напряжения, являются главным образом экранирующие сетки тетродов, пентодов и гептодов, катодные сетки специальных ламп и дополнительные электроды полупроводникового прибора.

Главное требование к схеме питания экранирующих сеток электронных ламп — обеспечить постоянство потенциала экранирующей сетки относительно катода лампы. Действительно, если пентод (или тетрод) включен так, что при его работе напряжение на аноде относительно катода изменяется так же, как и на экранирующей сетке (например, если экранирующая сетка соединена с анодом), то характеристики такой лампы будут иметь вид характеристик триода, имеющих следующие особенности: при разных напряжениях на управляющей сетке характеристики встречаются с осью абсцисс при разных напряжениях на аноде, а дифференциальное сопротивление лампы  $R_i$  относительно невелико (килоомы или десятки килоом).

Такой режим использования пентода (тетрода) называется триодным.

Если при изменениях напряжения сигнала на управляющей сетке напряжение на экранирующей сетке относительно катода  $U_{з0}$  остается неизменным, то такое включение лампы отвечает требованиям, при которых ее вольт-амперные характеристики имеют вид пентодных (см. рис. 7.1). Для них характерно, что при разных напряжениях на управляющей и экранирующей сетках все характе-

ристики выходят из начала координат и в рабочей области они идут почти горизонтально, что соответствует весьма большому значению дифференциального сопротивления.

Если напряжение подать на экранирующую сетку, например, через гасящий резистор, то при изменении напряжения на управляющей сетке будет меняться ток экранирующей, что приведет к непостоянству падения напряжения на гасящем резисторе. В результате при работе лампы потенциалы анода и экранирующей сетки будут меняться, но по-разному. Поэтому характеристики лампы в таком промежуточном режиме будут выходить из начала координат (как пентодные), но внутреннее сопротивление лампы при таком включении будет небольшим (как у триода).

Промежуточный режим пентода применяется редко, например когда требуется расширить область отрицательных напряжений на сетке при том же напряжении анодного питания.

Несколько способов подачи напряжения на экранирующую сетку лампы показаны на рис. 7.2, а, б, в, г, д. Лучший из них с точки зрения обеспечения постоянства  $U_{a0}$  — применение отдельного источника э. д. с., внутреннее сопротивление которого мало по сравнению с внутренним сопротивлением  $R_{ia}$  промежутка экранирующая сетка — катод (рис. 7.2, а). Однако этот способ неудобен из-за необходимости иметь отдельный источник э. д. с. Поэтому чаще применяются схемы, в которых для питания экранирующей сетки используется источник анодного питания  $E_a$  с делителями напряжения (рис. 7.2, б, в) и гасящим резистором (рис. 7.2, г).

Так как с изменением входного сигнала лампы ток экранирующей сетки изменяется, то в этих схемах приняты меры к поддержанию  $U_{a0}$  неизменным. Например, в схеме рис. 7.2, б ток через дели-

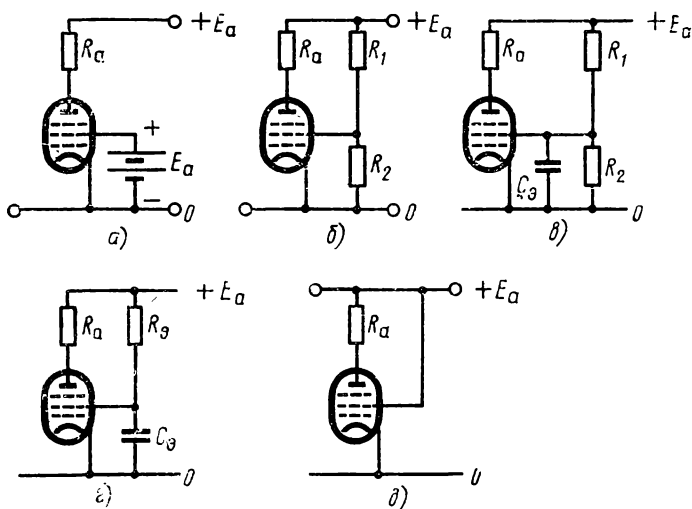


Рис. 7.2. Способы подачи напряжения на экранирующую сетку лампы

тель  $R_1 - R_2$  значительно больше тока экранирующей сетки и поэтому последний мало влияет на  $U_{э0}$ . Для уменьшения возможных колебаний  $U_{э0}$  при работе с переменным входным сигналом между экранирующей сеткой и катодом применяют конденсатор  $C_э$ . Его емкость выбирают такой величины, чтобы емкостное сопротивление этого конденсатора на самой низкой рабочей частоте  $\omega_n$  входного сигнала было ничтожно малым по сравнению с полным сопротивлением цепи его разряда:

$$\frac{1}{\omega_n C_э} \ll \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{iэ}}}, \quad (7.3)$$

где  $R_{iэ}$  — внутреннее сопротивление промежутка экранирующая сетка — катод.

Это условие можно представить в виде

$$\frac{T_n}{2\pi} \ll \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{iэ}}} C_э = \tau_э,$$

или

$$\tau_э \gg T_n, \quad (7.4)$$

где  $\tau_э$  — постоянная времени цепи разряда (заряда) конденсатора  $C_э$ ;  $T_n$  — период входного сигнала наименьшей частоты.

При наличии конденсатора  $C_э$  ток через делитель  $R_1 - R_2$  может быть несколько уменьшен, что увеличивает экономичность каскада.

Если входным сигналом лампы является только переменный сигнал, напряжение  $U_{э0}$  подают через гасящий резистор с включением между экранирующей сеткой и катодом конденсатора (см. рис. 7.2, з). Величину  $R_э$  определяют по известному напряжению на экранирующей сетке  $U_{э0}$ , току экранирующей сетки и напряжению источника питания  $E_a$ . Емкость конденсатора  $C_э$  находят из условия (7.4), где

$$\tau_э = C_э \frac{R_{iэ} R_э}{R_{iэ} + R_э}. \quad (7.5)$$

Напряжение на экранирующую сетку лампы с переменной крутизной характеристики подают, используя схемы рис. 7.2, а, б, в. Они обеспечивают постоянство напряжения  $U_{э0}$  как при быстрых изменениях напряжения на управляющей сетке (входном сигнале), так и при медленных изменениях  $U_{с0}$  (сигнал, управляющий крутизной характеристики).

Наконец, в тех случаях, когда для номинального режима  $U_{э0} = U_{а0}$ , что часто имеет место для мощных выходных пентодов (тетродов), питание экранирующей сетки осуществляют по схеме рис. 7.2, д.

Для получения максимальной амплитуды выходного напряжения и мощности при данном входном сигнале сопротивление анодной нагрузки тетрода и пентода определяется из соотношения

$$R_{a.опт} = \frac{E_a - U_{a.п}}{I_{a.п}}, \quad (7.6)$$

где  $U_{a.п}$  и  $I_{a.п}$  — напряжение между анодом и катодом лампы и анодный ток, соответствующие области перегиба ее анодной характеристики.

Это подтверждается рис. 7.3, а, из которого видно, что при данной величине  $E_a$  и амплитуде входного сигнала (для примера — синусоидального) увеличение сопротивления  $R_a$  от  $R_{a1}$  вызывает рост амплитуды выходного напряжения при почти неизменной амплитуде анодного тока. Однако при превышении значения  $R_a = R_{a3}$  возникают значительные искажения формы кривых выходного напряжения и тока (например, при  $R_{a4}$ ). Поэтому положение линии нагрузки, соответствующее  $R_a = R_{a3}$ , является оптимальным, так как обеспечивает получение максимального выходного напряжения почти максимальной амплитуды анодного тока и, следовательно, максимальной выходной мощности (в данных условиях) при минимальных нелинейных искажениях.

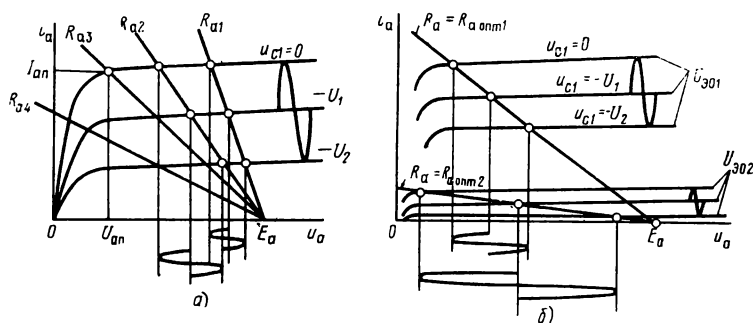


Рис. 7.3. Выбор анодной нагрузки для экранированной лампы

Сравнив рис. 7.3, а с рис. 6.14, можно сделать вывод, что условия выбора оптимальной нагрузки для транзисторов и экранированных ламп из-за подобию характеристик аналогичны.

Пока говорилось о выборе оптимальной нагрузки лампы при данном фиксированном напряжении на экранирующей сетке, величину которого рекомендуют в справочниках, но иногда от этих рекомендаций можно отступить. В частности, для данного каскада можно получить коэффициент усиления по напряжению, заметно превышающий его значение, соответствующее сопротивлению  $R_a = R_{a.опт}$ , найденное из (7.6).

Действительно, пусть при напряжении на экранирующей сетке  $u_{г1} = U_{г1.опт}$  оптимальное сопротивление нагрузки равно  $R_{a.опт1}$

(рис. 7.3, б). Если теперь значительно снизить напряжение на экранирующей сетке (например, до 15—30 вместо 100—150 В), то при тех же напряжениях на управляющей сетке все характеристики пойдут ниже. Поэтому оптимальное значение  $R_a = R_{a.опт2}$ , найденное при  $u_{э} = U_{э02}$ , окажется большим, чем  $R_{a.опт1}$ . В результате наибольшее выходное напряжение при том же входном сигнале и, следовательно, максимальный коэффициент усиления по напряжению при  $u_{э} = U_{э02}$  будет большим, чем при  $u_{э} = U_{э01}$ .

Все сказанное справедливо при выборе резистора анодной нагрузки лампы с экранирующей сеткой.

### § 7.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА ПЕНТОДЕ (ТЕТРОДЕ)

Схема простейшего усилительного каскада на пентоде показана на рис. 7.4. Питание экранирующей сетки лампы можно осуществлять одним из способов, показанных на рис. 7.2. Напряжение начального смещения на управляющую сетку выбирается по рекомендациям § 6.2.

Так как схема включения пентода (и тетрода) по структуре аналогична схеме включения триода, то для нее также справедливы основные соотношения § 6.4.

Так, при работе с отрицательным смещением на управляющей сетке (без сеточного тока) коэффициент усиления каскада на пентоде определяется зависимостью (6.5), одинаково справедливой для любого электронного прибора, входное сопротивление которого можно считать бесконечно большим. Если положить  $R_i \gg R_a$ , что имеет место для экранированных ламп (см. рис. 7.3 а), то уравнение (6.5) для схемы на тетроде и пентоде примет вид

$$K_a = - \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \approx - S R_a. \quad (7.7)$$

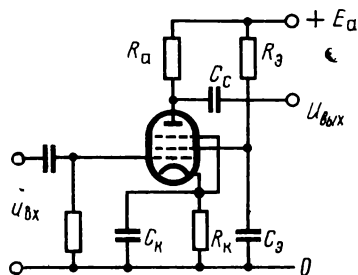


Рис. 7.4. Усилительный каскад на пентоде

Если каскад рис. 7.4 используется в качестве усилителя тока, то выражение для крутизны характеристики в соответствии с (6.8) и с учетом условия  $R_i \gg R_a$  можно записать как

$$S_{yc} \approx S. \quad (7.8)$$

Тогда мгновенная выходная мощность в соответствии с (6.9) будет равна

$$P_{R\sim} \approx S^2 R_a u_{БХ}^2. \quad (7.9)$$

Режим пентода по постоянному току в отличие от триода обеспечивается тремя независимыми напряжениями:  $U_{с0}$ ,  $U_{э0}$  и  $E_a$ . Но

из-за недостатка в справочниках семейств-характеристик с различными напряжениями  $U_{э0}$  приходится снимать эти характеристики экспериментально или выбирать режим пентода для напряжений  $U_{э0}$ , соответствующих имеющимся семействам анодных характеристик.

Расчеты схем на пентодах производят графически или аналитически с помощью уравнения (3.5) идеализированных характеристик, которое для характеристик пентода имеет вид

$$i_a = \frac{u_{a.к} + E_{п} + \mu u_{c1к}}{R_i} = \frac{u_{a.к} + \mu u_{c1к}}{R_i} + I_{п}, \quad (7.10)$$

где  $u_{a.к}$  и  $u_{c1к}$  — напряжения соответственно анод — катод и управляющая сетка — катод;  $E_{п}$  — напряжение приведения, определяемое как напряжение, отсекаемое на оси абсцисс продолжением линии рабочего участка характеристики, снятой для данного напряжения  $U_{э0}$  и нулевого напряжения на управляющей сетке;  $I_{п}$  — ток, соответствующий точке пересечения касательной к линии рабочей области характеристики, снятой для данного  $U_{э0}$  и  $u_{c1к}=0$ , с осью ординат.

При подстановке в (7.10) необходимо брать абсолютное значение  $E_{п}$ , а для напряжения  $u_{c1к}$  учитывать его отрицательный знак.

Порядок расчета схем на пентодах с использованием (7.10) аналогичен описанному в § 6.4.

К. п. д. схем на пентодах выше, чем на триодах, и немного ниже, чем в схемах на транзисторах (если не считать затрат мощности на питание цепи нагрева катода и экранирующей сетки). Это объясняется лучшим использованием рабочей области на характеристиках пентодов и особенно транзисторов.

Выходное сопротивление каскада на пентоде  $R_{вых}$  выражается зависимостью (6.16), однако если учесть, что  $R_i \gg R_a$ , то, для пентода

$$R_{вых} \approx R_a. \quad (7.11)$$

Входное сопротивление схемы на пентоде  $R_{вх.п}$  практически не отличается от  $R_{вх.т}$  схемы на триоде и зависит в основном от величины сопротивления утечки сетки  $R_c$ .

Входная емкость каскада на пентоде выражается (6.19). Однако если для каскада на триоде основную роль играло слагаемое  $C_{a.c}(1+K)$ , как наибольшее, то при использовании пентода, у которого проходная емкость  $C_{a.c}$  значительно меньше, чем у триода, этим слагаемым можно пренебречь. Таким образом, уравнение (6.19) для пентода имеет вид

$$C_{вх} \approx C_{монт} + C_{c.к}. \quad (7.12)$$

Таким образом, благодаря меньшей входной емкости для усилительного каскада на пентоде (тетроде) по сравнению с каскадом на триоде характерны более высокие к. п. д., коэффициент усиления, крутизна характеристики и лучшие частотные зависимости.

Благодаря дополнительному управляющему электроду схему на пентоде (или тетроде) можно применить в качестве преобразователя частоты, так как величина коэффициента усиления  $\mu$  лампы и ее крутизна характеристики  $S$  по управляющей схеме изменяются с изменением напряжения на экранирующей сетке. Схема простейшего преобразователя частоты на пентоде показана на рис. 7.5. В этой схеме на управляющую сетку поступает входной сигнал  $u_{вх} = U_{вх} \sin \omega_c t$ , частоту которого нужно изменить (преобразовать), а на третью сетку — сигнал от вспомогательного генератора — гетеродина с постоянной амплитудой  $u_r = U_{гм} \sin \omega_r t$ . В качестве анодной нагрузки пентода применяют колебательный контур, настроенный на частоту  $\omega_{рез}$ , равную в зависимости от необходимости сумме или разности частот  $\omega_c$  и  $\omega_r$ .

В соответствии с (7.7) коэффициент усиления этого каскада равен

$$K_u \approx -SZ_{0e}, \quad (7.13)$$

где  $Z_{0e}$  — эквивалентное сопротивление колебательного контура.

Зависимость крутизны характеристики пентода от напряжения на третьей сетке  $u_3$  можно выразить приближенно

$$S = qu_3, \quad (7.14)$$

где  $q$  — коэффициент пропорциональности.

Учитывая, что

$$u_3 = u_r = U_{гм} \sin \omega_r t, \quad (7.15)$$

и подставив (7.15) в (7.14), можно с учетом (7.8) для переменной составляющей анодного тока записать

$$\begin{aligned} i_{a\sim} &= Su_{вх} = qu_r u_{вх} = qU_{гм} U_{вх} \sin \omega_c t \sin \omega_r t = \\ &= \frac{1}{2} qU_{гм} U_{вх} \cos(\omega_c - \omega_r) - \frac{1}{2} qU_{гм} U_{вх} \cos(\omega_c + \omega_r). \end{aligned} \quad (7.16)$$

Таким образом, переменная составляющая анодного тока лампы в этом случае содержит составляющие с частотами  $\omega_c + \omega_r$  и  $\omega_c - \omega_r$ .

Заметим, что кроме этих составляющих анодный ток пентода будет содержать также высшие гармонические составляющие частот сигнала  $\omega_c$  и гетеродина  $\omega_r$ , которые в данных выкладках не учтены, так как их наличие не влияет на ход рассуждений.

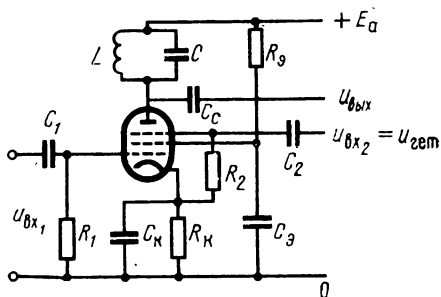


Рис. 7.5. Пентод в режиме преобразователя частоты



Ток с частотой, равной резонансной, создаст на колебательном контуре падение напряжения

$$u_{\text{вых}} \approx \frac{1}{2} q U_{\text{гм}} U_{\text{вхм}} Z_{0\text{е рез}} \cos \omega_{\text{рез}} t. \quad (7.17)$$

Из (7.16) можно найти крутизну преобразования, определяемую как отношение амплитуды составляющей анодного тока преобразованной (суммарной или разностной) частоты к амплитуде входного сигнала:

$$S_{\text{пр}} = \frac{\frac{1}{2} q U_{\text{гм}} U_{\text{вхм}}}{U_{\text{вхм}}} = \frac{1}{2} q U_{\text{гм}}. \quad (7.18)$$

Так как крутизна преобразования зависит от амплитуды напряжения гетеродина, то последнюю желательно иметь возможно большей. Максимальная амплитуда  $U_{\text{гм}}$  ограничена линейным участком реальной характеристики  $S = f(u_3)$ .

В качестве управляющего электрода для подачи напряжения гетеродина можно использовать и вторую экранирующую сетку пентода. Выбор второй или третьей сетки пентода для этой цели определяется возможностью получения большей крутизны преобразования в каждом конкретном случае.

## ГЛАВА ВОСЬМАЯ

### ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

---

#### § 8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилители классифицируют по роду входного и выходного сигналов; частотному диапазону изменения входного сигнала; виду амплитудной характеристики; способу выделения полезного выходного сигнала.

Сигналами на входе и на выходе усилителя могут быть напряжения и токи, между которыми имеют место соотношения:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вх}} &= i_{\text{вх}} R_{\text{вх.сх}}; \\ u_{\text{вых}} &= i_{\text{вых}} R_{\text{н}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

В зависимости от назначения усилителя интересуются входными и выходными сигналами в следующих комбинациях:

- 1) входное напряжение — выходное напряжение (усилитель напряжения);
- 2) входное напряжение — выходной ток (усилитель тока);
- 3) входной ток — выходное напряжение;
- 4) входной ток — выходной ток.

Последние два вида усилителей общепринятых названий не имеют, так как применяются сравнительно редко.

Коэффициенты передачи усилителя для этих комбинаций соответственно имеют вид:

$$\begin{aligned} K_u &= \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = K; \\ S_u &= \frac{i_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} \left[ \frac{\text{мА}}{\text{В}} \right]; \\ S_i &= \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} \left[ \frac{\text{В}}{\text{мА}} \right]; \\ K_i &= \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}}. \end{aligned} \quad (8.2)$$

Так как входным сигналом основной схемы включения электронного прибора, как это принято в § 3.3, является напряжение, то первые два коэффициента передачи ( $K_u$  и  $S_u$ ) можно назвать основным коэффициентом усиления и основной крутизной характеристики усилителя.

Сопоставляя (8.1) и (8.2), устанавливают зависимость между этими коэффициентами передачи:

$$K_i \frac{R_H}{R_{\text{вх.сх}}} = \frac{S_i}{R_{\text{вх.сх}}} = K_u = S_u R_H. \quad (8.3)$$

Соотношение (8.3) позволяет определить требования к входным и выходным сопротивлениям усилителя, а также к основным коэффициентам передачи для усилителей с различной комбинацией входного и выходного сигналов.

Если на выходе усилителя требуется при данной величине входного сигнала иметь возможно большее выходное напряжение и выходной ток в нагрузке, т. е. возможно большую отдаваемую в нагрузку мощность, то такой усилитель называют усилителем мощности. Мгновенная выходная мощность усилителя, как это следует из (3.59), (3.47) и (3.47а), равна

$$P_{\text{вых}} = u_{\text{вых}} i_{\text{вых}} = K_u S_u u_{\text{вх}}^2 = S_u^2 R_H u_{\text{вх}}^2 = \frac{K_u^2}{R_H} u_{\text{вх}}^2. \quad (8.4)$$

Построение схем усилителей также зависит от диапазона изменения частоты его входного сигнала.

Поэтому по частотным признакам их можно разделить на усилители:

1) низкой частоты (УНЧ), коэффициент передачи которых остается приблизительно постоянным в пределах звукового диапазона частот, т. е. ориентировочно от нескольких десятков герц до нескольких тысяч или десятков тысяч герц;

2) высокой частоты (УВЧ), предназначенные для усиления сигналов какой-либо одной частоты или узкого диапазона частот (в пределах нескольких процентов от основной частоты), если эта основная частота составляет величину в пределах от нескольких десятков и более килогерц. Так как эти усилители, как правило, содержат резонансные контуры высокой частоты, то их называют также резонансными;

3) узкополосные, диапазон частот которых ограничен узкой полосой частот, расположенной в пределах звукового диапазона;

4) полосовые, предназначенные для усиления сигналов, частота которых меняется в пределах некоторой полосы, обычно в области радиочастот. Полосовые усилители промежуточной частоты, применяемые в радиотехнике, называются усилителями промежуточной частоты (УПЧ);

5) широкополосные, коэффициент передачи которых остается приблизительно неизменным в диапазоне частот от десятков, единиц или долей герца до единиц, десятков или сотен мегагерц.

В зависимости от вида амплитудной характеристики усилители делятся на:

1) линейные, для которых коэффициент передачи остается неизменным в рабочем диапазоне изменения входного сигнала, начиная от нулевого значения;

2) нелинейные, их выходной сигнал связан с входным нелинейной зависимостью.

Чаще других применяются нелинейные усилители с логарифмической и квадратичной зависимостями.

Частным случаем нелинейного усилителя являются усилители с релейной характеристикой. Выходной сигнал таких усилителей изменяется скачком при достижении входным сигналом определенного значения, называемого уровнем срабатывания.

Одновременно с усилением сигнала усилитель может выполнять функцию ограничения амплитуды сигнала. Такие усилители называются усилителями-ограничителями.

В зависимости от схемного решения задачи отделения выходного сигнала усилителя от постоянной составляющей напряжения на электронном приборе (или тока покоя через прибор) различают усилители:

1) с емкостной связью, в которых выходной сигнал передается на внешнюю нагрузку через конденсатор (рис. 8.1, а);

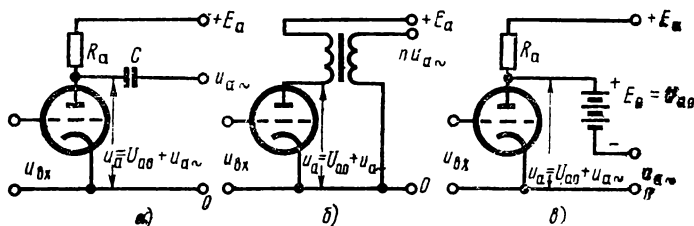


Рис. 8.1. Способы отделения выходного сигнала с помощью:  
а — конденсатора; б — трансформатора; в — гальванической связи

2) с трансформаторной связью (рис. 8.1, б), где переменная составляющая напряжения или тока (т. е. выходной сигнал) отделяется от постоянной с помощью трансформатора;

3) с гальванической или непосредственной связью (рис. 8.1, в), в которых постоянная составляющая напряжения или тока электронного прибора компенсируется с помощью специального источника постоянного напряжения или тока, включенного встречно.

Очевидно, усилители с емкостной и трансформаторной связью могут применяться лишь в случаях, когда входным сигналом является переменное напряжение или ток, частота которых позволяет использовать конденсатор или трансформатор рациональных размеров. Усилитель с гальванической связью может работать в весьма широком диапазоне частот. Однако в силу нестабильности во времени питающих напряжений, параметров электронных приборов и элементов схемы компенсация постоянной составляющей напряжения или тока в таких усилителях нарушается. В результате на выходе появляется ложный сигнал небаланса, который не

всегда можно отличить от полезного сигнала. Поэтому усилители с гальванической связью, несмотря на хорошие частотные свойства, применяются тогда, когда невозможно использовать усилители с емкостной или трансформаторной связью.

Наконец, есть усилители для выполнения арифметических операций сложения и вычитания, а также математических операций дифференцирования и интегрирования. Эти усилители соответственно называются суммирующими, вычитающими, дифференцирующими и интегрирующими. Два последних вида усилителей иногда называют операционными.

## § 8.2. УСИЛИТЕЛЬ С ЕМКОСТНОЙ СВЯЗЬЮ

Схема каскада усилителя с емкостной связью на электронной лампе показана на рис. 8.2, а. На этой схеме резистор  $R_c$  и конденсатор  $C_{вх}$  представляют собой активную и емкостную составляющие нагрузки, на которую работает рассматриваемый каскад. В отдельных случаях эта нагрузка может содержать также и индуктивность, что требует специального рассмотрения.

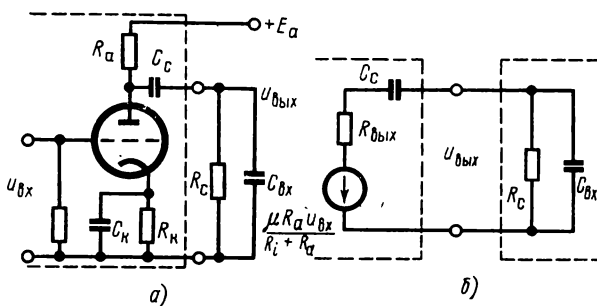


Рис. 8.2. Каскад усилителя с емкостной связью:  
а — схема каскада; б — эквивалентная схема

Режим лампы в этой схеме, определяемый напряжениями между анодом и катодом ( $u_{a,k}$ ) и между сеткой и катодом ( $u_{c,k}$ ), обеспечивается выбором определенных значений резисторов  $R_k$  и напряжения анодного питания  $E_a$ . Величина  $R_a$  влияет одновременно как на режим лампы, так и на характеристики усилительного каскада по переменным составляющим. С другой стороны, соответствующим выбором  $R_k$  и  $E_a$  можно при любом  $R_a$  поставить лампу в требуемый режим. Поэтому, как правило, при разработке усилителя резистор  $R_a$  выбирают, исходя из требований, определенных характеристиками усилителя по переменным составляющим, а с помощью величин  $R_k$  и  $E_a$  задают режим лампы.

Для анализа характеристик этой схемы по переменным составляющим удобно воспользоваться эквивалентной схемой, изображенной на рис. 8.2, б.

В отличие от рис. 6.12 в этой схеме последовательно с внутренним сопротивлением  $R_{\text{вых}}$  эквивалентного генератора включен конденсатор  $C_c$ . Он введен в схему для того, чтобы не пропускать постоянную составляющую напряжения на аноде лампы в нагрузку, и, следовательно, должен иметь такую емкость, при которой падением переменного напряжения на нем  $u_{C_c}$  можно пренебречь по сравнению с напряжением выходного сигнала на нагрузке  $u_{\text{вых}}$ . Однако с понижением частоты входного сигнала реактивное сопротивление  $X_{C_c}$  этого конденсатора растет и на достаточно низких частотах становится соизмеримым с  $R_{\text{вых}}$ .

Также следует учитывать емкость  $C_{\text{вх}}$ , реактивное сопротивление которой  $X_{C_{\text{вх}}}$ , уменьшаясь с повышением частоты входного сигнала, становится соизмеримым с выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}}$ , шунтируя его.

Рассматривая выходную цепь эквивалентной схемы рис. 8.2, б, запишем

$$\dot{U}_{\text{вых}} = K \dot{U}_{\text{вх}} \frac{\frac{R_c \frac{1}{j\omega C_{\text{вх}}}}{R_c + \frac{1}{j\omega C_{\text{вх}}}}}{R_{\text{вых}} + \frac{1}{j\omega C_c} + \frac{R_c \frac{1}{j\omega C_{\text{вх}}}}{R_c + \frac{1}{j\omega C_{\text{вх}}}}} \quad (8.5)$$

Учитывая, что

$$K = - \frac{\mu R_a}{R_i + R_2},$$

а

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a},$$

выражение (8.5) после несложных преобразований перепишем в следующем виде:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = - \frac{\mu \dot{U}_{\text{вх}}}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c} + \frac{C_{\text{вх}}}{C_c} \cdot \frac{R_i + R_a}{R_a} + j \left( \omega C_{\text{вх}} R_i - \frac{R_i + R_a}{\omega C_c R_a R_c} \right)} \dots \quad (8.6)$$

Отсюда коэффициент усиления каскада равен

$$K_u = - \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = - \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c} + \frac{C_{\text{вх}}}{C_c} \cdot \frac{R_i + R_a}{R_a} + j \left( \omega C_{\text{вх}} R_i - \frac{R_i + R_a}{\omega C_c R_a R_c} \right)} \quad (8.7)$$

Обычно в усилителях с емкостной связью имеет место неравенство

$$C_{\text{вх}} \ll C_c,$$

поэтому слагаемым в знаменателе (8.7), содержащим отношение  $C_{вх}/C_c$ , можно пренебречь по сравнению с единицей, даже несмотря на то что его множитель  $\frac{R_i + R_a}{R_a} > 1$ .

Если теперь разделить числитель и знаменатель выражения (8.7) на сумму  $1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}$  и ввести обозначения:

$$\frac{-\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} = K_0; \quad (8.8)$$

$$\frac{R_i}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c}} = R_{в.ч}; \quad (8.9)$$

$$\frac{R_i + R_a}{R_a R_c \left(1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}\right)} = \frac{1}{R_c + \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}} = \frac{1}{R_{н.ч}}, \quad (8.10)$$

где

$$R_c + \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} = R_{н.ч},$$

то окончательное выражение для коэффициента усиления усилителя с емкостной связью будет иметь вид

$$\dot{K} = \frac{K_0}{1 + j\left(\omega\tau_{в} - \frac{1}{\omega\tau_{н}}\right)}, \quad (8.11)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \tau_{в} &= C_{вх} R_{в.ч}; \\ \tau_{н} &= C_c R_{н.ч}. \end{aligned} \right\} \quad (8.12)$$

Величины  $\tau_{в}$  и  $\tau_{н}$  называются постоянными времени соответственно высших и низших частот рабочего диапазона усилителя.

С математической точки зрения коэффициент  $K_0$ , как видно из (8.8) и (8.11), представляет собой коэффициент усиления усилительного каскада, в котором емкость конденсатора  $C_{вх}$  равна нулю, а конденсатора  $C_c$  — бесконечно велика. Физически это означает, что коэффициент усиления каскада равен  $K_0$  на тех частотах, которые уже настолько велики, что можно пренебречь емкостным сопротивлением конденсатора  $C_c$ , и в то же время достаточно малы, чтобы можно было пренебречь шунтирующим влиянием конденсатора  $C_{вх}$ . Очевидно, эти частоты находятся в средней части рабочего диапазона усилителя.

Сопротивление  $R_{в.ч}$  как видно из (8.9), равно параллельному соединению трех сопротивлений:  $R_i$ ,  $R_a$  и  $R_c$ . Это сопротивление определяет постоянную времени  $\tau_{в}$  заряда и разряда конденсатора  $C_{вх}$  при замкнутом накоротко конденсаторе  $C_c$ . Такое условие

возможно, так как за время, соизмеримое с постоянной времени  $\tau_b$ , напряжение на конденсаторе  $C_c$  не успеет заметно измениться ( $C_c \gg C_{bx}$ ). Аналогично, сопротивление  $R_{н.ч}$ , состоящее, как следует из (8.10), из последовательно соединенных сопротивлений  $R_c$  и параллельного включения  $R_i$  и  $R_a$ , определяет постоянную времени  $\tau_n$  заряда и разряда конденсатора  $C_c$  при условии, что конденсатор  $C_{bx}$  отсутствует (или не влияет на процессы в схеме). Это условие правомерно, так как напряжение на конденсаторе  $C_{bx}$ , имеющем малую по сравнению с  $C_c$  емкость, будет успевать изменяться за время, значительно меньшее  $\tau_n$ .

Из (8.11) можно получить уравнения для построения амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик:

$$k = \frac{|K_0|}{\sqrt{1 + \left(\omega\tau_b - \frac{1}{\omega\tau_n}\right)^2}}; \quad (8.13)$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_n} - \omega\tau_b\right) + \pi. \quad (8.14)$$

Угол  $\pi$  в (8.14) показывает, что напряжения на аноде и сетке лампы меняются в противофазе (сдвинуты на угол  $\pi$ ) независимо от частоты сигнала.

Как видно из (8.13), при  $\omega=0$  коэффициент передачи  $k$  также равен нулю, так как конденсатор  $C_c$  не пропускает сигнал нулевой частоты. По мере роста частоты  $\omega$  первое слагаемое в скобках в знаменателе выражения (8.13) растет начиная с нулевого значения, тогда как второе слагаемое уменьшается от весьма большого значения (при  $\omega \rightarrow 0$   $\frac{1}{\omega\tau_n} \rightarrow \infty$ ). Поэтому при малых значениях  $\omega$  первым слагаемым ( $\omega\tau_b$ ) можно пренебречь по сравнению со вторым ( $\frac{1}{\omega\tau_n}$ ). Тогда выражение для  $k_n$  будет.

$$k_n \approx \frac{|K_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_n}\right)^2}}. \quad (8.15)$$

Индекс «н» у модуля коэффициента передачи в (8.15) означает, что оно справедливо только для малых значений частоты  $\omega$  (т. е. для низших частот рабочего диапазона усилителя).

С дальнейшим повышением частоты рост  $k$  замедляется, так как слагаемые  $\omega\tau_n$  и  $\frac{1}{\omega\tau_n}$  становятся соизмеримыми. Величина  $k$  достигнет максимума при частоте  $\omega_0$ , когда разность этих слагаемых станет равной нулю, что произойдет при  $\omega = \omega_0$ :

$$\omega_0\tau_b - \frac{1}{\omega_0\tau_n} = 0,$$

откуда

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau_b\tau_n}. \quad (8.16)$$



Частота  $\omega_0$  называется частотой квазирезонанса. При  $\omega = \omega_0$  модуль коэффициента передачи усилительного каскада равен  $|K_0|$ .

Далее модуль коэффициента передачи  $k$  с повышением частоты  $\omega > \omega_0$  снова уменьшается, так как слагаемое  $\omega\tau_b$  в скобках в знаменателе выражения (8.13) теперь превышает  $\frac{1}{\omega\tau_H}$ , а на достаточно высоких частотах можно считать, что  $\omega\tau_b \gg \frac{1}{\omega\tau_H}$ . Тогда уравнение (8.13) будет иметь вид

$$k_b \approx \frac{|K_0|}{\sqrt{1 + (\omega\tau_b)^2}}. \quad (8.17)$$

Индекс «в» в уравнении (8.17) означает, что оно справедливо только для достаточно больших значений частоты  $\omega$  (т. е. для высших частот рабочего диапазона усилителя).

Амплитудно-частотная характеристика одного каскада усилителя с емкостной связью показана на рис. 8.3, а.

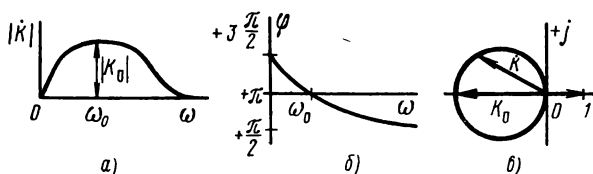


Рис. 8.3. Характеристики каскада усилителя с емкостной связью:

а — амплитудно-частотная; б — фазочастотная; в — амплитудно-фазовая

Проводя аналогичные рассуждения, исходя из уравнения (8.14) можно рассмотреть ход фазочастотной характеристики (рис. 8.3, б).

Пользуясь амплитудно-частотной и фазочастотной характеристиками рассматриваемого усилителя, нетрудно построить его амплитудно-фазовую характеристику (рис. 8.3, в).

Границы частотного диапазона усилителя с емкостной связью обычно определяют, полагая, что на частотах  $\omega_H$  и  $\omega_B$  коэффициенты усиления в  $\sqrt{2}$  раз меньше  $|K_0|$ . Таким образом, записав

$$\frac{|K_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H\tau_H}\right)^2}} \approx \frac{|K_0|}{\sqrt{2}}$$

и

$$\frac{|K_0|}{\sqrt{1 + (\omega_B\tau_b)^2}} \approx \frac{|K_0|}{\sqrt{2}},$$

найдем:

$$\left. \begin{aligned} \omega_H &\approx \frac{1}{\tau_H}; \\ \omega_B &\approx \frac{1}{\tau_B}. \end{aligned} \right\} \quad (8.18)$$

Эти уравнения позволяют установить однозначную зависимость между нижней и верхней границами частотного диапазона усилителя и соответствующими постоянными времени.

Из (8.8) с учетом (8.9) получим зависимость

$$K_0 = \frac{-\mu R_i}{\left(1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}\right) R_i} = -SR_{B, \text{ч}}. \quad (8.19)$$

Из (8.12) следует  $\tau_B \approx C_{B\text{X}} R_{B, \text{ч}}$ , а из (8.18)  $\omega_B = 1/\tau_B$ , тогда

$$R_{B, \text{ч}} = \frac{1}{\omega_B C_{B\text{X}}}.$$

Подставляя выражение для  $R_{B, \text{ч}}$  в (8.19), будем иметь

$$|K_0| = \frac{S}{\omega_B C_{B\text{X}}},$$

откуда

$$|K_0| \omega_B = \frac{S}{C_{B\text{X}}}. \quad (8.20)$$

Это выражение можно сформулировать следующим образом: произведение модуля коэффициента усиления на частоте квазирезонанса на верхнюю частоту полосы пропускания усилительного каскада есть величина постоянная для лампы с данной крутизной  $S$  характеристики, равная отношению крутизны  $S$  к величине входной емкости каскада.

На рис. 8.4 произведение  $|K_0| \omega_B$  представляет собой площадь заштрихованного прямоугольника. Поэтому уравнение (8.20) выражает так называемый закон постоянства площади усиления. Действительно, если в каскаде на данной лампе изменять резистор анодной нагрузки  $R_a$ , то  $|K_0|$  и  $\omega_B$  будут изменяться так, что их произведение останется неизменным. Поэтому с изменением  $R_a$  в данном усилительном каскаде можно получить любую из частотных характеристик 1—4, изображенных на рис. 8.4, где заштрихованные площади равновелики.

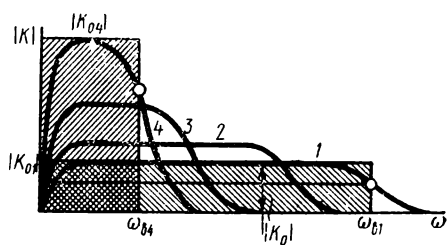


Рис. 8.4. Закон постоянства площади усиления

Из (8.20) можно найти предельное значение частоты  $\omega_v$ , т. е. значение, при котором  $|K_0| = 1$ :

$$\omega_{v, \text{пред}} = \frac{S}{C_{\text{вх}}}. \quad (8.21)$$

Это уравнение показывает, что на лампе с данной крутизной характеристики можно построить усилитель, предельная верхняя частота полосы пропускания которого равна  $\omega_{v, \text{пред}}$ .

В схеме рис. 8.2, а используются триоды и пентоды. Применение последних благодаря большей крутизне характеристики и малой входной емкости позволяет значительно увеличить площадь усиления при сравнительно небольшой полосе пропускания. Так, в диапазоне частот 50 Гц — 10 кГц, используемом для звуковых радиопередатчиков, можно получить усиление по напряжению до 400÷500 на каскад (тогда как на триоде — до 80 на каскад). Каскады с емкостной связью на пентодах лежат в основе построения широкополосных усилителей.

Аналогично можно рассмотреть работу усилителя с емкостной связью на биполярном транзисторе, каскад которого показан на рис. 8.5, а. Нагрузкой этого каскада является резистор  $R_n$ , шунтированный конденсатором  $C_n$ . В частном случае  $R_n$  является входным сопротивлением последующего аналогичного каскада.

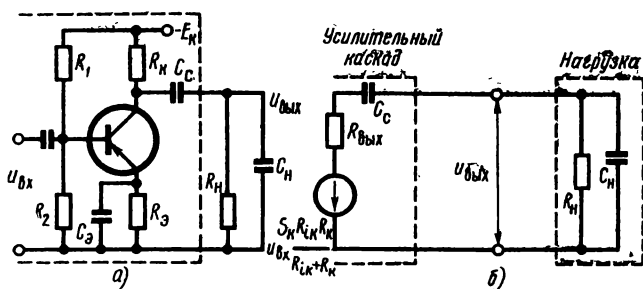


Рис. 8.5. Каскад усилителя с емкостной связью на транзисторе:  
а — принципиальная схема; б — полная эквивалентная схема

Конденсатор  $C_n$  определяет полную емкость, включенную между выходными зажимами данного каскада. Это может быть емкость нагрузки, монтажная или входная емкость последующего каскада усиления. Напряжение на нагрузку передается через конденсатор  $C_c$ , служащий для отделения постоянной составляющей.

Если емкость конденсатора  $C_з$  так велика, что резистор  $R_з$  для переменной составляющей тока считается замкнутым накоротко, то можно, воспользовавшись рис. 6.15, составить эквивалентную схему рассматриваемого каскада (рис. 8.5, б).

Эквивалентная схема рис. 8.5, б совпадает со схемой аналогичного лампового усилителя рис. 8.2, б, однако при работе усилителя на биполярном транзисторе надо учитывать, что в схеме рис. 8.5, б

крутизна  $S_{K\omega}$  транзистора зависит от частоты, как это следует из (6.36).

Учитывая это, из схемы рис. 8.5, б найдем, что коэффициент усиления одного каскада транзисторного усилителя с емкостной связью будет определяться (приближенно) соотношением

$$\dot{K} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx \frac{K_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_S}\right) \left[1 + j\left(\omega\tau_B - \frac{1}{\omega\tau_H}\right)\right]}, \quad (8.22)$$

где

$$K_0 = - \frac{S_K R_{iK}}{1 + \frac{R_{iK}}{R_K} + \frac{R_{iK}}{R_H}} - \quad (8.23)$$

коэффициент усиления на средних частотах;  $\omega_S$  — круговая частота, на который модуль крутизны  $S_K$  транзистора уменьшится в  $\sqrt{2}$  раз;

$$\tau_B \approx C_H \frac{1}{\frac{1}{R_{iK}} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}} - \quad (8.24)$$

постоянная времени высших частот;

$$\tau_H \approx C_c \left( R_H + \frac{R_{iK} R_K}{R_{iK} + R_K} \right) - \quad (8.25)$$

постоянная времени низших частот.

Обычно в усилителях на биполярных транзисторах  $R_H \ll R_{iK}$  и  $R_H \ll R_K$ . Поэтому (8.23) — (8.25) можно упростить:

$$K_0 \approx - S_K R_H; \quad (8.26)$$

$$\tau_B \approx C_H R_H; \quad (8.27)$$

$$\tau_H \approx C_c \frac{R_{iK} R_K}{R_{iK} + R_K}. \quad (8.28)$$

Из (8.22) найдем уравнения характеристик одного каскада усилителя с емкостной связью на биполярных транзисторах: амплитудно-частотной

$$k = \frac{|K_0|}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_S}\right)^2\right] \left[1 + \left(\omega\tau_B - \frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2\right]}}, \quad (8.29)$$

фазочастотной

$$\varphi = \text{arctg}\left(\frac{1}{\omega\tau_H} - \omega\tau_B\right) + \text{arctg}\left(-\frac{\omega}{\omega_S}\right) + \pi. \quad (8.30)$$

Если сравнить все выражения, полученные для транзисторного каскада (см. рис. 8.5, *a*), с соответствующими выражениями, справедливыми для лампового каскада (см. рис. 8.2, *a*), то видно их полную аналогию, кроме уравнения (8.22), которое подобно (8.11) лишь при условии  $\omega \ll \omega_s$ .

Для усилителей с емкостной связью на полевых транзисторах пригодны формулы, полученные ранее для лампового усилителя, так как полевой транзистор является полупроводниковым аналогом электронной лампы (см. § 6.6).

### § 8.3. УСИЛИТЕЛЬ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

Схема каскада этого усилителя дана на рис. 8.6, *a*.

На этой схеме, так же как и на схеме рис. 8.2, *a*,  $R_c$  и  $C_{вх}$  представляют собой внешнюю нагрузку каскада, связь с которой в данном случае осуществляется через трансформатор.

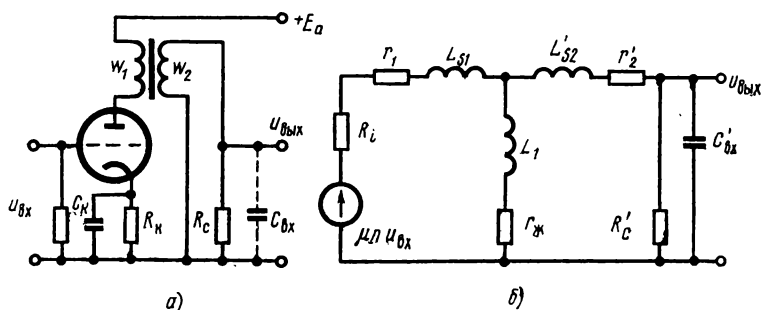


Рис. 8.6. Усилительный каскад с трансформаторной связью:  
*a* — схема каскада; *б* — полная эквивалентная схема

Режим работы триода в каскаде с трансформаторной связью задается выбором резистора  $R_K$  и напряжения анодного питания  $E_a$ , так как падением напряжения на первичной обмотке трансформатора от постоянной составляющей анодного тока обычно можно пренебречь из-за малого ее активного сопротивления. В связи с этим следует заметить, что напряжение на лампе в схеме с трансформаторной связью может при подаче входного сигнала значительно превышать величину  $E_a$ . Это необходимо учитывать при расчетах подобных схем.

Расчет схемы рис. 8.6, *a* по переменным составляющим производят с помощью эквивалентной схемы рис. 8.6, *б*, на которой:  $n = \omega_2 / \omega_1$  — коэффициент трансформации;  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — число витков соответственно первичной и вторичной обмоток;  $r_1$  — активное сопротивление первичной обмотки;  $L_{S1}$  — индуктивность рассеяния первичной обмотки;  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки;  $r_{ж}$  — эквивалентное сопротивление потерь в сердечнике;  $L_{S2}$  — приведен-

ная к первичной обмотке индуктивность рассеяния  $L_{S2}$  вторичной обмотки:  $L'_{S2} = L_{S2} \frac{1}{n^2}$ ;  $r'_2$  — приведенное к первичной обмотке активное сопротивление  $r_2$  вторичной обмотки:  $r'_2 = r_2 \frac{1}{n^2}$ ;  $R'_c = R_c \frac{1}{n^2}$  — приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки;  $C'_{вх} = C_{вх} n^2$  — приведенная к первичной обмотке емкость нагрузки.

На эквивалентной схеме рис. 8.6, б э. д. с. генератора  $\mu U_{вх}$  увеличена в  $n$  раз; этим учитывается эффект трансформации напряжения.

Расчет выходной цепи схемы рис. 8.6, б довольно сложен, поэтому для выяснения происходящих в ней физических процессов целесообразно ввести следующие упрощения:

1. Сопротивлением  $r_{ж}$  можно пренебречь, так как оно обычно мало по сравнению с  $\omega L_1$  даже при самых малых значениях  $\omega$ .

2. Так как  $\omega L_1 \gg \omega L_{S1}$  и  $\omega L_1 \gg L'_{S2}$ , то на низших частотах можно пренебречь влиянием на коэффициент передачи схемы индуктивностей  $L_{S1}$  и  $L'_{S2}$  и емкости  $C'_{вх}$ , а также  $R'_c$ . Поэтому эквивалентная схема в области низших частот принимает вид рис. 8.7, а. На средних частотах сопротивление индуктивности  $L_1$  и емкости  $C'_{вх}$  слишком велико, а индуктивностей  $L_{S1}$  и  $L'_{S2}$  слишком мало, чтобы оказывать сколько-нибудь заметное влияние на коэффициент передачи схемы (рис. 8.7, б). На высших частотах сказываются только  $L_{S1}$ ,  $L'_{S2}$  и  $C'_{вх}$  (рис. 8.7, в).

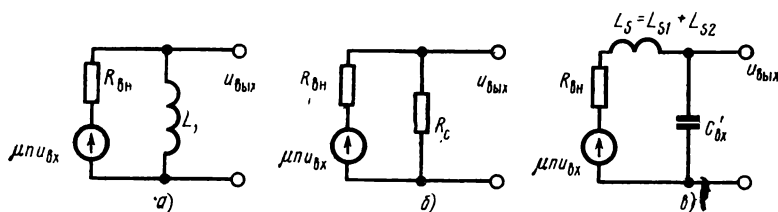


Рис. 8.7. Эквивалентные схемы каскада с трансформаторной связью:  
а — для низших частот; б — для средних частот; в — для высших частот

Сопротивлением  $R_c$  пренебрегать нельзя, так как его применяют для коррекции частотной характеристики. Однако с целью упрощения выкладок рассматривается схема без сопротивления  $R_c$ .

На рис. 8.7, а  $R_{вн} = R_i + r_1$ , а для рис. 8.7, б, в  $R_{вн} = R_i + r_1 + r'_2$ .

Для эквивалентной схемы рис. 8.7, а запишем:

$$\dot{K}_H = \frac{\mu n j \omega_H L_1}{R_{вн} + j \omega_H L_1} \approx \frac{\mu n j \omega_H L_1}{R_{вн}};$$

$$k_H = \frac{\mu n \omega_H L_1}{R_{вн}}. \quad (8.31)$$

Уравнение (8.31) позволяет рассчитать величину  $L_1$  для получения требуемой величины  $k_H$  на данной частоте  $\omega_H$ .

На средних частотах диапазона усилителя коэффициент усиления

$$k_{cp} = \frac{\mu n R'_c}{R_{BH} + R'_c}. \quad (8.32)$$

Наконец, на высших частотах для схемы рис. 8.7, в коэффициент усиления усилителя с трансформаторной связью равен

$$K_B = \frac{\mu n}{1 - \omega_B^2 L_S C'_{BX} + j \omega_B C'_{BX} R_{BH}},$$

откуда

$$k_B = \frac{\mu n}{\sqrt{(1 - \omega_B^2 L_S C'_{BX})^2 + (\omega_B C'_{BX} R_{BH})^2}}. \quad (8.33)$$

Общий вид частотной характеристики усилителя с трансформаторной связью показан на рис. 8.8, а.

На рис. 8.8, б, в построены фазочастотная и амплитудно-фазовая характеристики этого усилителя.

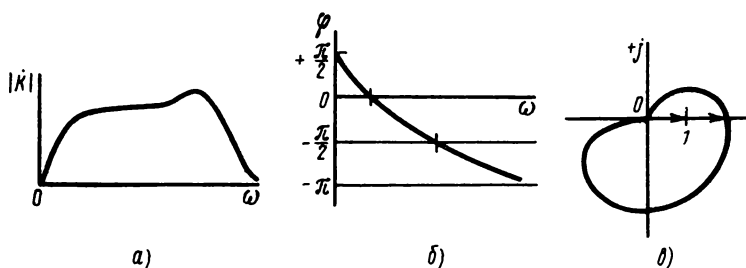


Рис. 8.8. Характеристики каскада усилителя с трансформаторной связью на электронной лампе:

а — амплитудно-частотная; б — фазочастотная; в — амплитудно-фазовая

Основным преимуществом усилителя напряжения с трансформаторной связью перед усилителем с емкостной связью является возможность получения большего усиления на один каскад, в несколько раз превышающего  $\mu$  лампы.

Увеличение коэффициента трансформации позволяет повысить коэффициент усиления каскада, но ведет к ухудшению его частотной характеристики в области высших частот, так как при этом растет  $C'_{BX} = C_{BX} n^2$ . Поэтому практически в схемах с электронными лампами величину  $n$  редко берут большей  $2 \div 4$ .

На рис. 8.9 показана схема усилительного каскада с трансформаторной связью на транзисторе, нагрузкой которого служит вход следующего аналогичного каскада. Особенностью этого каскада по сравнению с каскадом на электронной лампе является весьма низкое сопротивление нагрузки вторичной обмотки трансформатора, благодаря чему в колебательные контуры  $L_1 C_{вх}$  и  $L_2 C_{вх}$  вносится значительное затухание, и их режим делается аperiodическим. Это позволяет помимо допущений, сделанных для схемы рис. 8.6, б, пренебречь влиянием емкости нагрузки (т. е. входной емкости последующего каскада).

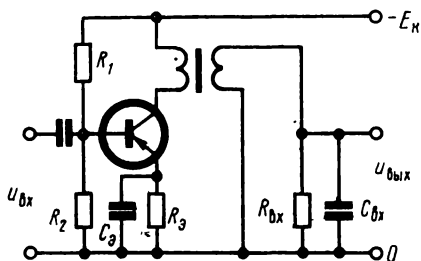


Рис. 8.9. Усилитель с трансформаторной связью на транзисторе

#### § 8.4. УСИЛИТЕЛЬ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ СВЯЗЬЮ

Простейшая схема усилительного каскада с гальванической связью (УГС) была дана на рис. 8.1, в. Напряжение на аноде лампы состоит из постоянной и переменной составляющих:

$$u_a = U_{a0} + u_{a\sim}. \quad (8.34)$$

Если э.д. с. компенсирующей батареи  $E_0$  выбрать равной  $U_{a0}$ , то

$$u_{вых} = u_{a\sim}.$$

Практически равенство  $U_{a0} = E_0$  из-за нестабильности э. д. с. источников питания, параметров электронных приборов и элементов схемы с течением времени нарушается. Это означает, что даже при  $u_{вх} = 0$ , когда  $u_{a\sim}$  также равно нулю, на выходе усилителя появится какое-то начальное напряжение, называемое **напряжением дрейфа**  $u_{др}$ .

Если теперь подать входной сигнал, то выходное напряжение каскада будет состоять из двух слагаемых: усиленного в  $k$  раз входного сигнала и напряжения дрейфа, обусловленного разностью  $U_{a0} - E_0$ . Таким образом, дрейф УГС представляет собой медленное, самопроизвольное изменение во времени выходного напряжения при неизменном напряжении входного сигнала.

Если входным сигналом усилителя является постоянное напряжение, также медленно меняющееся во времени, то, зная коэффициент усиления, по выходному напряжению усилителя при наличии дрейфа нельзя судить о величине его входного сигнала. Чтобы установить, содержится ли в данном выходном сигнале напряжение дрейфа, необходимо отключить источник входного сигнала. Тогда наличие остаточного напряжения на выходе будет свидетельствовать о дрейфе усилителя.



Причинами дрейфа выходного напряжения УГС являются нестабильности во времени и под влиянием окружающей температуры:

- 1) напряжения источников питания управляемой (анодной) и входной (смещение на сетку лампы) цепей;
- 2) напряжения источника питания цепи нагрева катода лампы;
- 3) эмиссии катода лампы;
- 4) величины сопротивлений в схеме.

В УГС на транзисторах помимо перечисленных в п. 1—4 причинами дрейфа являются нестабильности параметров транзистора.

В результате всех этих нестабильностей выходное напряжение УГС при  $u_{вх}=0$  непрерывно меняется во времени, «ползет», произвольно изменяясь в обе стороны около нулевого значения (рис. 8.10, а). В другом случае средний уровень дрейфа имеет тенденцию «уходить» в положительную или отрицательную сторону от нуля (рис. 8.10, б). Такое изменение среднего уровня выходного напряжения УГС может происходить, например, в процессе тренировки катода новой лампы в течение нескольких десятков часов, после чего дрейф снова принимает вид рис. 8.10, а.

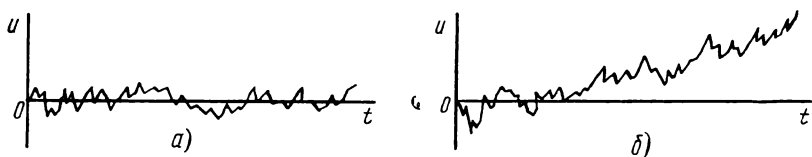


Рис. 8.10. Типовые кривые дрейфа выходного напряжения УГС

Дрейф выходного напряжения УГС оценивают эквивалентным напряжением дрейфа, приведенным ко входу ( $U_{др.вх}$ ). Оно представляет собой напряжение, которое нужно подать на вход усилителя, считая его идеальным (бездрейфовым), чтобы сигнал на выходе был численно равен напряжению за счет дрейфа:

$$U_{др.вх} = \pm \frac{U_{др.вых}}{K}, \quad (8.35)$$

где  $\pm U_{др.вых}$  — положительный и отрицательный уровни напряжения, определяющие границы изменения напряжения дрейфа;  $K$  — коэффициент усиления усилителя.

Если дрейф выходного напряжения УГС имеет вид рис. 8.10, б, то при оценке величины  $U_{др.вх}$  оговаривают время, в течение которого наблюдается данный дрейф. Например, для схем рис. 8.1, в приведенный дрейф  $U_{др.вх}$  составляет десятки милливольт в час для схемы на электронной лампе и сотни милливольт и даже вольты в час для схемы на транзисторе (если не принято дополнительных мер стабилизации).

Величина приведенного ко входу дрейфа определяет минимальный сигнал, который целесообразно усиливать данными УГС.

В многокаскадных УГС дрейф вместе с входным сигналом усиливается всеми каскадами, в результате чего получается значительное напряжение, которое может сильно изменить положение СРТ на характеристиках электронных приборов последних каскадов.

Способы уменьшения дрейфа УГС направлены на стабилизацию напряжения источников питания и сокращение их количества, применение электронных приборов с более стабильными параметрами, включение температурно компенсированных сопротивлений и, наконец, использования специальных схем, например мостовых (балансных).

Так, первым шагом на пути уменьшения дрейфа в схемах рис. 8.1, в является исключение компенсирующей батареи, которую можно заменить падением напряжения на резисторе  $R_2$ , от тока  $i_1$ , протекающего через делитель  $R_1$ — $R_2$ , как это показано на рис. 8.11, а, б для лампового и транзисторного вариантов схемы. Резистор  $R_2$

этого делителя присоединен к катоду лампы (эмиттеру транзистора), чтобы уменьшить потерю усиления из-за изменений падения напряжения на резисторе  $R_K$  ( $R_3$ ) при работе схемы.

В схемах рис. 8.11, а, б внутреннее сопротивление электронного прибора, сопротивление его нагрузки и резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют мостовую схему, на одну диагональ которой через  $R_K$  (или  $R_3$ ) подается питающее напряжение, а со второй диагонали снимается  $u_{вых}$ . Полезный выходной сигнал в мостовой схеме появляется при ее разбалансе подачей входного сигнала, который изменяет э. д. с. эквивалентного генератора, входящего в одно из плеч моста.

Выражения для выходного напряжения схем рис. 8.11, а, б, называемых несимметричными мостовыми каскадами, можно получить с помощью эквивалентных схем, изображенных соответственно на рис. 8.11, в, г, на которых электронные приборы

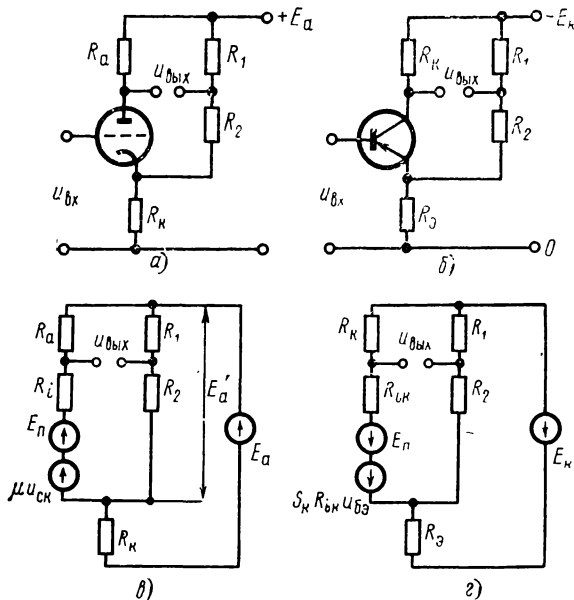


Рис. 8.11. Несимметричные мостовые каскады УГС и их эквивалентные схемы

представлены линейными схемами замещения (см. рис. 3.2, в), составленными на основе (6.11) и (6.30).

Приведенный далее анализ сделан для схемы на электронной лампе, однако все полученные при этом уравнения в полной мере применимы и для транзисторного каскада, для чего в уравнениях необходимо лишь формально заменить соответствующие обозначения.

Для схемы рис. 8.11, в можно записать следующее выражение:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= [E'_a - (\mu u_{\text{вх}} - E_{\text{п}})] \frac{R_i}{R_a + R_i} + \mu u_{\text{вх}} - E_{\text{п}} - E'_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= E'_a \left( \frac{R_i}{R_a + R_i} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) - E_{\text{п}} \frac{R_a}{R_a + R_i} + \mu u_{\text{вх}} \frac{R_a}{R_a + R_i}. \end{aligned} \quad (8.36)$$

Отсюда видно, что выходное напряжение в диагонали моста схемы рис. 8.11, в состоит из трех составляющих:

- зависящей от напряжения анодного питания  $E'_a \equiv E_a$ ;
- обусловленной нелинейностью характеристик лампы, т. е. наличием э. д. с.  $E_{\text{п}}$  эквивалентного генератора;
- полезного выходного сигнала, которая появляется на выходе при подаче входного сигнала.

Если так подобрать величины сопротивлений, что разность в скобках уравнения (8.36) станет равной нулю, то  $u_{\text{вых}}$  не будет зависеть от  $E'_a \equiv E_a$ , т. е.

$$\frac{R_i}{R_a + R_i} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0. \quad (8.37)$$

Это будет означать, что мост сбалансирован по сопротивлениям. Из (8.37) следует, что

$$R_i R_1 = R_a R_2. \quad (8.38)$$

Однако при этом, даже когда  $u_{\text{вх}} = 0$ , напряжение на выходе, как видно из (8.36), не будет равно нулю.

С другой стороны, выходное напряжение моста можно сделать равным нулю (при  $u_{\text{вх}} = 0$ ), но тогда не будет выполнено условие (8.38) и  $u_{\text{вых}}$  будет зависеть от  $E_a$  (мост может быть сбалансирован по  $i_{\text{вых}}$  только при одном значении  $E_a \equiv E'_a$ ). Такой же недостаток имеет и схема рис. 8.11, б. Кроме того, влияние нестабильности напряжения накала или параметров транзистора в этих схемах не компенсируется.

Значительно лучшие результаты по снижению дрейфа получаются в схемах рис. 8.12, а, б, которые отличаются от предыдущих схем схемой резистора  $R_2$  вторым электронным прибором с параметрами, соответственно равными первому. Эти каскады представляют собой симметричные мостовые схемы и называются параллельными балансными каскадами. Полные эквивалентные схемы этих каскадов показаны на рис. 8.12, в, г.

Из эквивалентных схем видно, что для параллельного балансного каскада можно так подобрать параметры схемы, что выходное напряжение не будет зависеть как от  $E_a$  (или  $E_a'$ ), так и от  $E_n$ .

Иначе говоря, в схеме параллельного балансного каскада выходное напряжение можно сделать независимым от напряжения питания и равным нулю при отсутствии входного сигнала.

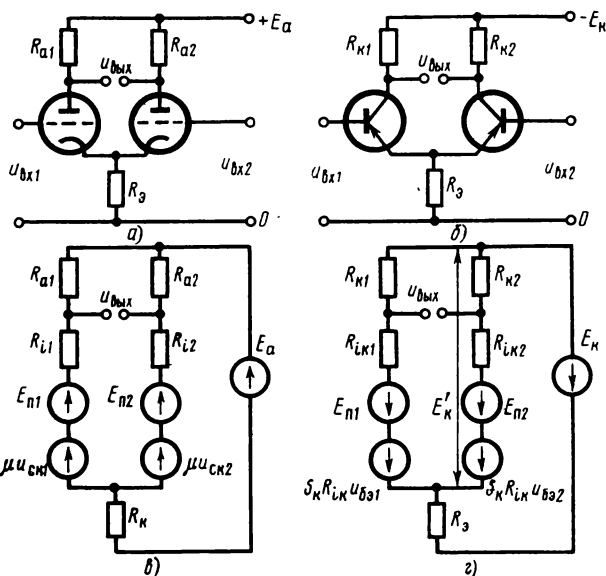


Рис. 8.12. Параллельные балансные каскады и их эквивалентные схемы

Благодаря частичной взаимной компенсации нестабильностей на анодах ламп в симметричной мостовой схеме параллельного балансного каскада приведенный ко входу дрейф значительно меньше, чем дрейф схемы рис. 8.1, в.

Другой вариант симметричной мостовой схемы каскада может быть получен из схем рис. 8.11, а, б, заменой в них соответственно резисторов  $R_a$  или  $R_k$  на лампу или транзистор. Такая схема УГС представляет собой последовательный балансный каскад, в котором, как и в параллельном, можно так подобрать параметры схемы, что выходное напряжение практически не будет зависеть от напряжения питания. Более подробный анализ последовательного и параллельного каскадов приведен в гл. 10.

При построении многокаскадных УГС возникают трудности связи каскадов между собой, так как выходное напряжение каждого предыдущего каскада снимается относительно высокого (по абсолютной величине) начального потенциала анода или коллектора, которые нельзя непосредственно соединять с управляющим электродом следующего каскада (сеткой или базой). Поэтому

связь между каскадами УГС осуществляется одним из следующих способов.

1. Снижением потенциала выходного электрода, например анода лампы, до такого уровня, который обеспечит нормальный режим работы последующего электронного прибора. Это можно сделать, например, с помощью линейных или нелинейных делителей напряжения и источника компенсирующего напряжения  $E_c$  (рис. 8.13, а).

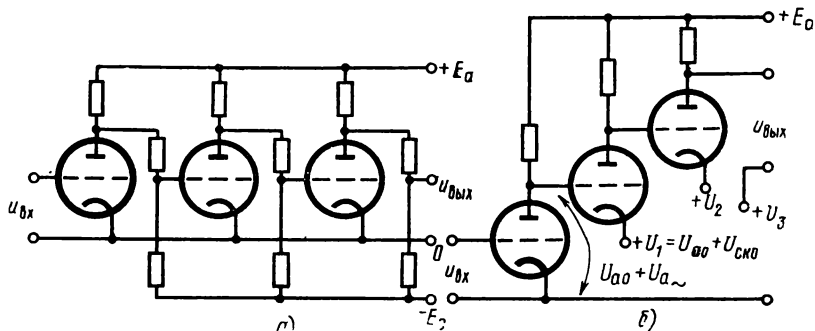


Рис. 8.13. Построение многокаскадных УГС

2. Повышением потенциала общего электрода (например, катода лампы) последующего каскада до уровня, близкого к потенциалу выходного электрода предыдущего каскада (рис. 8.13, б).



Рис. 8.14. Частотная характеристика УГС

Частотная характеристика УГС имеет вид горизонтальной прямой от нулевой частоты (постоянного тока) и до частот, на которых начинают сказываться паразитные емкости (рис. 8.14). Поэтому, если не принято специальных мер, частотная характеристика УГС в области высших частот спадает к нулю, как у усилителя с емкостной связью.

## § 8.5. УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Каскады усиления мощности строятся по схемам рис. 6.5, а (на лампах) или рис. 6.7, а (на транзисторах). Выходную мощность, отдаваемую этими каскадами, можно оценить по (6.9) для ламповых схем и (6.28) — для схем на транзисторах. Эта мощность максимальна при определенном положении линии нагрузки на семействе выходных характеристик электронного прибора.

Для усилителей на ламповых триодах условие максимальной мощности при заданной амплитуде входного сигнала, как указано в § 6.4, соответствует равенству  $R_i = R_a$ . Для схем на транзисторах, а также схем на тетрадах и пентодах оптимальное сопротивление нагрузки соответствует положению линии нагрузки, показанному на рис. 6.14 и положению  $R_{a3}$  на рис. 7.3, а.

Так как реальная величина сопротивления нагрузки  $R_H$  может отличаться от оптимальной, то для ее преобразования в усилителях мощности применяется трансформатор, коэффициент трансформации которого можно определить, исходя из условия

$$R'_H = R_H \frac{1}{n^2} = R_{a.опт},$$

откуда

$$n = \sqrt{\frac{R_H}{R_{a.опт}}}. \quad (8.39)$$

Схемы простейших усилителей мощности на лампе и транзисторе показаны на рис. 8.15.

Относительно малое сопротивление нагрузки вторичной обмотки трансформатора делает его режим аperiodическим, как и в транзисторном усилителе с трансформаторной связью. Благодаря этому при анализе можно пренебречь межвитковыми емкостями трансформатора. Также можно пренебречь потерями в сердечнике трансформатора. С учетом этих допущений полная эквивалентная схема выходной цепи усилителя мощности дана на рис. 8.16, а, где для трансформатора приняты те же обозначения, что и на схеме рис. 8.6, б.

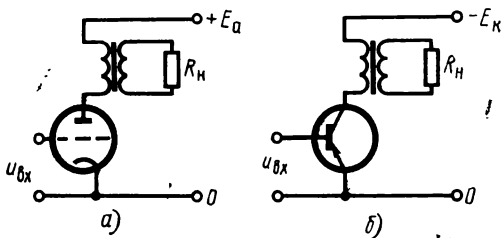


Рис. 8.15. Схемы простейших усилителей мощности:

а — на лампе; б — на ППТ

Анализ эквивалентной схемы для усилителей мощности на электронной лампе и транзисторе проводится одинаково. Поэтому далее рассмотрим только усилитель на лампе. Полученные при этом уравнения можно применить и для расчета транзисторных схем (с соответствующей заменой обозначений).

В области средних частот рабочего диапазона усилителя мощности влиянием индуктивности первичной обмотки и индуктивностей рассеяния можно пренебречь. Эквивалентная схема для этих частот показана на рис. 8.16, б.

Коэффициент усиления схемы по напряжению равен

$$k_{ср} = K_0 = \frac{\mu n R'_H}{R'_H + R_{вн}}, \quad (8.40)$$

где  $R_{вн} = R_i + r_1 + r'_2$ .

Для низших частот можно пренебречь влиянием на  $K$  индуктивностей рассеяния, однако необходимо учитывать влияние индуктивности  $L_1$ . Для упрощения расчета перенесем сопротивление  $r'_2$

в левую ветвь и сложим с сопротивлениями  $R_i$  и  $r_1$  (рис. 8.16, *в*). Полученная схема позволяет найти коэффициент усиления для низших частот  $K_H$ .

Эквивалентная схема усилителя мощности для высших частот, из которой можно найти  $K_B$ , дана на рис. 8.16, *г*.

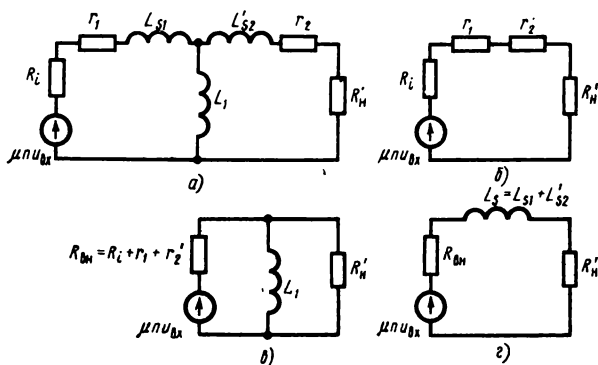


Рис. 8.16. Эквивалентные схемы для усилителя мощности:

*а* — полная; *б* — для средних частот; *в* — для низших частот; *г* — для высших частот

Если усилитель мощности работает в звуковом диапазоне частот, то зависимость крутизны характеристики  $S_K$  транзистора от частоты можно не учитывать. Для высокочастотных усилителей мощности на транзисторах следует пользоваться крутизной характеристики, определяемой из (6.36).

Режим электронного прибора по постоянному току задается напряжениями на аноде и управляющей сетке при отсутствии входного сигнала, а для экранированной лампы — еще и напряжением на экранирующей сетке.

Полное напряжение на аноде лампы в схеме рис. 8.15, *а* равно

$$u_a = E_a - i_a Z_a,$$

где  $Z_a$  — сопротивление трансформатора, нагруженного на сопротивление  $R_H$ , со стороны зажимов первичной обмотки.

Постоянная составляющая анодного тока лампы дает падение напряжения лишь на обычно небольшом сопротивлении  $r_1$ , поэтому напряжение на аноде лампы при отсутствии входного сигнала несколько меньше  $E_a$  (рис. 8.17). При подаче входного сигнала напряжение  $u_a$  изменяется относительно величины  $E_a - I_{a0} r_1$ .

Сравнивая рис. 8.17 и 6.10, видим, что к. п. д. усилителя мощности с трансформаторным выходом выше, чем в схемах рис. 6.5, *а* и 6.7, *а*, за счет уменьшения потери постоянной составляющей мощности на нагрузке.

При выборе положения линии нагрузки на семействе характеристик электронного прибора руководствуются следующим:

1) наклон линии нагрузки определяется оптимальным сопротивлением  $R_{a, \text{опт}}$ , а ее положение — максимальной площадью треугольника  $AEF$  (рис. 8.17, а, б), характеризующей полезную выходную мощность при данной амплитуде входного сигнала. Это означает, что линия нагрузки будет касательной к гиперболе максимально допустимой мощности, рассеиваемой анодом лампы;

2) отрезки  $a, б, в, г$  линии нагрузки (см. рис. 8.17, а, б), отсекаемые на ней характеристиками с равными интервалами изменения напряжения на управляющем электроде, должны быть по возможности одинаковыми, чтобы обеспечить минимальные нелинейные искажения.

Нелинейные искажения выходного напряжения и тока в усилителе мощности оцениваются коэффициентом нелинейных искажений  $k_{\text{иск}}$  или клирфактором\*, представляющим собой квадратный корень из отношения суммарной мощности гармоник, образовавшихся в результате нелинейных искажений, к мощности полезного сигнала:

$$k_{\text{иск}} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots}{P_1}} \quad (8.41)$$

Если сопротивление нагрузки для всех гармоник одинаково, то

$$k_{\text{иск}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1}, \quad (8.42)$$

где  $I_n$  и  $U_n$  — эффективные или амплитудные значения токов и напряжений соответствующих гармоник.

Так как нелинейные искажения в основном создают вторая и третья гармоники, то (8.42) можно переписать в виде

$$k_{\text{иск}} = \sqrt{k_{\text{иск}2}^2 + k_{\text{иск}3}^2}, \quad (8.43)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{иск}2} &= \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_2}{U_1}; \\ k_{\text{иск}3} &= \frac{I_3}{I_1} = \frac{U_3}{U_1}. \end{aligned} \right\} \quad (8.44)$$

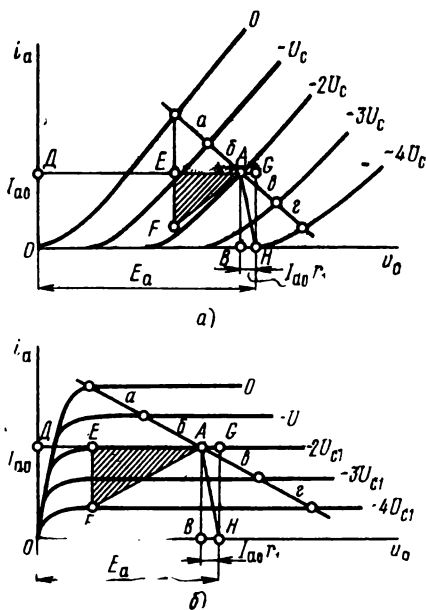


Рис. 8.17. Оптимальное положение линии нагрузки в схемах усилителей мощности:

а — на триоде; б — на тетроде и пентоде

\* От немецкого klingen — дребезжать.



Нелинейные искажения часто выражают в процентах. Для усилителей звуковой частоты в радиовещании допустимыми считаются искажения с  $k_{иск}$ , равным нескольким процентам. К измерительным усилителям (например, в электронных осциллографах) предъявляют более жесткие требования ( $k_{иск}$  должно быть порядка десятых или сотых долей процента).

Величину нелинейных искажений усилителей мощности в каждом конкретном случае можно оценить по отрезкам  $a, б, в, г$  на рис. 8.17. Так, с помощью гармонического анализа можно показать, что

$$\left. \begin{aligned} k_{иск2} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{a + б - в - г}{a + б + в + г}; \\ k_{иск3} &= \frac{-a + б + в - г}{a + 2б + 2в + г}. \end{aligned} \right\} \quad (8.45)$$

В усилителях мощности, выполненных по схемам рис. 8.15, электронные приборы работают обычно в режимах  $A$  (для электронных ламп режим  $A$  или  $A_2$ ). При этом максимальный к. п. д. для схем на ламповых триодах не превышает 25—30%, на лучевых тетрадах и пентодах — 25—40%, а в схемах на транзисторах — до 45—48% (при этом не учитывались мощности, потребляемые цепями накала и экранирующей сетки ламп).

Более высокий к. п. д. можно получить в двухтактных схемах (рис. 8.18,  $a, б$ ), построенных на двух электронных приборах, каждый из которых работает в режиме  $B$  (для электронных ламп режим  $B$  или  $B_2$ ) на нагрузку  $R'_H = R_H \frac{1}{n^2}$ , где  $n = \frac{2w_2}{w_1}$ .

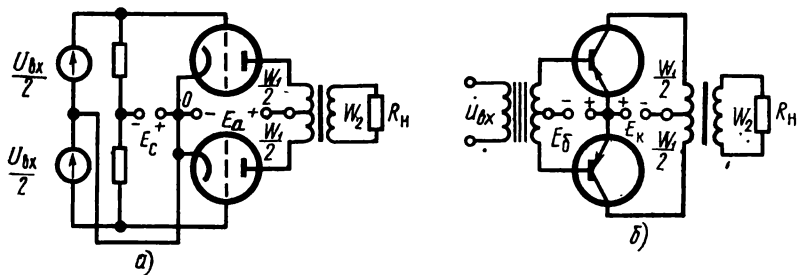


Рис. 8.18. Двухтактные усилители мощности

В этом случае полная мощность, которая выделяется в нагрузке, равна удвоенной мощности, отдаваемой одним электронным прибором.

Электронные приборы в двухтактных схемах могут работать и в режиме  $A$ , однако тогда максимальная выходная мощность каска получается меньше, чем в режиме  $B$ .

Двухтактные усилители мощности в режиме  $B$  отличаются высокой экономичностью (при  $u_{вх} = 0$  ток в управляемой цепи каждо-

го электронного прибора близок к нулю) и малым коэффициентом нелинейных искажений (четные гармоники искажений в трансформаторе взаимно компенсируются). Трансформатор в двухтактном усилителе находится в более легких условиях, так как его сердечник не подмагничивается (постоянные составляющие магнитных потоков вычитаются).

К. п. д. двухтактных усилителей мощности в режиме *B* может составлять до 70% в схемах на лучевых тетрадах (пентодах) и до 75% — в схемах на транзисторах.

Так как средние токи электронных приборов в режиме *B* изменяются с амплитудой входного сигнала, в двухтактных каскадах класса *B* нельзя применять автоматическое смещение.

Двухтактный каскад требует подачи на управляющие электроды двух равных по амплитуде входных напряжений, сдвинутых друг относительно друга на  $180^\circ$  (парафазных напряжений).

Это можно сделать с помощью трансформатора или применить так называемый парафазный каскад, преобразующий входное напряжение в необходимые парафазные напряжения. Таким каскадом является, например, параллельный балансный каскад, у которого входной сигнал подается только на один вход, а выходной снимается между анодами и нулевой шиной, каскад с разделенной нагрузкой, а также некоторые другие схемы.

## ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

### ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

---

#### § 9.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Подача напряжения, пропорционального выходному сигналу усилителя, снова на его вход вместе с входным сигналом называется обратной связью, а это напряжение — сигналом обратной связи. Цепь, по которой подается сигнал, называется цепью обратной связи.

Эта цепь в усилительном устройстве создается искусственно и разрабатывается при его проектировании или возникает самопроизвольно через паразитные параметры электронной схемы (например, монтажные емкости, индуктивности и взаимоиндуктивности цепей), а также внутренние сопротивления общих источников питания (или сигнала). Обратная связь, возникшая через паразитные параметры схемы и не предусмотренная при проектировании усилителя, называется паразитной.

Введение обратной связи в усилителе приводит к изменению всех его характеристик, а иногда и свойств. Поэтому обратная связь является эффективным средством для создания усилителей с необходимыми характеристиками и построения целых классов новых электронных схем (генераторов, стабилизаторов и других специальных устройств).

Сигнал обратной связи может быть пропорционален выходному напряжению усилителя или току его нагрузки. В зависимости от этого различают обратную связь по напряжению или току.

Суммирование сигнала обратной связи со входным сигналом может осуществляться по последовательной или параллельной схемам. В зависимости от этого различают последовательную и параллельную обратные связи.

Последовательное суммирование применяется в усилителях, входным сигналом которых является напряжение, а параллельное — в усилителях, где входной сигнал — напряжение или ток.

Таким образом, возможны последовательные и параллельные обратные связи по напряжению и току.

Структурные схемы усилителей с обратной связью приведены на рис. 9.1.

Схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 9.1, а) состоит из усилителя, входным сигналом кото-

рого является напряжение, и пассивного четырехполюсника обратной связи  $\beta$ , осуществляющего безразмерное преобразование амплитуды напряжения сигнала в  $\beta$  раз. Простейшим примером схемы четырехполюсника обратной связи является делитель напряжения, состоящий из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , для которого  $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ .

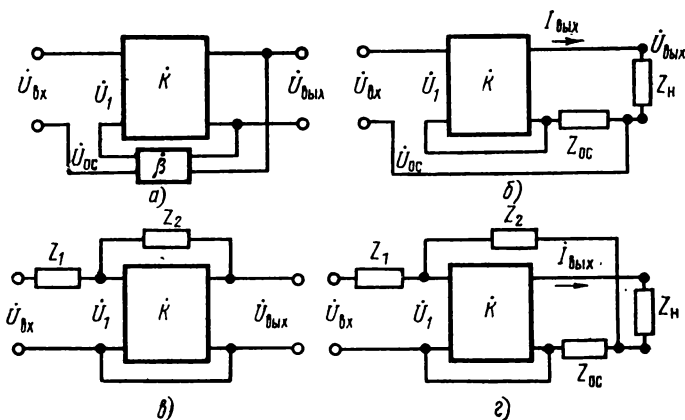


Рис. 9.1. Структурные схемы усилителей с обратной связью:  
 а — последовательной по напряжению; б — последовательной по току;  
 в — параллельной по напряжению; г — параллельной по току

Для входной цепи усилителя рис. 9.1, а в общем случае запишем

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{о.с.}} \quad (9.1)$$

Разделив это равенство на  $\dot{U}_{\text{вых}}$ , получим

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вых}}} + \frac{\dot{U}_{\text{о.с.}}}{\dot{U}_{\text{вых}}}.$$

Учитывая, что

$$\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_1} = \dot{K}, \quad \frac{\dot{U}_{\text{о.с.}}}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \dot{\beta},$$

и обозначив

$$\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \dot{K}_{\text{о.с.}},$$

будем иметь

$$\frac{1}{\dot{K}} = \frac{1}{\dot{K}_{\text{о.с.}}} + \dot{\beta},$$

откуда

$$\dot{K}_{\text{о.с.}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}}. \quad (9.2)$$

Это уравнение называется основным уравнением для последовательной обратной связи по напряжению. Оно однозначно связывает коэффициенты усиления усилителя без обратной связи  $\dot{K}$  и с обратной  $\dot{K}_{o.c.}$ .

При последовательной обратной связи по току (рис. 9.1, б) на вход усилителя подается сумма напряжений входного сигнала и обратной связи, которое пропорционально току в выходной цепи усилителя и поэтому снимается с сопротивления  $Z_{o.c.}$ , введенного в выходную цепь последовательно с нагрузкой.

Для входной цепи схемы рис. 9.1, б также справедливо уравнение (9.1).

В данном случае выходным сигналом усилителя является ток, проходящий через резисторы  $Z_H$  и  $Z_{o.c.}$ . Поэтому, разделив (9.1) на  $I_{\text{вых}}$ , получим

$$\frac{\dot{U}_1}{I_{\text{вых}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{I_{\text{вых}}} + \frac{\dot{U}_{o.c.}}{I_{\text{вых}}}.$$

Отсюда, учитывая что

$$\frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_1} = \dot{S}_{yc}; \quad \frac{\dot{U}_{o.c.}}{\dot{I}_{\text{вых}}} = Z_{o.c.},$$

и обозначив

$$\frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \dot{S}_{yc.o.c.},$$

получим

$$\frac{1}{\dot{S}_{yc}} = \frac{1}{\dot{S}_{yc.o.c.}} + Z_{o.c.},$$

откуда

$$\dot{S}_{yc.o.c.} = \frac{\dot{S}_{yc}}{1 - \dot{S}_{yc} Z_{o.c.}}. \quad (9.3)$$

Полученное уравнение называется основным для последовательной обратной связи по току. Глубина обратной связи по току оценивается произведением  $\dot{S}_{yc} Z_{o.c.}$ .

При параллельной обратной связи по напряжению вход усилителя через сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  связан как с источником входного сигнала, так и с выходом усилителя (рис. 9.1, в).

В этом случае сигнал непосредственно на входе усилителя равен (при  $R_{\text{вн}}=0$ )

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} + \dot{U}_{\text{вых}} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}, \quad (9.4)$$

где первое и второе слагаемые представляют собой напряжения, попадающие на вход усилителя за счет действия соответственно входного и выходного сигналов.

Введем следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} &= \dot{\gamma}_1; \\ \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} &= \dot{\gamma}_2 = 1 - \dot{\gamma}_1. \end{aligned} \right\} \quad (9.5)$$

Так как  $\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_1} = \dot{K}$  и  $\frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \dot{K}_{\text{о.с.}}$ , то, разделив (9.4) на  $\dot{U}_{\text{вых}}$ , получим

$$\frac{1}{\dot{K}} = \frac{1}{\dot{K}_{\text{о.с.}}} \dot{\gamma}_2 + \dot{\gamma}_1.$$

Отсюда найдем основное уравнение для параллельной обратной связи по напряжению:

$$\dot{K}_{\text{о.с.}} = \frac{\dot{K} \dot{\gamma}_2}{1 - \dot{K} \dot{\gamma}_1}. \quad (9.6)$$

Для параллельной обратной связи по току (рис. 9.1, з) напряжение на входе усилителя равно

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} \dot{\gamma}_2 + \dot{I}_{\text{вых}} Z_{\text{о.с.}} \dot{\gamma}_1.$$

Разделив это уравнение на  $\dot{I}_{\text{вых}}$  и учитывая, что

$$\frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_1} = \dot{S}_{\text{yc}},$$

а

$$\frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \dot{S}_{\text{yc.o.c.}},$$

можно записать его в виде

$$\frac{1}{\dot{S}_{\text{yc}}} = \frac{1}{\dot{S}_{\text{yc.o.c.}}} \dot{\gamma}_2 + Z_{\text{о.с.}} \dot{\gamma}_1,$$

откуда получим основное уравнение для параллельной обратной связи по току

$$\dot{S}_{\text{yc.o.c.}} = \frac{\dot{S}_{\text{yc}} \dot{\gamma}_2}{1 - \dot{S}_{\text{yc}} Z_{\text{о.с.}} \dot{\gamma}_1}. \quad (9.7)$$

Параллельная обратная связь по току применяется главным образом в транзисторных усилителях и поэтому далее подробнее не рассматривается.

Сравнивая (9.2), (9.3), (9.6) и (9.7), легко заметить одинаковую структуру основных уравнений для различных обратных

связей, благодаря которой можно установить некоторые общие особенности усилителей с обратной связью.

Коэффициент усиления  $K$  и крутизну характеристики усилителя  $S_{yc}$ , как уже отмечалось, можно представить комплексной величиной, выражающей различные изменения амплитуды входных сигналов и сдвиг по фазе на разных частотах. Однако в каждом усилителе можно найти частоту (или несколько частот в разных участках рабочего диапазона), на которых коэффициенты передачи представляют собой действительную величину (коэффициент при мнимой части равен нулю). Чаще всего это бывает на средних частотах рабочего диапазона усилителя (например, на частоте квазирезонанса в усилителе с емкостной связью).

Коэффициент передачи  $\beta$  четырехполюсника обратной связи, а также сопротивления  $Z_{o.c.}$ ,  $Z_1$  и  $Z_2$  во многих случаях также имеют активный характер, особенно на средних частотах. Поэтому для средних частот рабочего диапазона усилителя с обратной связью уравнения (9.2), (9.3), (9.6) и (9.7) можно записать в виде:

для последовательной обратной связи

$$\left. \begin{aligned} K_{o.c} &= \frac{K}{1 - K\beta}; \\ S_{yc.o.c} &= \frac{S_{yc}}{1 - S_{yc}R_{o.c}}; \end{aligned} \right\} \quad (9.8)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{o.c} &= \frac{K\gamma_2}{1 - K\gamma_1}; \\ S_{yc.o.c} &= \frac{S_{yc}\gamma_2}{1 - S_{yc}R_{o.c}\gamma_1}, \end{aligned} \right\}$$

где

$$\gamma_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{и} \quad \gamma_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

В знаменателях выражений (9.8) из единицы вычитается произведение, которое в общем виде обозначим через  $a$ . Это произведение иногда называют коэффициентом передачи разомкнутой петли обратной связи. Для усилителя с последовательной обратной связью по напряжению  $a = K\beta$ , по току  $a = S_{yc}R_{o.c.}$ , для параллельной по напряжению  $a = K\gamma_1$ , по току  $a = S_{yc}R_{o.c}\gamma_1$ .

В зависимости от конкретных условий в различных усилителях, а иногда и в одном и том же усилителе, на отдельных частотах рабочего диапазона коэффициент передачи  $a$  может иметь различную величину и полярность. При этом возможны следующие случаи:

1. Коэффициент передачи разомкнутой петли обратной связи  $a$  отрицателен. Такая обратная связь называется отрицательной. При этом знаменатель в выражениях (9.8) меньше единицы

и поэтому коэффициенты передачи усилителя с обратной связью меньше, чем без обратной связи.

Эффект уменьшения коэффициента передачи в этом случае объясняется тем, что из напряжения входного сигнала вычитается напряжение обратной связи, вследствие чего результирующий сигнал  $u_1$  непосредственно на входе усилителя уменьшается, как это показано на частном числовом примере (рис. 9.2, а) для последовательной обратной связи по напряжению.

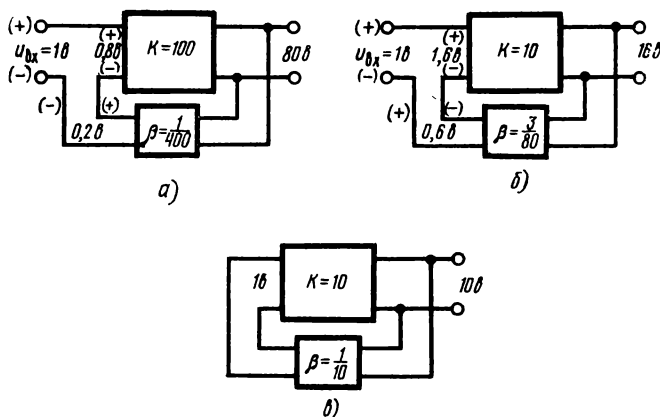


Рис. 9.2. Примеры действия обратных связей:  
а — отрицательная обратная связь; б — положительная обратная связь;  
в — генерация

При отрицательной обратной связи знак  $a$  удобнее учитывать в основных уравнениях обратной связи, которые в этом случае можно записать так:

$$K_{o.c} = \frac{K}{1 + K\beta}; \quad (9.9)$$

$$S_{y.c.o.c} = \frac{S_{yc}}{1 + S_{yc}R_{o.c}}; \quad (9.10)$$

$$K_{o.c} = - \frac{K\gamma_2}{1 + K\gamma_1}; \quad (9.11)$$

$$S_{y.c.o.c} = \frac{S_{yc}\gamma_2}{1 + S_{yc}R_{o.c}\gamma_1}. \quad (9.12)$$

Отрицательный знак в (9.11) объясняется тем, что  $K\gamma_1$  можно сделать отрицательным только за счет знака  $K$ , так как изменение знака  $\gamma_1$  затрудняет построение схемы.

При последовательной обратной связи отрицательный знак  $K\beta$  или  $S_{yc}R_{o.c}$  можно получить как за счет применения усилителя с отрицательным  $K$  (или  $S_{yc}$ ), так и изменением полярности сигнала обратной связи.



2. Значение  $a$  положительно. Такая обратная связь называется положительной. При этой связи возможны следующие случаи:

а) при значении  $a < 1$  коэффициент передачи усилителя с обратной связью больше, чем без обратной. Этот случай называется регенерацией. Физически увеличение усиления при регенерации объясняется тем, что к поданному извне на усилитель входному сигналу прибавляется действующий согласно с ним сигнал обратной связи, благодаря чему результирующее напряжение непосредственно на входе усилителя увеличивается (рис. 9.2, б);

б) при значении  $a = 1$  коэффициент передачи усилителя стремится к бесконечности. Иначе говоря, сигнал усиливается усилителем и ослабляется цепью обратной связи в одинаковое число раз и поэтому внешний входной сигнал не нужен. Его роль выполняет напряжение обратной связи (рис. 9.2, в). Такое явление называется генерацией;

в) при значении  $a > 1$  также происходит процесс генерации, но с нарастающей амплитудой.

Так как из-за частотной зависимости фазового сдвига между выходным и входным сигналами знак коэффициента передачи усилителя может изменяться в зависимости от частоты в одном и том же усилителе, обратная связь, будучи подана, например, отрицательной на средней частоте рабочего диапазона усилителя, может оказаться положительной на какой-либо другой частоте (или частотах). Поэтому схему подачи обратной связи условно называют схемой с положительной или отрицательной обратной связью в зависимости от знака произведения  $K\beta$  на средних частотах рабочего диапазона усилителя.

Образование сигнала на выходе усилителя, например, с последовательной обратной связью по напряжению при включении входного сигнала  $u_{вх}$  можно представить также в виде бесконечного ряда:

$$u_{вых} = Ku_{вх} + Ku_{вх}\beta K + Ku_{вх}\beta K\beta K + \dots \quad (9.13)$$

Этот ряд составлен следующим образом: сигнал  $u_{вх}$ , поданный на вход усилителя, усиливается в  $K$  раз, благодаря чему на выходе усилителя получается напряжение  $u_{вх}K$ . Это напряжение через четырехполюсник обратной связи изменяется в  $\beta$  раз, поступает вместе с  $u_{вх}$  снова на вход усилителя и усиливается в  $K$  раз. В результате на выходе усилителя появляется суммарное напряжение  $u_{вх}K + u_{вх}K\beta K$ . Добавочный сигнал  $u_{вх}K\beta K$ , пройдя еще круг по замкнутой цепи обратной связи и изменившись в  $\beta K$  раз, суммируется с имеющимся напряжением на выходе, снова проходит по цепи обратной связи и т. д. до бесконечности.

Ряд (9.13) можно записать в следующем виде:

$$u_{вых} = Ku_{вх} (1 + K\beta + K^2\beta^2 + K^3\beta^3 + \dots). \quad (9.14)$$

При  $0 < K\beta < 1$  (случай регенерации) выражение в скобках представляет собой бесконечно убывающую геометрическую прогрессию со знаменателем  $K\beta$ , поэтому выражение (9.14) можно записать в виде

$$u_{вых} = \frac{Ku_{вх}}{1 - K\beta},$$

который совпадает с первым из уравнений (9.8).

Если произведение  $K\beta$  отрицательно, то выражение в скобках (9.14) получается знакопеременным. Сумму членов такого рода можно найти следующим образом. Обозначим

$$1 - K\beta + K^2\beta^2 - K^3\beta^3 + K^4\beta^4 - \dots = x.$$

Левую часть этого уравнения запишем как

$$1 - K\beta (1 - K\beta + K^2\beta^2 - K^3\beta^3 + \dots) = x,$$

или

$$1 - K\beta x = x,$$

откуда

$$x = \frac{1}{1 + K\beta}.$$

Таким образом, если  $K\beta$  отрицательно, то уравнение (9.14) запишем в виде

$$u_{\text{вых}} = \frac{Ku_{\text{вх}}}{1 + K\beta},$$

которое также совпадает с приведенным ранее основным уравнением обратной связи, если учесть в нем знак  $K\beta$ . Аналогично можно вывести основные уравнения (9.10) — (9.12).

Все виды отрицательных обратных связей стабилизируют работу усилителей. Кроме того, отрицательные обратные связи имеют ряд специфических свойств, которые полезны в различных конкретных случаях применения. Положительные обратные связи оказывают на работу усилителя дестабилизирующее влияние и применяются в основном для построения различных генераторов. Поэтому далее подробно рассмотрены свойства только отрицательных обратных связей. Положительная обратная связь рассмотрена в гл. 12.

## § 9.2. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Последовательная отрицательная обратная связь по напряжению:

- стабилизирует коэффициент усиления усилителя;
- изменяет частотную и фазовую характеристики;
- увеличивает максимальный допустимый входной сигнал усилителя;
- изменяет (для  $\beta$ -вещественного — увеличивает) входное сопротивление усилителя;
- изменяет (для  $\beta$ -вещественного — уменьшает) выходное сопротивление усилителя;
- увеличивает отношение полезного сигнала к помехам и уменьшает нелинейные искажения.

Для доказательства стабилизирующего действия обратной связи допустим, что коэффициент усиления  $K$  усилителя по каким-либо причинам (смена ламп, нестабильность их режимов, температурная

нестабильность элементов схемы и т. д.) изменился на величину  $dK$ . Тогда коэффициент усиления этого усилителя с обратной связью изменится на величину  $dK_{o.c.}$ , которую можно найти как дифференциал уравнения (9.9):

$$dK_{o.c.} = \frac{dK}{(1 + K\beta)^2}.$$

Разделим полученное выражение на  $K_{o.c.}$ . Тогда получим

$$\frac{dK_{o.c.}}{K_{o.c.}} = \frac{dK}{K} \cdot \frac{1}{1 + K\beta}. \quad (9.15)$$

Это выражение показывает, что относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя с обратной связью в  $(1 + K\beta)$  раз меньше, чем относительная нестабильность коэффициента усиления в усилителе без обратной связи. Например, при нестабильности коэффициента усиления усилителя без обратной связи  $\pm 20\%$  относительная нестабильность коэффициента усиления этого усилителя с обратной связью при  $(1 + K\beta) = 100$  составит  $\pm 0,2\%$ .

Для рассмотрения влияния обратной связи на частотную и фазовую характеристики усилителя представим в общем виде коэффициент усиления каскада усилителя напряжения без обратной связи в комплексной форме:

$$\dot{K} = \frac{K_0}{1 + A + jB}, \quad (9.16)$$

где  $A$  и  $B$  — члены, зависящие от частоты и, следовательно, определяющие ход частотной и фазовой характеристик усилителя.

Из (9.16) следует, что уравнения частотной и фазовой характеристик имеют вид:

$$|\dot{K}| = \frac{K_0}{\sqrt{(1 + A)^2 + B^2}}; \quad (9.17)$$

$$\varphi = \arctg \left( -\frac{B}{1 + A} \right). \quad (9.18)$$

Если теперь подать обратную связь через четырехполюсник, коэффициент передачи которого  $\beta$  — величина действительная и не зависящая от частоты, то выражение для коэффициента усиления каскада запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{K}_{o.c.} &= \frac{\frac{K_0}{1 + A + jB}}{1 + \frac{K_0}{1 + A + jB}\beta} = \frac{K_0}{1 + A + jB + K_0\beta} = \\ &= \frac{\frac{K_0}{1 + K_0\beta}}{1 + \frac{A}{1 + K_0\beta} + j\frac{B}{1 + K_0\beta}}. \end{aligned}$$

Введем обозначения:

$$\frac{K_0}{1 + K_0\beta} = K_{0.o.c}; \quad (9.19)$$

$$\frac{A}{1 + K_0\beta} = A_{o.c}; \quad (9.20)$$

$$\frac{rB}{1 + K_0\beta} = B_{o.c}, \quad (9.21)$$

и запишем выражение для  $K_{o.c}$ :

$$K_{o.c} = \frac{K_{0.o.c}}{1 + A_{o.c} + jB_{o.c}}. \quad (9.22)$$

Отсюда получим уравнения частотной и фазовой характеристик каскада с обратной связью:

$$k = \frac{K_{0.o.c}}{\sqrt{(1 + A_{o.c})^2 + B_{o.c}^2}}, \quad (9.23)$$

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{B_{o.c}}{1 + A_{o.c}}\right). \quad (9.24)$$

Сопоставляя (9.17) с (9.23) и (9.18) с (9.24), видим, что для усилителя с обратной связью все члены, которые определяют зависимость от частоты, уменьшены в  $(1 + K_0\beta)$  раз по сравнению с единицей. Также уменьшен в  $(1 + K_0\beta)$  раз коэффициент усиления усилителя  $K_0$  на средних частотах. Это означает, что частотная характеристика одного каскада усилителя с обратной связью пойдет ниже, чем частотная характеристика этого каскада без обратной связи, но будет ровнее в более широком диапазоне частот (рис. 9.3, а).

Также ровнее пойдет и фазовая характеристика каскада с обратной связью (рис. 9.3, б).

Влияние обратной связи на частотную характеристику можно проиллюстрировать конкретным примером, рассмотрев частотный диапазон усилителя с емкостной связью.

Сопоставляя (9.16) и (8.11), отметим, что для усилителя с емкостной связью имеем

$$A=0, \quad B = \omega\tau_B - \frac{1}{\omega\tau_H}.$$

При подаче обратной связи в этом усилителе величина  $B$  уменьшится в  $(1 + K_0\beta)$  раз. Таким образом,

$$B_{o.c} = \frac{B}{1 + K_0\beta} = \omega \frac{\tau_B}{1 + K_0\beta} - \frac{1}{\omega\tau_H(1 + K_0\beta)}.$$

Для этого усилителя определим граничные частоты полосы пропускания:

$$\omega_{\text{н.о.с}} = \frac{1}{\tau_{\text{н.о.с}}} = \frac{1}{\tau_{\text{н}}(1 + K_0\beta)} = \frac{\omega_{\text{н}}}{1 + K_0\beta};$$

$$\omega_{\text{в.о.с}} = \frac{1}{\tau_{\text{в.о.с}}} = \frac{1 + K_0\beta}{\tau_{\text{в}}} = \omega_{\text{в}}(1 + K_0\beta).$$

Отсюда видно, что частотный диапазон усилителя с обратной связью раздвигается, так как верхняя частота полосы пропускания увеличивается в  $(1 + K_0\beta)$  раз, а нижняя — уменьшается во столько же раз.

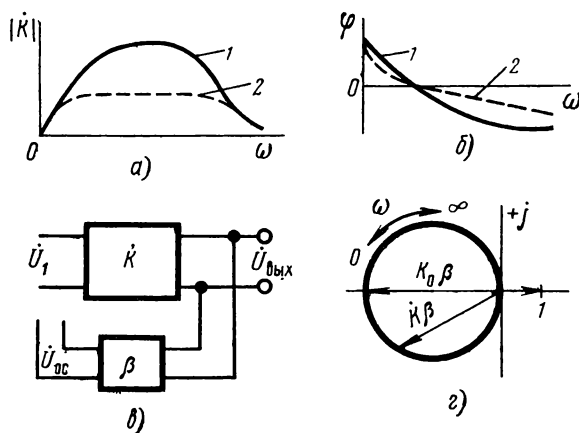


Рис. 9.3. Отрицательная обратная связь в однокаскадном усилителе:

а — амплитудно-частотные характеристики; б — фазочастотные характеристики; 1 — без обратной связи; 2 — с обратной связью; в — разомкнутая петля обратной связи; г — амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой петли обратной связи

Выравнивающее действие обратной связи на частотную характеристику усилителя можно объяснить с помощью амплитудно-фазовой характеристики, построенной для разомкнутой петли обратной связи. Эта характеристика представляет собой годограф вектора  $\dot{U}_{\text{о.с}} = \dot{K}\beta\dot{U}_1$  в схеме рис. 9.3, в при изменении частоты входного сигнала  $\dot{U}_1$  постоянной амплитуды.

Если амплитуда входного сигнала условно равна единице (например, одному вольту), то напряжение  $\dot{U}_{\text{о.с}}$  численно равно произведению  $\dot{K}\beta$ .

Так как величина  $\beta$  действительная и не зависит от частоты, как отмечалось в начале этого параграфа, амплитудно-фазовую характеристику для вектора  $\dot{K}\beta$  можно получить из амплитудно-фазовой характеристики для вектора  $\dot{K}$  (см. рис. 8.3, в), умножив все векто-

ры на  $\beta$ , т. е. просто, изменив их длину (рис. 9.3, *г*). При этом необходимо убедиться в том, что обратная связь в этом усилителе отрицательна. В данном случае коэффициент усиления одного каскада  $K_0$  отрицателен, поэтому для подачи отрицательной обратной связи величина  $\beta$  должна быть положительной.

Из рис. 9.3, *г* видно, что вектор  $\vec{K}\beta$  имеет максимальную величину при  $\omega = \omega_0$ , т. е. на частоте квазирезонанса, когда обратная связь отрицательна. На других частотах (как выше, так и ниже  $\omega_0$ ) вектор  $\vec{K}\beta$ , т. е. напряжение обратной связи, уменьшается по амплитуде и поворачивается по фазе, в результате чего обратная связь действует слабее. Иначе говоря, обратная связь зависит от частоты, ослабевая по мере удаления от частоты квазирезонанса. Этим и объясняется выравнивание частотной характеристики обратной связью, так как коэффициент усиления уменьшается обратной связью по-разному на разных частотах.

Рассмотрим влияние обратной связи на частотные характеристики в двух- и трехкаскадных усилителях с емкостной связью.

Так как для многокаскадного усилителя коэффициенты усиления перемножаются, а фазовые углы между выходным и входным сигналами складываются, то для двухкаскадного усилителя, состоящего из одинаковых каскадов с емкостной связью, частотная и фазовая характеристики имеют вид \*, показанный на рис. 9.4, *а*, а построенная по ним амплитудно-фазовая характеристика изображена на рис. 9.4, *б*.

Если в этом усилителе подана отрицательная обратная связь, то величина  $\beta$  должна быть отрицательной, так как общий коэффициент усиления  $K_{\text{общ}} = K_{01}K_{02}$  положителен. Поэтому построение амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой петли обратной связи для двухкаскадного усилителя производится умножением всех векторов характеристики рис. 9.4, *б* на  $-\beta$  (уменьшение по амплитуде в  $\beta$  раз и поворот по фазе на  $\pi$ ). Такая характеристика показана на рис. 9.4, *в*. Из нее видно, что на средних частотах рабочего диапазона усилителя (вблизи  $\omega_0$ ) обратная связь отрицательна, с повышением и понижением частот она становится комплексной и амплитуда вектора  $\vec{K}\beta$  уменьшается, а на краях частотного диапазона этот вектор имеет даже положительную проекцию на действительную ось. Поэтому частотная характеристика двухкаскадного усилителя с обратной связью (рис. 9.4, *г*) получается еще ровнее, чем у однокаскадного, так как на крайних частотах диапазона коэффициент усиления усилителя с обратной связью становится за счет действия положительной действительной составляющей вектора  $\vec{K}\beta$  даже больше, чем без обратной связи.

Аналогично на рис. 9.5, *а*, *б* построены частотная, фазовая и амплитудно-фазовая характеристики трехкаскадного усилителя.

\* Сдвиги по фазе на  $\pi$  между выходным и входным сигналами каждого каскада за счет того, что напряжения на сетке и аноде лампы всегда меняются в противофазе, в данном случае в сумме дают  $2\pi$ , т. е. могут не учитываться.

В случае отрицательной обратной связи в этом усилителе  $\beta$  также должна быть положительной. Поэтому амплитудно-фазовая характеристика для разомкнутой петли обратной связи в трехкаскадном усилителе отличается от показанной на рис. 9.5, б только масштабом (рис. 9.5, в).

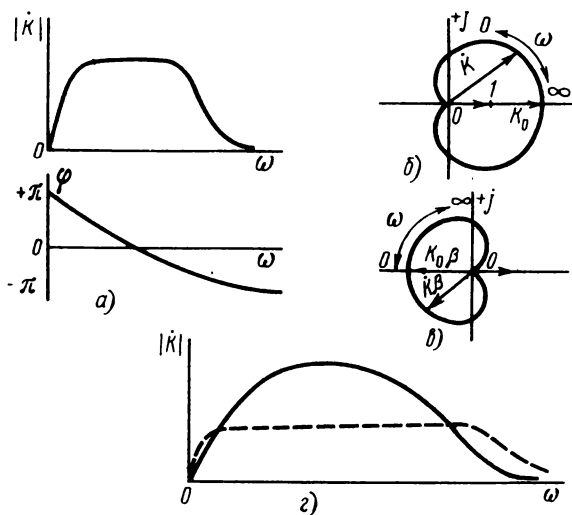


Рис. 9.4. Отрицательная обратная связь в двухкаскадном усилителе:

а — частотная и фазовая характеристики; б — амплитудно-фазовая характеристика без обратной связи; в — амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой петли обратной связи; г — частотные характеристики

Из этой характеристики видно, что обратная связь в трехкаскадном усилителе также отрицательна на средних частотах рабочего диапазона, а на двух частотах по краям диапазона будет положительной. При этом амплитуда вектора  $K\beta$  максимальна на частоте  $\omega_0$  и уменьшается с увеличением и уменьшением частоты. Поэтому частотная характеристика трехкаскадного усилителя с обратной связью, которая условно называется отрицательной, имеет два подъема усиления на краях частотного диапазона (рис. 9.5, г), так как фактически обратная связь отрицательна только вблизи частоты квазирезонанса, по мере же удаления от этой частоты она ослабевает и становится комплексной, а на двух частотах переходит в положительную.

Если в трехкаскадном усилителе увеличивать отрицательную обратную связь  $K_0\beta$ , то одновременно будет увеличиваться и положительная обратная связь на краях частотного диапазона, что приведет к росту пиков на частотной характеристике. Очевидно, при некотором значении отрицательной обратной связи  $K_0\beta$  положительная обратная связь на краях диапазона может стать достаточной для генерации ( $K\beta=1$ ).

В однокаскадном и двухкаскадном усилителях с емкостной связью отрицательную обратную связь теоретически можно сколь угодно увеличивать, не опасаясь возникновения генерации за счет положительной обратной связи на краях частотного диапазона.

В трехкаскадном усилителе величина отрицательной обратной связи ограничена таким значением  $K_0\beta$ , при котором может возникнуть генерация.

С увеличением числа каскадов такое ограничение наступает при все меньшем значении  $K_0\beta$ .

Таким образом, частотная характеристика усилителя с обратной связью при трех и более каскадах не улучшается. Поэтому практически целесообразно подавать обратную связь в усилителях с числом каскадов не более двух.

Если в усилителе имеется большее число каскадов, то для подачи обратной связи их можно сгруппировать попарно.

Для определения максимально допустимой величины входного сигнала усилителя с обратной связью воспользуемся уравнением (9.1), которое с учетом отрицательного знака обратной связи для средних частот рабочего диапазона усилителя можно записать в виде

$$u_1 = u_{вх} - u_{о.с.} \quad (9.25)$$

Так как  $u_{о.с.} = u_1 K_0\beta$ , то уравнение (9.25) можно записать, разрешив его относительно  $u_{вх}$ :

$$u_{вх} = u_1 (1 + K_0\beta).$$

Очевидно, что максимально допустимое значение  $u_{вх \max}$  определяется значением  $u_{1 \max}$ , которое ограничено появлением нелинейных искажений, т. е.

$$u_{вх \max} = u_{1 \max} (1 + K_0\beta). \quad (9.26)$$

Таким образом, в усилителе с обратной связью максимально допустимый входной сигнал в  $(1 + K_0\beta)$  раз больше, чем предельный сигнал, который можно подать на вход этого усилителя без обратной связи.

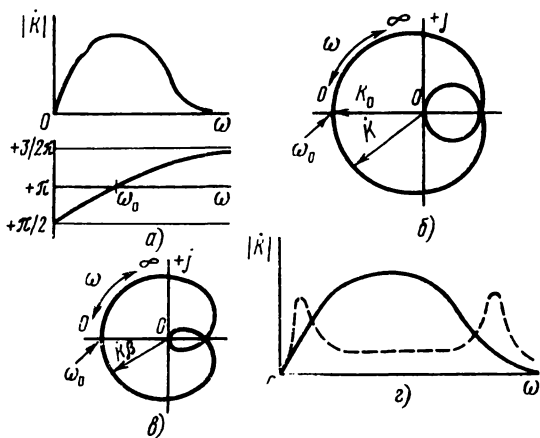


Рис. 9.5. Отрицательная обратная связь в трехкаскадном усилителе:

а — частотная и фазовая характеристики; б — амплитудно-фазовая характеристика без обратной связи; в — амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой петли обратной связи; г — частотные характеристики



Входное сопротивление усилителя с обратной связью можно найти с помощью рис. 9.6, а, на котором  $Z_{вх}$  — входное сопротивление этого усилителя без обратной связи.

Для входного тока этой схемы, учитывая отрицательный знак обратной связи, можно записать

$$i_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{о.с.}}{Z_{вх}}.$$

Подставив в это выражение  $\dot{U}_{о.с.} = K \dot{i}_{вх} Z_{вх} \beta$  и решив его относительно  $i_{вх}$ , получим

$$i_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{Z_{вх}(1 + K\beta)},$$

откуда

$$Z_{вх.о.с} = \frac{\dot{U}_{вх}}{i_{вх}} = Z_{вх} (1 + K\beta). \quad (9.27)$$

Для определения выходного сопротивления усилителя с обратной связью допустим, что его выходное напряжение изменено, на-

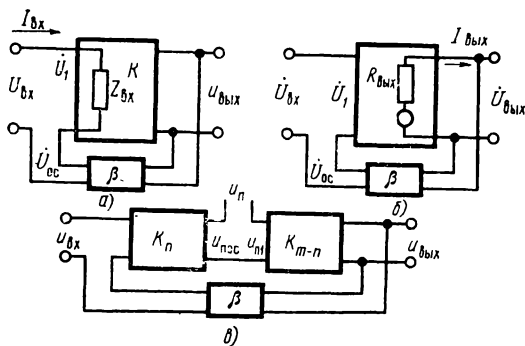


Рис. 9.6. Влияние обратной связи на параметры усилителя:

а — входное сопротивление; б — выходное сопротивление; в — отношение полезного сигнала к помехе

а следовательно, и ток в выходной цепи усилителя:

$$\Delta i_{вых} = \frac{\Delta \dot{U}_{вых} + \Delta \dot{U}_{вых} K\beta}{Z_{вых}}.$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя с обратной связью будет иметь вид

$$Z_{вых.о.с} = \frac{\Delta \dot{U}_{вых}}{\Delta i_{вых}} = \frac{Z_{вых}}{1 + K\beta}. \quad (9.28)$$

Из (9.28) видно, что за счет действия обратной связи выходное сопротивление усилителя уменьшается в  $(1 + K\beta)$  раз. Таким обра-

зом, отрицательная обратная связь по напряжению как бы следит за выходным напряжением усилителя, стремясь поддерживать его приблизительно постоянным при изменении внешней нагрузки (в том числе и в случае, если это сопротивление меняется из-за изменения частоты входного сигнала усилителя).

Действительно, если выходное напряжение усилителя с обратной связью изменилось при изменении сопротивления нагрузки, то по цепи обратной связи на вход усилителя поступит сигнал, стремящийся возратить величину выходного напряжения к прежнему значению. Если же напряжение на выходе какого-либо источника э. д. с. мало меняется с изменением его нагрузки в широких пределах, то это означает, что внутреннее сопротивление такого источника э. д. с. мало по сравнению с сопротивлением нагрузки.

Рассмотрим теперь влияние обратной связи на отношение полезного сигнала к помехе и на нелинейные искажения. Пусть в общем случае в многокаскадный усилитель между какими-либо его каскадами попадает напряжение помехи  $u_n$  (рис. 9.6, в), которое в последующих каскадах суммируется с напряжением полезного сигнала. Тогда для напряжений, возникших в усилителе только за счет  $u_n$ , запишем:

$$u_{n1} = u_n - u_{n.o.c}, \quad (9.29)$$

где  $u_{n.o.c}$  — напряжение обратной связи, дополнительно появившееся на выходе предыдущего  $n$ -го каскада из-за действия помех;  $u_{n1}$  — результирующее напряжение, действующее на входе последующего  $(n+1)$ -го каскада за счет помех.

Так как

$$u_{n.o.c} = u_{n1} K_{m-n} \beta K_n = u_{n1} K_m \beta,$$

то (9.29) можно записать как

$$u_{n1} = u_n - u_{n1} K_m \beta,$$

откуда

$$u_{n1} = \frac{u_n}{1 + K_m \beta}. \quad (9.30)$$

Это выражение показывает, что напряжение помехи на выходе усилителя равно

$$u_{\text{вых.п.о.с}} = u_{n1} K_{m-n} = \frac{u_n K_{m-n}}{1 + K_m \beta}. \quad (9.31)$$

Если в этом усилителе отключить обратную связь ( $\beta=0$ ), то его выходное напряжение за счет действия помехи будет равно

$$u_{\text{вых.п}} = u_n K_{m-n}. \quad (9.32)$$

Сопоставляя (9.31) и (9.32), получим

$$u_{\text{вых.п.о.с}} = \frac{u_{\text{вых.п}}}{1 + K_m \beta},$$

откуда для одинакового полезного выходного сигнала запишем

$$\left( \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых.п}}} \right)_{\text{о.с}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых.п}}} (1 + K_m \beta). \quad (9.33)$$

Это выражение показывает, что отношение полезного сигнала к помехе в усилителе с обратной связью в  $1 + K_m \beta$  раз больше, чем в тех же условиях в усилителе без обратной связи.

Из (9.31) следует, что напряжение за счет помехи на выходе многокаскадного усилителя возрастает с увеличением числа каскадов, через которые пройдет помеха.

Если напряжение помехи попадает непосредственно на вход усилителя ( $K_{m-n} = K_m$ ), то оно усиливается так же, как и полезный сигнал, в  $\frac{K_m}{1 + K_m \beta}$  раз. Поэтому эти помехи обратной связью (отно-

сительно входного сигнала) не ослабляются. К числу таких помех, в частности, относится дрейф усилителя с гальванической связью.

Нелинейные искажения сигнала, возникающие внутри усилителя, можно рассматривать как появление помех в виде высших гармонических составляющих. Поэтому нелинейные искажения также уменьшаются при введении отрицательной обратной связи.

Все выведенные в этом параграфе соотношения справедливы и для положительной обратной связи при условии, что  $K\beta < 1$ . Очевидно, в этом случае все характеристики усилителя ухудшаются. Исключение составит лишь коэффициент усиления, который при положительной обратной связи возрастает. Однако из-за невысокой стабильности усилители с положительной обратной связью применяются редко.

### § 9.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО ТОКУ

Последовательная отрицательная обратная связь, поданная в усилителе тока:

- стабилизирует крутизну характеристики усилителя;
- улучшает частотную и фазовую характеристики;
- увеличивает максимально допустимый входной сигнал усилителя, входное и выходное сопротивления;
- увеличивает отношение полезного сигнала к помехе и уменьшает нелинейные искажения.

Свойства обратной связи по току можно рассматривать с помощью приемов § 9.2 для усилителя с обратной связью по напряжению. Поэтому далее без выводов приводятся лишь окончательные уравнения.

Так, относительная неустойчивость крутизны характеристики с обратной связью в  $1 + S_{yc}R_{o.c}$  раз меньше относительной неустойчивости крутизны характеристики без обратной связи:

$$\left( \frac{dS_{yc}}{S_{yc}} \right)_{o.c} = \frac{dS_{yc}}{S_{yc}} \cdot \frac{1}{1 + S_{yc}R_{o.c}}. \quad (9.34)$$

Если представить крутизну характеристики усилителя следующим выражением:

$$\dot{S}_{yc} = \frac{S_{yc0}}{1 + A + jB}, \quad (9.35)$$

где  $A$  и  $B$  отражают зависимость  $S_{yc}$  от частоты, то можно записать уравнения частотной и фазовой характеристик усилителя:

$$|\dot{S}_{yc}| = \frac{S_{yc0}}{\sqrt{(1 + A)^2 + B^2}}; \quad (9.36)$$

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{B}{1 + A}\right). \quad (9.37)$$

Если в этом усилителе подать отрицательную обратную связь по току, которая не зависит от частоты, т. е.  $Z_{o.c} = R_{o.c}$ , то (9.36) и (9.37) запишем так:

$$|\dot{S}_{yc}|_{o.c} = \frac{S_{yc0.o.c}}{\sqrt{(1 + A_{o.c})^2 + B_{o.c}^2}}; \quad (9.38)$$

$$\varphi_{o.c} = \arctg\left(-\frac{B_{o.c}}{1 + A_{o.c}}\right), \quad (9.39)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A_{o.c} &= \frac{A}{1 + S_{yc0}R_{o.c}}; \\ B_{o.c} &= \frac{B}{1 + S_{yc0}R_{o.c}}. \end{aligned} \right\} \quad (9.40)$$

Таким образом, обратная связь по току также улучшает частотную и фазовую характеристики, уменьшая члены, которые определяют зависимость от частоты. Однако следует подчеркнуть, что улучшаются только характеристики усилителя, выходным сигналом которого является ток. Напряжение на нагрузке  $Z_n$  этого усилителя при ее изменении (например, от частоты входного сигнала) меняется почти прямо пропорционально  $Z_n$ .

Действительно, так как  $u_{вых} = i_{вых}Z_n$ , где сопротивление нагрузки  $Z_n$  меняется с частотой, а  $i_{вых}$  поддерживается за счет обратной связи по току почти неизменным (частотная характеристика для  $S_{yc.o.c}$  выравнивается), то  $u_{вых} \equiv Z_n$ . Поэтому обратную связь по току целесообразно применять только в усилителях тока, а также

в усилителях напряжения, работающих на фиксированной частоте сигнала (или в узком диапазоне частот) с неизменным сопротивлением нагрузки.

Уравнения для максимально допустимого входного сигнала и входного сопротивления усилителя с обратной связью по току аналогичны соответствующим уравнениям для обратной связи по напряжению:

$$u_{вх\max} = u_{1\max}(1 + S_{yc}R_{o.c}); \quad (9.41)$$

$$Z_{вх.o.c} = Z_{вх}(1 + S_{yc}R_{o.c}). \quad (9.42)$$

Для оценки влияния обратной связи по току на выходное сопротивление усилителя предположим, что в выходной цепи схемы

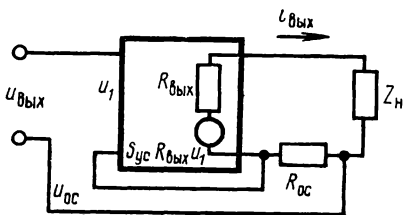


Рис. 9.7. Определение выходного сопротивления усилителя с обратной связью по току

рис. 9.7 ток  $i_{вых}$  изменился на величину  $\Delta i_{вых}$ , например, из-за изменения внешней нагрузки  $Z_n$ . Тогда напряжение на нагрузке изменится в результате изменений падения напряжения на выходном сопротивлении  $Z_{вых}$  и э. д. с. эквивалентного генератора в выходной цепи усилителя за счет действия обратной связи. Результирующее изменение напряжения на нагрузке  $\Delta u_{вых}$ , отнесенное к изменению тока

в выходной цепи  $\Delta i_{вых}$ , даст искомое эквивалентное выходное сопротивление  $Z_{вых.o.c}$ :

$$Z_{вых.o.c} = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta i_{вых}} = \frac{\Delta i_{вых} Z_{вых} + \Delta i_{вых} R_{o.c} S_{yc} Z_{вых}}{\Delta i_{вых}},$$

откуда

$$\dot{Z}_{вых.o.c} = \dot{Z}_{вых}(1 + S_{yc}R_{o.c}). \quad (9.43)$$

Увеличение эквивалентного выходного сопротивления усилителя за счет действия обратной связи по току равносильно стабилизации тока в выходной цепи при изменениях внешней нагрузки усилителя. Действительно, обратная связь по току как бы следит за постоянством тока в нагрузке. И если по каким-либо причинам этот ток изменится (кроме случая воздействия со стороны входа усилителя), то в цепи обратной связи возникнет сигнал, направленный на то, чтобы вернуть этот ток к почти первоначальному значению. Иначе говоря, обратная связь стремится стабилизировать ток в нагрузке усилителя.

Как и при обратной связи по напряжению, в усилителе с обратной связью по току увеличивается отношение полезного сигнала к помехе:

$$\left( \frac{u_{вых}}{u_{вых.п.}} \right)_{o.c} = \frac{u_{вых}}{u_{вых.п.}} (1 + S_{yc}R_{o.c}). \quad (9.44)$$

Сравнивая свойства обратных связей по напряжению и току, видим, что они одинаковы, если частота входного сигнала не меняется и сопротивление нагрузки постоянно. Это объясняется тем, что напряжение обратной связи в первом случае пропорционально выходному напряжению, а во втором — выходному току. Так как  $u_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} Z_H$ , то, стабилизируя напряжение  $u_{\text{вых}}$  при изменении  $Z_H$  (в том числе и от частоты входного сигнала), изменяем ток  $i_{\text{вых}}$ , и наоборот, стабилизация  $i_{\text{вых}}$  приводит к изменению  $u_{\text{вых}}$ . Одновременно  $u_{\text{вых}}$  и  $i_{\text{вых}}$  можно стабилизировать только при неизменном сопротивлении нагрузки.

Различие между обратными связями по напряжению и току можно показать на схемах рис. 9.8, а, б. Эти схемы отличаются только точками, к которым подсоединяется нагрузка. В схеме рис. 9.8, а напряжение обратной связи пропорционально напряжению на нагрузке и равно  $u_{o.c} = u_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ . Поэтому такая связь будет обратной связью по напряжению. В схеме рис. 9.8, б имеет место обратная связь по току, так как весь ток нагрузки проходит через резистор  $R_2$ , с которого снимается напряжение обратной связи.

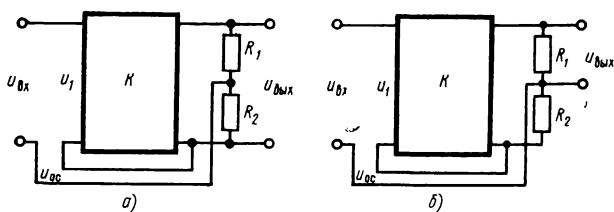


Рис. 9.8. Схемы с обратными связями через резисторный делитель:

а — по напряжению; б — по току

Схему рис. 9.8, б можно использовать и как усилитель напряжения. В этом случае  $u_{o.c} = u_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1}$ , поэтому, казалось бы, можно считать, что  $\beta = R_2/R_1$ , после чего воспользоваться (9.9). Однако величина  $\beta$  при этом будет зависеть от внешней нагрузки (или от частоты входного сигнала) и поэтому окажется переменной.

#### § 9.4. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Параллельная отрицательная обратная связь по напряжению: стабилизирует коэффициент усиления;

улучшает частотную и фазовую характеристики (при  $Z_1 = R_1$ ,  $Z_2 = R_2$ );

увеличивает максимально допустимый входной сигнал усилителя;

уменьшает входное и выходное сопротивления усилителя (при  $Z_1$  и  $Z_2$  — активных сопротивлениях);

увеличивает отношение полезного сигнала к помехе и уменьшает нелинейные искажения.

Таким образом, свойства параллельной обратной связи почти совпадают со свойствами последовательной обратной связи по напряжению.

Действительно, благодаря одинаковой структуре уравнений (9.9) и (9.11) можно, пользуясь методами § 9.2, получить выражение для относительной неустойчивости коэффициента усиления усилителя с параллельной обратной связью, аналогичное (9.15):

$$\frac{dK_{o.c}}{K_{o.c}} = \frac{dK}{K} \cdot \frac{1}{1 + K\gamma_1}. \quad (9.45)$$

Точно так же, если предположить, что коэффициент усиления усилителя без обратной связи выражается (9.16), можно получить уравнения частотной и фазовой характеристик усилителя с параллельной обратной связью:

$$|K_{o.c}| = \frac{|K_{o.c}|}{\sqrt{(1 + A_{o.c})^2 + B_{o.c}^2}} \quad (9.46)$$

и

$$\varphi = \arctg \frac{B_{o.c}}{1 + A_{o.c}}, \quad (9.47)$$

где

$$\left. \begin{aligned} K_{o.c} &= \frac{K_0\gamma_2}{1 + K_0\gamma_1}; \\ A_{o.c} &= \frac{A}{1 + K_0\gamma_1}; \\ B_{o.c} &= \frac{B}{1 + K_0\gamma_1}. \end{aligned} \right\} \quad (9.48)$$

При параллельной обратной связи по напряжению максимально допустимый входной сигнал усилителя определяется из (9.4):

$$u_{вх \max} = u_{1\max} \frac{1 + K\gamma_1}{\gamma_2} \quad (9.49)$$

Для нахождения входного сопротивления усилителя с параллельной обратной связью обратимся к схеме рис. 9.9, а, для которой запишем

$$i_{вх} = \frac{u_{вх} - u_1}{Z_1}. \quad (9.50)$$

Так как

$$u_1 = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{K} = \frac{K_{\text{о.с.}} u_{\text{ВХ}}}{K} = \frac{\gamma_2 u_{\text{ВХ}}}{1 + K\gamma_1}, \quad (9.51)$$

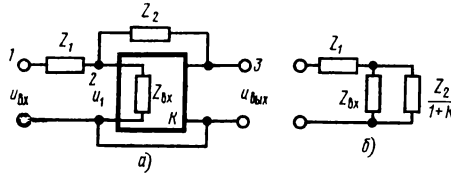


Рис. 9.9. Определение входного сопротивления усилителя с параллельной обратной связью по напряжению

то, подставляя (9.51) в (9.50) и решая последнее относительно  $u_{\text{ВХ}}$ , получим

$$u_{\text{ВХ}} = \frac{i_{\text{ВХ}} Z_1}{1 - \frac{\gamma_2}{1 + K\gamma_1}},$$

откуда

$$Z_{\text{ВХ о.с.}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{Z_1}{1 - \frac{\gamma_2}{1 + K\gamma_1}}. \quad (9.52)$$

В этом выражении величины  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ , как следует из схемы рис. 9.9, а, равны:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{1}{1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_{\text{ВХ}}}}; \\ \gamma_2 &= \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_{\text{ВХ}}}}. \end{aligned} \right\} \quad (9.53)$$

Легко видеть, что при  $Z_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$  уравнения (9.53) принимают вид (9.5).

Подставив в (9.52) значения  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  из (9.53), после преобразования получим

$$Z_{\text{ВХ о.с.}} = Z_1 + \frac{Z_{\text{ВХ}} \frac{Z_2}{1 + K}}{Z_{\text{ВХ}} + \frac{Z_2}{1 + K}}. \quad (9.54)$$

При  $Z_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$  входное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью равно

$$Z_{\text{ВХ о.с.}} \approx Z_1 + \frac{Z_2}{1 + K}. \quad (9.55)$$



Так как величины сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_2$  приблизительно одного порядка, а  $K \gg 1$ , то  $Z_{\text{вх о.с}}$  будет немногим больше  $Z_1$ .

Пользуясь (9.55), можно составить эквивалентную схему входной цепи усилителя с параллельной обратной связью по напряжению (рис. 9.9, б). Из сравнения схемы рис. 9.9, б со схемой рис. 9.1, в следует, что благодаря действию обратной связи эквивалентное сопротивление непосредственно между входными зажимами усилителя (5 и 6 на рис. 9.1) равно параллельному соединению сопротивления  $Z_{\text{вх}}$  с уменьшенным в  $(1+K)$  раз сопротивлением  $Z_2$ .

Выражение для выходного сопротивления усилителя с параллельной обратной связью выводится аналогично (9.28) и имеет вид

$$Z_{\text{вых о.с}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + K\dot{\gamma}_1}. \quad (9.56)$$

Подобно (9.33), можно показать, что в усилителе с параллельной обратной связью отношение полезного сигнала к помехе равно

$$\left( \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых.п.}}} \right)_{\text{о.с}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вых.п}}} \cdot \frac{1}{1 + K\dot{\gamma}_1}. \quad (9.57)$$

Работа усилителя с параллельной обратной связью для вещественных  $\gamma$  ( $Z_1=R_1$  и  $Z_2=R_2$ ) на частоте, при которой  $K$  вещественно,

можно наглядно представить с помощью топографической диаграммы для изменяющихся составляющих (графика падения переменных составляющих потенциала), построенной для цепи  $u_{\text{вх}}-Z_1-Z_2-u_{\text{вых}}$  (см. рис. 9.9, а). Если пренебречь сопротивлением  $Z_{\text{вх}}$  по сравнению с  $Z_1$  и  $Z_2$ , то точки 1, 2, 3, соответствующие напряжениям  $u_{\text{вх}}$ ,  $u_1$ ,  $u_{\text{вых}}$ , лежат на одной прямой. С изменением  $u_{\text{вх}}$  эта прямая поворачивается вокруг точки 4, как показано на рис. 9.10 пунктирной линией. Отношение ординат  $u_{\text{вых}}/u_1$  равняется, очевидно, коэффициенту усиления  $K$ , а  $u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}}$  — коэффициенту  $K_{\text{о.с}}$ .

Из диаграммы рис. 9.10 видно, что для данного  $K_{\text{о.с}}$  при увеличении  $K$  (так, что  $K \gg 1$ ) точка 2 приближается к точке 4. Поэтому

$$\frac{Z_2}{Z_1} \approx - \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -K_{\text{о.с}}. \quad (9.58)$$

Выражение (9.58) получается также и из (9.11), если предположить, что  $K\dot{\gamma}_1 \gg 1$ .

Положение точки 4 на топографической диаграмме неизменно для данного  $K_{\text{о.с}}$ . Следовательно, на сопротивлении  $Z_2$  при работе усилителя с обратной связью в пределах линейности характеристик

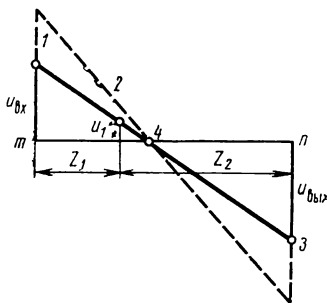


Рис. 9.10. Топографическая диаграмма для изменяющихся составляющих в усилителе с активной параллельной обратной связью для вещественных  $K$

есть точка (4 на рис. 9.9, а), потенциал которой не меняется с изменением  $u_{вх}$ . Теоретически эту точку можно соединить с шиной нулевого потенциала (заземлить) без нарушения работы усилителя. Но при этом он превращается в обычный усилитель без обратной связи с делителем напряжения на входе и нагрузкой на выходе и, таким образом, теряет все качества, которые имел благодаря наличию обратной связи (повышенная стабильность коэффициента усиления и т. д.).

Постоянство потенциала точки 4 можно использовать для стабилизации работы усилителя постоянного напряжения (борьбы с дрейфом).

В частном случае при  $Z_1 = Z_2$  и  $K \gg 1$  точка 2 будет близка к точке 4, находящейся посередине отрезка  $m-n$ . При этом  $K_{о.с} \approx -1$ , а с изменением  $u_{вх}$  прямая 1—3 будет качаться вокруг точки 4 подобно коромыслу весов (см. рис. 9.10).

Такой усилитель, представляющий собой весьма точный инвертор фазы ( $u_{вых} \approx -u_{вх}$ ), иногда называют весовым.

### § 9.5. ПАРАЗИТНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Паразитная обратная связь возникает в результате ошибок при разработке и монтаже усилителя и приводит к изменению его характеристик (в желательную или нежелательную сторону), а иногда и к генерации. Усилитель с паразитной обратной связью часто работает неустойчиво из-за непостоянства условий ее возникновения. Поэтому при разработке принципиальной и монтажной схем усилителей следует принимать меры, обеспечивающие отсутствие паразитной обратной связи.

Паразитная обратная связь может быть электростатической; магнитной; электромагнитной; электрической и неэлектрической (механической, акустической и т. д.).

Электростатическая паразитная обратная связь возникает за счет связи выходных и входных цепей усилителя через паразитную емкость  $C_{пар}$ , например между близко расположенными проводами, ведущими к его входу и выходу. Такую обратную связь можно представить структурной схемой рис. 9.11. Это схема с параллельной обратной связью, для которой

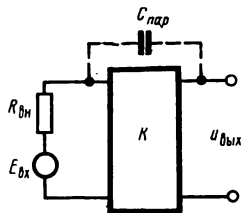


Рис. 9.11. Обратная связь через паразитную емкость

$$\dot{\gamma}_1 = \frac{R_{вн}}{R_{вн} + \frac{1}{j\omega C_{пар}}};$$

$$\dot{\gamma}_2 = \frac{\frac{1}{j\omega C_{пар}}}{R_{вн} + \frac{1}{j\omega C_{пар}}}.$$

Такая обратная связь будет влиять на характеристики усилителя тем сильнее, чем меньше величина  $\frac{1}{j\omega C_{\text{пар}}}$  и больше  $R_{\text{вн}}$ . Поэтому обычно она возникает на высоких частотах  $\omega$  рабочего диапазона усилителя при работе с высокоомным источником входного сигнала.

Электростатическая обратная связь ослабляется или даже полностью устраняется взаимным удалением проводов входных и выходных цепей усилителя и применением экранирования.

Магнитная паразитная обратная связь возникает за счет взаимной индуктивности, появляющейся между выходной и входной цепями усилителя или их элементами (катушками индуктивности, трансформаторами, дросселями). Такая обратная связь также легко устраняется применением магнитных экранов и разнесением соответствующих элементов схемы при их монтаже.

Электромагнитная обратная связь может возникать лишь при работе усилителя с большим коэффициентом усиления на достаточно высокой частоте (порядка радиочастот) и устраняется электростатическим экранированием.

Наиболее часто встречается электрическая паразитная обратная связь, возникающая вследствие того, что один какой-либо элемент цепи (обычно активное сопротивление) оказывается общим для двух цепей, которые должны быть независимыми. Например, эта связь возникает между двумя цепями, подключенными к обще-

му источнику питания, если внутреннее сопротивление последнего не бесконечно мало. В этом случае изменение тока в одной из цепей приводит к падению напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания и, следовательно, к изменению напряжения, подаваемого на вторую цепь.

Такая обратная связь возникает, в частности, при питании многокаскадного усилителя от общего источника питания, имеющего внутреннее сопротивление  $Z_{\text{вн}}$  (рис. 9.12, а). В этом случае, очевидно, через  $Z_{\text{вн}}$  протекают токи всех каскадов, образуя на нем падение напряжения, переменная составляющая которого равна  $(i_1 + i_2 + i_3 + i_4) Z_{\text{вн}}$ .

Так как переменная составляющая тока последнего каскада обычно много больше, чем предыдущих (за счет усиления), то можно считать, что между шинами питания действует переменная составля-

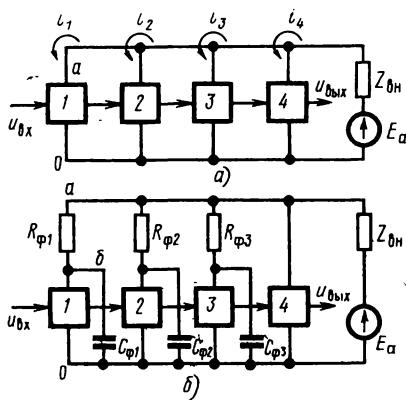


Рис. 9.12. Паразитная обратная связь в усилителе через общий источник анодного питания:

а — без развязывающих фильтров; б — с развязывающими фильтрами

ющая напряжения, приблизительно равная  $i_{A4} \sim Z_{вн}$ . Эта переменная составляющая через цепи питания каждого предыдущего каскада попадает на вход следующего каскада и суммируется параллельно с его входным сигналом. Таким образом, в усилителе возникает ряд параллельных обратных связей по току на вход каждого каскада, начиная со второго. Из этих обратных связей сильнее действует связь, охватывающая наибольшее четное число каскадов с отрицательным коэффициентом усиления. При четном числе таких каскадов обратная связь становится положительной и часто приводит к генерации. Минимальное число каскадов усилителя, достаточное для возникновения положительной паразитной обратной связи, равно двум. Однако при этом необходимо наличие третьего каскада на входе, по цепям питания выходной цепи которого проходит сигнал обратной связи. Поэтому паразитная генерация за счет связи через общий источник питания может возникнуть в усилителе с числом каскадов не менее трех. Признаком генерации по этой причине является ее сохранение при удалении электронного прибора в третьем, считая от выхода усилителя, каскаде.

Условие отсутствия паразитной генерации в усилителе за счет положительной обратной связи через  $Z_{вн}$  источника питания в общем виде можно записать как

$$\dot{S}_{yc} \dot{Z}_{вн} \gamma_{o.c} < 1, \quad (9.59)$$

или, если выходной каскад предназначен для усиления напряжения,

$$\dot{K}_п \frac{Z_{вн}}{Z_n} \gamma_{o.c} < 1, \quad (9.60)$$

где  $\dot{K}_п$  — общий коэффициент усиления каскадов, составляющих цепь положительной обратной связи;  $Z_n$  — сопротивление нагрузки выходного каскада, с которого снимается выходное напряжение;  $\gamma_{o.c}$  — коэффициент, отражающий ослабление сигнала обратной связи четырехполюсником, вход которого обозначен на рис. 9.12, а точками  $a-0$ , а выход —  $b-0$ . Если этот каскад представляет собой простейший усилитель на электронной лампе с анодной нагрузкой, то  $\gamma_{o.c} \approx \frac{R_i}{R_i + R_a}$ , а для аналогичного каскада на транзисторе

$$\gamma_{o.c} \approx \frac{R_{ik}}{R_{ik} + R_k}.$$

Если условие отсутствия генерации (9.60) не выполняется, то в цепь питания каскада, по которой проходит сигнал паразитной обратной связи, вводят так называемый развязывающий фильтр, который представляет собой цепь  $RC$  (см. рис. 2.1, б), включенную так, как показано на рис. 9.12, б. В этом случае сигнал обратной связи дополнительно будет ослаблен фильтром приблизительно

в  $\dot{\gamma}_ф = \frac{1}{1 + j\omega R_ф C_ф}$  раз и условие генерации запишется в следующем

виде (если пренебречь влиянием сопротивления цепи питания каскада на коэффициент передачи развязывающего фильтра):

$$K_{\text{п}} \frac{Z_{\text{вн}}}{Z_{\text{н}}} \gamma_{\text{о.с}} \gamma_{\text{ф}} < 1. \quad (9.61)$$

Это уравнение позволяет рассчитать емкость конденсатора развязывающего фильтра, если задаться величиной  $R_{\text{ф}}$  исходя из допустимой потери на нем напряжения питания каскада.

Развязывающие фильтры являются надежным средством исключения паразитных обратных связей, возникающих через общий источник анодного питания. Поэтому в случае питания многокаскадного усилителя от общего источника эти фильтры рекомендуется применять во всех каскадах, кроме выходного или двух последних. При этом следует иметь в виду, что если усилитель рассчитан на работу с входным сигналом весьма низкой частоты, то сопротивление  $R_{\text{ф}}$  является также частью нагрузки (анодной или коллекторной) и поэтому применение развязывающего фильтра увеличивает коэффициент усиления по напряжению.

Другим способом уменьшения паразитных обратных связей в многокаскадном усилителе, питаемом от одного источника, является уменьшение его внутреннего сопротивления  $Z_{\text{вн}}$ . В простейшем случае этого можно достигнуть увеличением емкости конденсатора на выходе фильтра, если источником питания является выпрямитель, или включением параллельного конденсатора достаточно большой емкости при каком-либо другом источнике питания. Однако при емкостном характере выходного сопротивления  $Z_{\text{вн}}$  его величина растет с понижением частоты. Поэтому практически почти всегда существует такая низкая частота, на которой величина  $Z_{\text{вн}}$  достигает значения, когда неравенство (9.60) не удовлетворяется.

Наиболее действенным способом уменьшения  $Z_{\text{вн}}$  является применение источника питания со стабилизацией напряжения, что позволяет сделать его чисто активным и довести по величине до

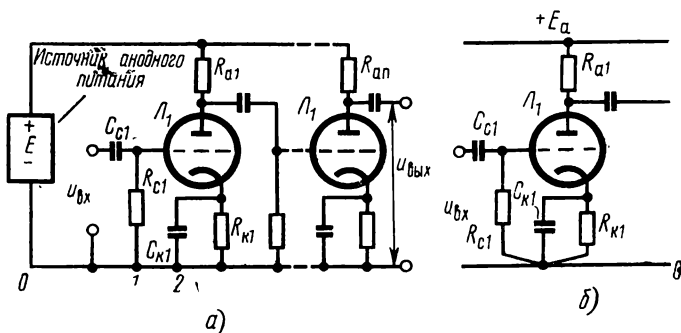


Рис. 9.13. Паразитная обратная связь в усилителе при неправильном монтаже

единиц ом. Принципы действия стабилизаторов рассмотрены в гл. 11.

Электрическая паразитная обратная связь может возникнуть также и за счет питания цепей накала электронных ламп от общих источников, а также и в других аналогичных случаях. Например, если в одном из первых каскадов по шине  $O$  протекают переменные составляющие токов последующих каскадов, то при неправильном монтаже (рис. 9.13, *a*) падение напряжения от этих токов на участке шины между точками 1 и 2 попадает в управляющую цепь данного каскада как напряжение обратной связи. Даже при весьма малом сопротивлении шины  $O$  между точками 1 и 2, но при большом коэффициенте усиления такая обратная связь может существенно изменить характеристики усилителя или привести к генерации.

Эту паразитную обратную связь можно устранить, если при монтаже усилителя свести к нулю участки, падение напряжения на которых попадает в управляющие цепи первых каскадов усиления (рис. 9.13, *б*).

Неэлектрическая паразитная обратная связь может возникнуть в случаях, когда на выходе усилителя включен преобразователь электрической энергии в неэлектрическую, а на его входе возможно преобразование неэлектрической энергии обратно в электрическую. Например, если на выходе усилителя включен громкоговоритель, а на входе — микрофон, то при их неудачном взаимном расположении на микрофоне может попадать звуковой сигнал от громкоговорителя, что при определенных фазовых соотношениях приводит к генерации (так называемый микрофонный эффект).

Неэлектрические паразитные обратные связи устраняются ликвидацией путей их возникновения. Так, микрофонный эффект ликвидируется использованием направленных микрофонов и соответствующим расчетом акустики аудитории, обеспечивающим минимальное попадание сигнала громкоговорителя в микрофон. Широко применяется также амортизация усилителя или его первых каскадов.

# ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

## НЕКОТОРЫЕ СПЕЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### § 10.1. КАТОДНЫЙ, ЭМИТТЕРНЫЙ И ИСТОКОВЫЙ ПОВТОРИТЕЛИ

Катодный повторитель (КП) представляет собой однокаскадный усилитель на электронной лампе, подобный изображенному на рис. 6.5, б, в котором подана последовательная отрицательная обратная связь по напряжению с величиной  $\beta=1$  (рис. 10.1, а). Аналогично из каскада (см. рис. 6.7, б) на  $p-n-p$  транзисторе получается схема эмиттерного повторителя (ЭП), показанная на рис. 10.1, б.

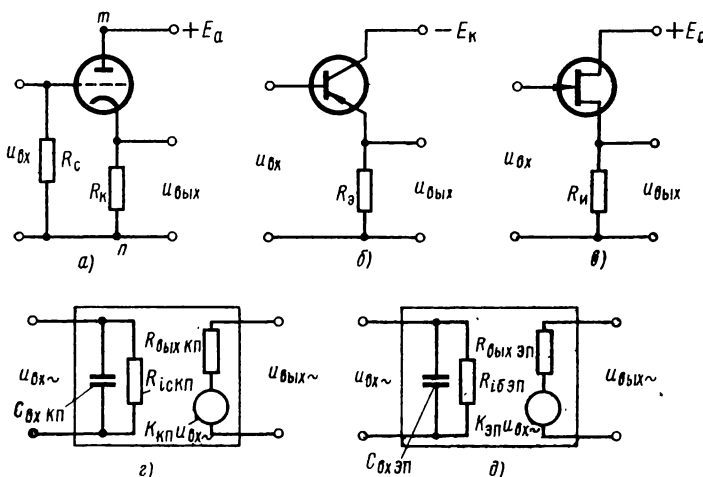


Рис. 10.1. Повторители и их эквивалентные схемы:

а — катодный; б — эмиттерный; в — истоковый; г — эквивалентная схема катодного повторителя; д — эквивалентная схема эмиттерного повторителя

Коэффициенты усиления каскадов рис. 6.5, б и 6.7, б можно найти соответственно из уравнений (6.5) и (6.20). Сменив в этих уравнениях знак на обратный на основании (3.34) и обозначив сопротивления нагрузки через  $R_K$  и  $R_Э$ , получим для схемы:

на лампе

$$K_L = \frac{\mu R_K}{R_L + R_K}, \quad (10.1)$$

на транзисторе

$$K_T = \frac{S_{\text{вых}} R_{\text{вых}} R_K}{R_{IK} + R_K}. \quad (10.2)$$

Подставив эти выражения в (9.9) и учитывая, что  $\beta = 1$ , получим уравнения для коэффициентов усиления соответственно катодного и эмиттерного повторителей:

$$K_{\text{КП}} = \frac{K_L}{1 + K_L} = \frac{\mu R_K}{R_i + R_K(\mu + 1)}, \quad (10.3)$$

$$K_{\text{ЭП}} = \frac{K_T}{1 + K_T} = \frac{S_K R_{IK} R_S}{R_{IK} + R_S(S_K R_{IK} + 1)}. \quad (10.4)$$

Из этих выражений следует, что коэффициенты усиления КП и ЭП принципиально меньше единицы. При достаточно большом коэффициенте усиления этих каскадов до подачи в них обратной связи величины  $K_{\text{КП}}$  и  $K_{\text{ЭП}}$  могут приближаться к единице.

В результате сильно действующей последовательной отрицательной обратной связи по напряжению входные сопротивления КП и ЭП получаются выше, чем у соответствующих каскадов без обратной связи, а выходные сопротивления — ниже их в  $(1 + K_L)$  и в  $(1 + K_T)$  раз. Так как коэффициенты усиления этих каскадов без обратной связи могут составлять величину порядка нескольких десятков единиц, то это увеличение выходных и уменьшение входных сопротивлений может быть довольно значительным.

Таким образом, КП и ЭП представляют собой каскады, которые удобно использовать в качестве буферных для согласования сопротивлений почти без изменения амплитуды сигнала. Этим они отличаются от согласующего трансформатора, преобразующего сопротивление в  $n^2$  раза ( $n$  — коэффициент трансформации) за счет потери амплитуды сигнала в  $n$  раз.

Рассмотрим более подробно работу КП и ЭП. Выходное сопротивление КП определим, пользуясь уравнением (9.28), подставив в него значение  $Z_{\text{вых.сх}}$ , найденное для рис. 6.5, б по формуле (6.16). Так как

$$Z_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} = \frac{R_i R_K}{R_i + R_K},$$

то, подставляя  $Z_{\text{вых.сх}}$  и  $K_L$  из (10.1) в (9.28), получим

$$R_{\text{вых.КП}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + K_L} = \frac{R_K \frac{R_i}{1 + \mu}}{R_K + \frac{R_i}{1 + \mu}} \approx \frac{R_K \frac{1}{S}}{R_K + \frac{1}{S}}. \quad (10.5)$$

Таким образом, выходное сопротивление КП равно параллельному соединению сопротивления  $R_K$  и некоторого эквивалентного сопротивления  $1/S$ . Если  $R_K \gg 1/S$ , то

$$R_{\text{вых.КП}} \approx \frac{1}{S}. \quad (10.6)$$



Входное сопротивление КП\* определяется из уравнения (9.27), где  $Z_{вх}$  в соответствии с эквивалентной схемой входной цепи рис. 6.12 равно

$$Z_{вх} = \frac{1}{\frac{1}{R_{ic}} + j\omega C_{вх}}. \quad (10.7)$$

Подставив (10.7) в (9.27) и учитывая, что  $\beta=1$ , получим

$$\begin{aligned} Z_{вх \text{ КП}} &= \frac{1 + K_{\lambda}}{\frac{1}{R_{ic}} + j\omega C_{вх}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{ic}(1 + K_{\lambda})} + j\omega \frac{C_{вх}}{1 + K_{\lambda}}} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R_{ic \text{ КП}}} + j\omega C_{вх \text{ КП}}}, \end{aligned} \quad (10.8)$$

где  $R_{ic}$  — сопротивление промежутка сетка — катод лампы. В КП сетка относительно катода отрицательна, поэтому  $R_{ic}$  в данном случае определяется отрицательным током сетки:

$$R_{ic \text{ КП}} = R_{ic} (1 + K_{\lambda}); \quad (10.9)$$

$$C_{вх \text{ КП}} = \frac{C_{вх}}{1 + K_{\lambda}}. \quad (10.10)$$

Входная емкость  $C_{вх}$  усилительного каскада определяется через параметры лампы и коэффициент усиления по уравнению (6.17). Поэтому (10.10) можно переписать в виде

$$C_{вх \text{ КП}} = \frac{C_{с.к}}{1 + K_{\lambda}} + C_{а.с} + \frac{C'_{монт}}{1 + K_{\lambda}} + C''_{монт}. \quad (10.10a)$$

В этом выражении в  $1 + K_{\lambda}$  раз уменьшается только та монтажная емкость  $C'_{монт}$ , которая имеется в схеме рис. 10.1, а непосредственно между сеткой и катодом лампы. Монтажная емкость  $C'_{монт}$  между сеткой и нулевой шиной, также входящая в  $C_{монт} = C'_{монт} + C''_{монт}$  в схеме рис. 6.11, не может уменьшиться за счет действия обратной связи.

С помощью уравнений (10.9), (10.10), (10.5) и (10.3) можно составить эквивалентную схему входной и выходной цепей катодного повторителя для переменного тока, которая показана на рис. 10.1, з.

Качественно работу КП можно показать с помощью графика изменения потенциала сетки и катода лампы относительно нулевой шины в зависимости от величины входного сигнала (рис. 10.2). Для

---

\* Здесь и далее для упрощения выкладок не учитывается влияние на величину  $R_{вх}$  реактивной составляющей коэффициента усиления усилителя. При необходимости это влияние можно учесть, как это сделано в § 6.4.

упрощения зависимость выходного напряжения КП от входного принята линейной во всем диапазоне изменения  $u_{вх}$ . На этом графике прямая  $1-1'$ , отражающая зависимость потенциала сетки от  $u_{вх}$ , при одинаковых масштабах по осям проходит под углом  $45^\circ$  в обе стороны от нуля без принципиальных ограничений. При входном сигнале  $u_{вх} = 0$  через лампу протекает некоторый начальный ток  $I_{a0}$ , который создает на катодном сопротивлении падение напряжения  $I_{a0}R_k = U_{k0}$ , определяющее такое смещение на сетке, при котором протекает именно ток  $I_{a0}$ .

При подаче положительного входного сигнала  $u_{вх}$  анодный ток лампы увеличивается, отчего падение напряжения на сопротивлении  $R_k$  возрастает на величину  $\Delta u_k = u_{k\sim} = u_{вых}$ . Так как  $u_{вых} = K_{кп} u_{вх}$ , а  $K_{кп}$  меньше единицы, то угол наклона прямой  $2-2'$ , отражающий изменение потенциала катода лампы КП, относительно нулевой шины принципиально меньше  $45^\circ$ . Для заданного значения входного сигнала  $U_{вх1}$  приращение потенциала катода  $\Delta U_{к1} = U_{вых1}$ , а расстояние по вертикали между прямыми  $1-1'$  и  $2-2'$  равно разности потенциалов между сеткой и катодом лампы.

Так как приращения потенциала катода меньше, чем потенциала сетки ( $K_{кп} < 1$ ), то напряжение между сеткой и катодом с ростом  $u_{вх}$  делается все менее отрицательным и, наконец, в точке  $M$  достигает нуля, а входной сигнал — своего максимального положительного значения  $U_{вх\max+}$ . После точки  $M$  лампа в схеме КП работает с сеточным током.

При подаче отрицательного входного сигнала потенциалы сетки и катода понижаются, а  $u_{с.к}$  растет (по абсолютной величине). При  $u_{вх} = U_{вх\max-}$ , называемом максимальным отрицательным входным сигналом, потенциал катода лампы достигает нуля, что соответствует запираанию лампы.

Расстояние по вертикали между потенциальным уровнем  $E_a$  и прямой  $2-2'$  определяет напряжение  $u_{а.к}$  на лампе.

Расчет схемы КП легко произвести с помощью уравнения (6.11) семейства идеализированных характеристик триода. Для схемы рис. 10.1, а запишем:

$$\left. \begin{aligned} u_{а.к} &= E_a - i_a R_k, \\ u_{с.к} &= u_{вх} - i_a R_k. \end{aligned} \right\} \quad (10.11)$$

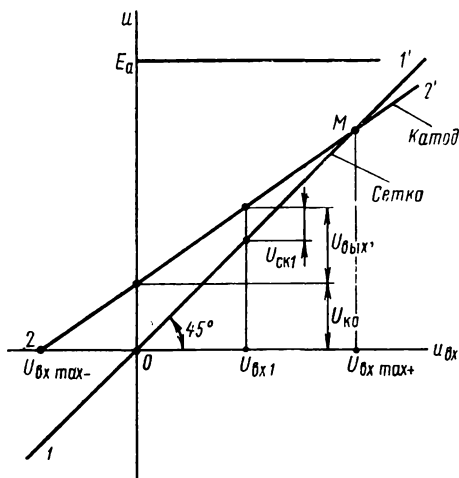


Рис. 10.2. График изменения напряжений в схеме катодного повторителя

Подставляя эти значения в уравнение (6.11) и решая его относительно тока  $i_a$ , получим

$$i_a = I_{a0} + i_{a\sim} = \frac{E_a - E_{\text{п}} + \mu u_{\text{вх}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)} = \frac{E_a - E_{\text{п}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)} + \frac{\mu u_{\text{вх}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)}, \quad (10.12)$$

откуда

$$I_{a0} = \frac{E_a - E_{\text{п}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)}; \quad (10.13)$$

$$i_{a\sim} = \frac{\mu u_{\text{вх}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)}. \quad (10.14)$$

Из (10.12) можно определить эквивалентное сопротивление  $R_{\text{экв КП}}$  схемы катодного повторителя между точками  $m$  и  $n$  или, иначе, сопротивление лампы с катодным резистором, с которого задается сигнал на ее сетку (см. рис. 10.1, а):

$$R_{\text{экв КП}} = R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1). \quad (10.15)$$

Выражения (10.13) и (10.14) позволяют найти напряжение на  $R_{\text{к}}$ :

$$u_{\text{к}} = U_{\text{к0}} + u_{\text{вх}} = i_a R_{\text{к}} = \frac{E_a - E_{\text{п}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)} R_{\text{к}} + \frac{\mu R_{\text{к}} u_{\text{вх}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)}, \quad (10.16)$$

постоянная и переменная составляющие которого соответственно равны:

$$U_{\text{к0}} = \frac{E_a - E_{\text{п}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)} R_{\text{к}}; \quad (10.17)$$

$$u_{\text{вх}} = \frac{\mu R_{\text{к}} u_{\text{вх}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)}. \quad (10.18)$$

Воспользовавшись (10.18), можно найти выражение для коэффициента усиления КП по напряжению:

$$K_{\text{КП}} = \frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{\mu R_{\text{к}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)},$$

которое совпадает с выражением (10.3), полученным другим путем.

Определим максимальный положительный входной сигнал  $U_{\text{вх max+}}$ , соответствующий точке  $M$  на рис. 10.2:

$$i_a R_{\text{к}} = U_{\text{вх max+}} \text{ при } u_{\text{вх}} = U_{\text{вх max+}}. \quad (10.19)$$

Учитывая (10.12), из формулы (10.19) находим

$$U_{\text{вх max+}} = \frac{E_a - E_{\text{п}}}{R_i + R_{\text{к}}} R_{\text{к}}. \quad (10.20)$$

При максимальном отрицательном входном сигнале  $U_{вх\max-}$  лампа запирается:

$$U_{вх\max-} = U_{отс} = - \frac{E_a - E_{п.}}{\mu}. \quad (10.21)$$

Сравнивая (10.20) и (10.21), видим, что величину максимально-положительного входного сигнала  $U_{вх\max+}$  можно сделать довольно большой, выбрав соответствующим образом величину  $R_k$ , тогда как  $U_{вх\max-}$  при заданных  $E_a$  и  $\mu$  изменить нельзя. Напряжение  $U_{вх\max+}$  можно сделать в несколько раз большим, чем  $U_{вх\max-}$ , а это означает, что при симметричном относительно нулевой линии входном сигнале (например, синусоидальном) весь допустимый диапазон изменения  $u_{вх}$  (от  $U_{вх\max+}$  до  $U_{вх\max-}$ ) в схеме рис. 10.1, а не будет использован (рис. 10.3, а), так как увеличение амплитуды  $u_{вх}$  приведет к ее ограничению в области отрицательных значений.

Чтобы увеличить амплитуду входного сигнала и использовать весь допустимый диапазон от  $U_{вх\max-}$  до  $U_{вх\max+}$ , необходимо непосредственно на сетку лампы подать начальный положительный сигнал  $U_0$ , чтобы вывести рабочую точку на середину отрезка  $|U_{вх\max-}| + U_{вх\max+}$  (рис. 10.3, б).

Как следует из этого рисунка, величину  $U_0$  можно вычислить по формуле

$$\begin{aligned} U_{вх0} &= \frac{U_{вх\max+} + |U_{вх\max-}|}{2} - |U_{вх\max-}| = \\ &= \frac{1}{2} U_{вх\max+} - \frac{1}{2} |U_{вх\max-}|. \end{aligned} \quad (10.22)$$

Способы подачи сигнала  $U_0$  показаны на рис. 10.4. Если КП включен после усилительного каскада, то в качестве  $U_0$  можно использовать постоянную составляющую напряжения  $U_{a0}$  на аноде лампы этого каскада, соединив сетку лампы КП непосредственно с анодом лампы каскада (рис. 10.4, а), и соответственно «подогнать»  $U_{a0}$ .

Другой способ состоит в использовании делителя  $R_1-R_2$  (рис. 10.4, б), удовлетворяющего условию

$$E_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_0. \quad (10.23)$$

Однако при этом не всегда можно получить требуемую постоянную времени входной цепи

$$\tau_c = C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad (10.24)$$

так как при подборе величин  $R_1$  и  $R_2$  приходится одновременно учитывать условия (10.23) и (10.24).

Этот недостаток устранен в схеме рис. 10.4, в, в которой величина  $U_0$  задается подбором сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  в соответствии с (10.23), а постоянная времени входной цепи определяется в основном сопротивлением  $R_c$ :

$$\tau_c \approx CR_c.$$

Это дает возможность выбирать требуемые величины  $U_0$  и  $\tau_c$  независимо.

Делитель  $R_1-R_2$  на рис. 10.4, в можно заменить цепью лампа — сопротивление  $R_k$ , если на последнем найти точку, потенциал которой равен  $U_0$  (рис. 10.4, г). В этой схеме величина  $\beta$  различна для постоянной ( $\beta = \frac{R_{k1}}{R_{k1} + R_{k2}}$ ) и переменной ( $\beta = 1$ ) составляющих. Поэтому схема рис. 10.4, г, несмотря на свою простоту, менее стабильна по постоянному току, чем остальные схемы этого рисунка.

Рис. 10.4. Способы включения начального положительного входного сигнала КП

Следует заметить, что в схемах рис. 10.4, б, в, г необходимо наличие разделительного конденсатора  $C$  во входной цепи, чтобы исключить влияние внутреннего сопротивления источника входного сигнала на величину  $U_0$ .

В схеме КП можно применить также пентод, если осуществить питание его экранирующей сетки по схеме, обеспечивающей постоянство потенциала сетки относительно потенциала катода, который меняется при работе схемы (рис. 10.5).

Однако в такой схеме цепь питания экранирующей сетки  $C_3-R_3$  оказывается включенной параллельно  $R_k$  и таким образом влияет на характеристики КП.

Почти все положения, рассмотренные для КП, применимы и для ЭП.

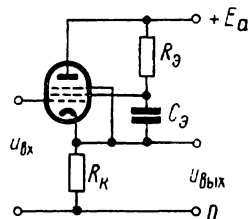


Рис. 10.5. Катодный повторитель на пентоде

Так, выходное сопротивление схемы ЭП по аналогии с (10.5) без учета  $R_{вн}$  равно

$$R_{\text{вых}} \text{ ЭП} = \frac{R_э \frac{R_{ик}}{1 + S_k R_{ик}}}{R_э + \frac{R_{ик}}{1 + S_k R_{ик}}} \approx \frac{R_э \frac{1}{S_k}}{R_э + \frac{1}{S_k}}. \quad (10.25)$$

Так же определяется и входное сопротивление \* схемы ЭП:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}} \text{ ЭП} &= \frac{1 + K_T}{\frac{1}{R_{и6}} + j\omega C_{\text{вх}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{и6}(1 + K_T)} + j\omega \frac{C_{\text{вх}}}{1 + K_T}} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{вх}} \text{ ЭП}} + j\omega C_{\text{вх}} \text{ ЭП}}, \end{aligned} \quad (10.26)$$

откуда

$$R_{\text{вх}} \text{ ЭП} = R_{и6}(1 + K_T); \quad (10.27)$$

$$C_{\text{вх}} \text{ ЭП} = \frac{C_{\text{вх}}}{1 + K_T}. \quad (10.28)$$

Эквивалентная схема ЭП, составленная по уравнениям (10.27), (10.28), (10.25) и (10.4), приведена на рис. 10.2, д.

На рис. 10.6 показаны упрощенные графики работы ЭП на транзисторе *n-p-n*.

На этих графиках подобно рис. 10.2 дана зависимость потенциалов базы транзистора  $u_б$  и эмиттера  $u_э$  от  $u_{\text{вх}}$ .

Предельные значения входных сигналов ЭП ограничены, с одной стороны, запирающим транзистора, а с другой — допустимой величиной тока коллектора или режимом насыщения.

Пользуясь эквивалентными схемами КП и ЭП, можно получить частотную характеристику, вид которой в области низших частот определяется наличием последовательных конденсаторов (например,  $C$  на рис. 10.4), а в области высших частот — конденсаторами, которые включены параллельно нагрузке.

При этом для ЭП в ряде случаев необходимо учитывать зависимость  $S_k$  от частоты.

Наряду с КП и ЭП применяются повторители на полевых транзисторах. На рис. 10.1, в приведена схема истокового повторителя (ИП) на полевом транзисторе с каналом *n*-типа. Эта схема полностью совпадает со схемой КП

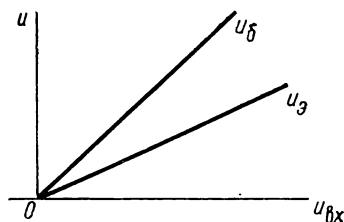


Рис. 10.6. График изменения напряжений в схеме эмиттерного повторителя на транзисторе *n-p-n*

\* См. сноску на стр. 176.

рис. 10.1, *а*. Поскольку полевой транзистор является полупроводниковым аналогом электронной лампы (см. § 6.6), то для ИП справедливы формулы (10.3), (10.6) и другие, полученные для КП, если в них подставить соответствующие параметры полевого триода.

## § 10.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С КАТОДНЫМ, ЭМИТТЕРНЫМ И ИСТОКОВЫМ ВХОДОМ

Одним из существенных недостатков основной схемы включения триода является наличие большой входной емкости, которая ограничивает верхнюю частоту полосы пропускания усилителя. Это обстоятельство явилось одной из причин появления экранированных ламп, обладающих значительно меньшей по сравнению с триодами проходной емкостью благодаря тому, что между входным (управляющей сеткой) и выходным (анодом) электродами имеется экран, соединенный по переменному току с нулевой шиной.

В каскаде с катодным входом (рис. 6.5, *е* и рис. 10.7, *а*) роль такого экрана выполняет сетка триода, соединенная с нулевой шиной. При этом входной сигнал подается на катод между точками 1 и 2 и анодная цепь лампы замыкается через внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

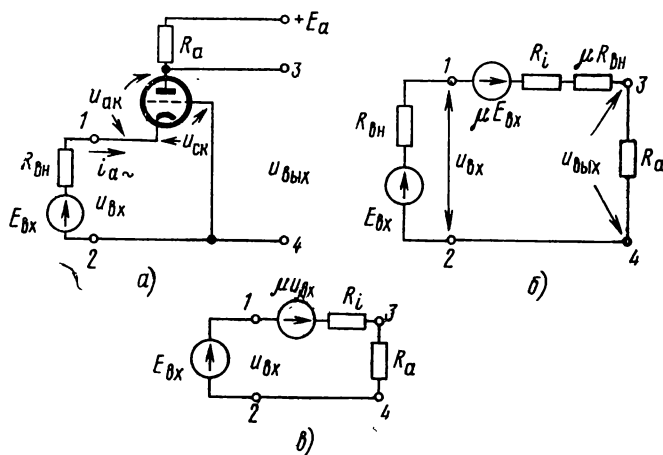


Рис. 10.7. Каскад с катодным входом:  
*а* — принципиальная схема; *б* и *в* — эквивалентные схемы

Режим лампы в каскаде с катодным входом задается напряжением  $E_a$  анодного питания и начальной разностью потенциалов между сеткой и катодом, которая часто создается за счет постоянной составляющей напряжения во входном сигнале:

$$E_{вх} = E_{вх 0} + e_{вх \sim}. \quad (10.29)$$

Расчет схемы каскада с катодным входом можно проводить с помощью уравнения (6.11). Так как для схемы рис. 10.7, а

$$\left. \begin{aligned} u_{a.k} &= E_a - i_a R_a - i_a R_{вн} - E_{вх}; \\ u_{c.k} &= -E_{вх} - i_a R_{вн}, \end{aligned} \right\} \quad (10.30)$$

то, подставив (10.30) в (6.11) и решив полученное выражение относительно тока  $i_a$ , получим

$$i_a = \frac{E_a - E_{п} - E_{вх}(1 + \mu)}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)}. \quad (10.31)$$

Учитывая (10.29), запишем уравнение (10.31) так:

$$i_a = I_{a0} + i_{a\sim} = \frac{E_a - E_{п} - E_{вх0}(1 + \mu)}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)} - \frac{e_{вх\sim}(1 + \mu)}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)}, \quad (10.32)$$

откуда

$$i_{a\sim} = - \frac{e_{вх\sim} + \mu e_{вх\sim}}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)}. \quad (10.33)$$

Отрицательный знак выражения (10.33) означает, что изменения входного сигнала и анодного тока имеют разные знаки, т. е. увеличение входного сигнала вызывает уменьшение анодного тока, и наоборот.

Уравнение (10.33) представляет собой выражение закона Ома для цепи, состоящей из двух генераторов  $e_{вх\sim}$  и  $\mu e_{вх\sim}$  и сопротивлений  $R_{вн}$ ,  $R_i$ ,  $R_a$  и  $\mu R_{вн}$ . Такая цепь, изображенная на рис. 10.7, б, представляет собой эквивалентную схему анодной цепи каскада с катодным входом для переменных составляющих. Если сопротивление  $R_{вн}$  настолько мало, что его влиянием можно пренебречь (т. е.  $\mu R_{вн} \ll R_i$ ), то эквивалентная схема принимает вид рис. 10.7, в (на этих схемах 1—2 — точки присоединения источника входного сигнала).

С помощью (10.33) найдем переменные составляющие напряжений на сопротивлении нагрузки:

$$u_{R\sim} = i_{a\sim} R_a = - \frac{(\mu + 1) R_a}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)} e_{вх\sim}, \quad (10.34)$$

а согласно (3.38) — и на лампе:

$$u_{a\sim} = - u_{R\sim} = \frac{(\mu + 1) R_a e_{вх\sim}}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)}, \quad (10.35)$$

откуда коэффициент усиления каскада с катодным входом равен

$$K_{KB} = \frac{u_{a\sim}}{e_{вх\sim}} = \frac{(\mu + 1) R_a}{R_i + R_a + R_{вн}(1 + \mu)}. \quad (10.36)$$

При  $R_{вн} = 0$  коэффициент усиления

$$K_{KB} = \frac{(\mu + 1) R_a}{R_i + R_a}. \quad (10.36a)$$



Из эквивалентной схемы рис. 10.7, в найдем входное сопротивление усилителя с катодным входом  $R_{вх\text{ КВ}}$ , т. е. сопротивление  $R_{12}$  схемы относительно ее зажимов 1 и 2. Переменная составляющая входного тока от источника сигнала  $u_{вх}$ , очевидно, равна переменной составляющей анодного тока лампы и поэтому для схемы рис. 10.7, в в соответствии с (10.33) имеет вид

$$i_{вх\sim} = i_{a\sim} = \frac{u_{вх\sim} + \mu u_{вх\sim}}{R_i + R_a}. \quad (10.37)$$

Следовательно,

$$R_{вх\text{ КВ}} = R_{12} = \frac{u_{вх\sim}}{i_{вх\sim}} = \frac{R_i + R_a}{1 + \mu}. \quad (10.38)$$

В данном случае знак перед дробью уравнения (10.33) не учитывается, так как направление тока  $i_{вх\sim}$  соответствует полярности приложенного сигнала  $u_{вх\sim}$ .

Выходное сопротивление каскада с катодным входом определяется как сопротивление  $R_{34}$  схемы рис. 10.7, б или рис. 10.7, в относительно зажимов 3 и 4:

$$R_{вых\text{ КВ}} = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}. \quad (10.39)$$

Если источник входного сигнала обладает конечным внутренним сопротивлением  $R_{вн}$ , то выходное сопротивление каскада, как это следует из эквивалентной схемы рис. 10.7, б, увеличивается:

$$R_{вых\text{ КВ}} = \frac{R_a [R_i + R_{вн}(\mu + 1)]}{R_a + R_i + R_{вн}(\mu + 1)}. \quad (10.39a)$$

Входную емкость каскада с катодным входом найдем с помощью схемы рис. 10.8, вычислив для нее емкостную составляющую входного тока:

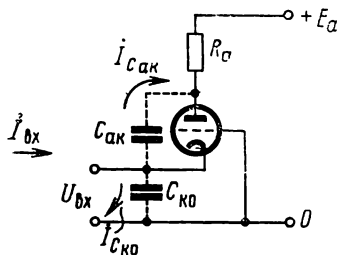


Рис. 10.8. Определение входной емкости каскада с катодным входом

$$i_{вх} = i_{c\text{ к}0} + i_{c\text{ а.к}}, \quad (10.40)$$

где  $i_{c\text{ к}0}$  и  $i_{c\text{ а.к}}$  — соответственно токи через емкости катод — нулевая шина  $C_{к0}$  и анод — катод  $C_{а.к}$ . Емкость  $C_{к0}$  состоит из емкостей сетка — катод  $C_{с.к.}$ , катод — подогреватель  $C_{к.н}$  и монтажной емкости катод — нулевая шина  $C_{монт}$ . Тогда

$$i_{c\text{ к}0} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\frac{1}{j\omega C_{к0}}} = j\omega C_{к0} \dot{U}_{вх}, \quad (10.41)$$

$$i_{c\text{ а.к}} = \frac{\dot{U}_{вх} - K \dot{U}_{вх}}{\frac{1}{j\omega C_{а.к}}} = j\omega C_{а.к} \dot{U}_{вх} (1 - K).$$

Подставляя выражения (10.41) в (10.40), получим

$$I_{вх} = j\omega [C_{к0} + C_{а.к}(1 - K)] U_{вх},$$

откуда

$$C_{вх\text{ КВ}} = C_{к0} - C_{а.к}(K - 1). \quad (10.42)$$

Таким образом, входная емкость каскада с катодным входом может быть и положительной и отрицательной в зависимости от соотношения слагаемых в уравнении (10.42). Обычно второе слагаемое незначительно преобладает над первым, в силу чего  $C_{вх.к.в}$  имеет небольшую отрицательную величину.

Выходная емкость каскада рис. 10.7, а  $C_{вых.кв}$  определяется приблизительно емкостью  $C_{а.с}$  анод — сетка и емкостью монтажа

$$C_{вых\text{ КВ}} = C_{а.с} + C_{монт.} \quad (10.43)$$

Так как выходная емкость каскада с катодным входом значительно превышает его входную емкость, то частотная характеристика этого каскада определяется в основном постоянной времени выходной цепи:

$$\tau_{вых} = C_{вых\text{ КВ}} R_{вых\text{ КВ}}. \quad (10.44)$$

Из-за малого входного сопротивления каскада с катодным входом применяют источник входного сигнала с возможно меньшим внутренним сопротивлением, в качестве которого обычно используются трансформатор (для согласования сопротивлений — понижающий) и катодный повторитель. Сочетание катодного повторителя и каскада с катодным входом называют усилителем с катодной связью (рис. 10.9).

Коэффициент усиления  $K_{КС}$  схемы (рис. 10.9) определяется как произведение коэффициентов усиления катодного повторителя и каскада с катодным входом. При этом необходимо учитывать, что параллельно нагрузке  $R_K$  катодного повторителя включено входное сопротивление каскада с катодным входом. Поэтому коэффициент усиления усилителя с катодной связью, в каскадах которого применены лампы с одинаковыми параметрами, равен

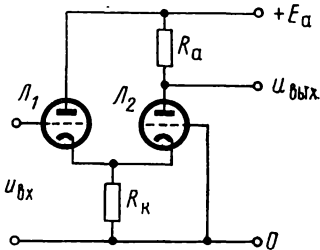


Рис. 10.9. Усилитель с катодной связью

$$K_{КС} = K_{КП} K_{КВ} = \frac{\mu R_{к.э.кв}}{R_i + R_{к.э.кв}(\mu + 1)} \cdot \frac{(\mu + 1) R_a}{R_i + R_a}, \quad (10.45)$$

где

$$R_{к.э.кв} = \frac{R_K \frac{R_i + R_a}{\mu + 1}}{R_K + \frac{R_i + R_a}{\mu + 1}}. \quad (10.46)$$

После подстановки (10.46) в (10.45) и несложных преобразований получим

$$K_{\text{КС}} = \frac{\mu(\mu+1)R_a R_{\text{К}}}{(R_i + R_a)[R_i + R_{\text{К}}(\mu+1)] + R_i R_{\text{К}}(\mu+1)}. \quad (10.47)$$

Если считать, что  $R_{\text{К}}(\mu+1) \gg R_i$ , то, пренебрегая величиной  $R_i$  в квадратных скобках знаменателя (10.47), получим

$$K_{\text{КС}} \approx \frac{\mu R_a}{R_a + 2R_i}. \quad (10.47a)$$

Положительный знак коэффициента усиления указывает на то, что выходное и входное напряжения этого каскада совпадают по фазе.

Каскад с катодным входом и усилитель с катодной связью широко используются особенно для усиления в широкой полосе частот или на повышенных частотах (порядка десятков мегагерц), выгодно отличаясь от схемы на пентоде в несколько раз меньшим уровнем собственных шумов.

Полупроводниковыми аналогами каскада с катодным входом являются каскады с эмиттерным входом или общей базой (см. рис. 6.7, г) и каскады с истоковым входом.

Анализ работы каскада с эмиттерным входом для переменных составляющих напряжений и токов проведем с помощью уравнения (3.26a), которое для транзисторного каскада имеет вид

$$i_{\text{К}\sim} = S_{\text{К}} u_{\text{б.э}\sim} + \frac{u_{\text{К.э}\sim}}{R_{\text{иК}}}, \quad (10.48)$$

где  $u_{\text{б.э}\sim}$  и  $u_{\text{К.э}\sim}$  — напряжения соответственно на базе и коллекторе относительно эмиттера.

Для схемы рис. 6.7, г запишем:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{б.э}\sim} &= -u_{\text{ВХ}\sim}; \\ u_{\text{К.э}\sim} &= -u_{\text{ВХ}\sim} - i_{\text{К}} R_{\text{К}}. \end{aligned} \right\} \quad (10.49)$$

Подставив (10.49) в (10.48) и решив последнее выражение относительно  $i_{\text{К}\sim}$ , получим

$$i_{\text{К}\sim} = -\frac{u_{\text{ВХ}\sim} + S_{\text{К}} R_{\text{иК}} u_{\text{ВХ}\sim}}{R_{\text{иК}} + R_{\text{К}}}. \quad (10.50)$$

Это уравнение аналогично уравнению (10.33) для электронной лампы. Коэффициент усиления  $K_{\text{ЭВ}}$  схемы рис. 6.7, г равен

$$\begin{aligned} K_{\text{ЭВ}} &= \frac{u_{\text{К}\sim}}{u_{\text{ВХ}\sim}} = -\frac{u_{\text{Р}\sim}}{u_{\text{ВХ}\sim}} = \frac{i_{\text{К}\sim} R_{\text{К}}}{u_{\text{ВХ}\sim}} = \\ &= \frac{(1 + S_{\text{К}} R_{\text{иК}}) R_{\text{К}}}{R_{\text{иК}} + R_{\text{К}}}. \end{aligned} \quad (10.51)$$

Входное сопротивление каскада с эмиттерным входом равно, как видно из схемы рис. 6.7, з, параллельному соединению сопротивлений  $\frac{R_{ik} + R_k}{1 + S_k R_{ik}}$  и  $R_{i6}$ :

$$\begin{aligned} R_{вх\ эв} &= \frac{\frac{R_{ik} + R_k}{1 + S_k R_{ik}} R_{i6}}{\frac{R_{ik} + R_k}{1 + S_k R_{ik}} + R_{i6}} = \\ &= \frac{(R_{ik} + R_k) R_{i6}}{R_{ik} + R_k + R_{i6} (1 + S_k R_{ik})}. \end{aligned} \quad (10.52)$$

При  $R_k \ll R_{ik}$  и  $S_k R_{ik} \gg 1$  входное сопротивление схемы рис. 6.7, з запишем так:

$$R_{вх\ эв} \approx \frac{R_{i6}}{1 + S_k R_{i6}}. \quad (10.53)$$

Это выражение с учетом (3.29) будет иметь вид

$$R_{вх\ эв} \approx \frac{R_{i6}}{1 + \beta}. \quad (10.53a)$$

Выходное сопротивление каскада с эмиттерным входом по аналогии с (10.39) равно

$$R_{вых\ эв} \approx \frac{R_{ik} R_k}{R_{ik} + R_k}. \quad (10.54)$$

Входная емкость каскада (см. рис. 6.7, з) отрицательна, но это практически не сказывается на работе схемы, так как она шунтируется весьма малым сопротивлением  $R_{вх\ эв}$ .

Частотная характеристика каскада с эмиттерным входом определяется главным образом зависимостью  $S_k$  от частоты и поэтому при соответственно выбранном транзисторе может быть сделана равной в довольно широком диапазоне частот входных сигналов.

Режим транзистора в каскаде с эмиттерным входом не отличается от его режима в основной схеме включения.

Для каскада с истоковым входом, схема которого совпадает с аналогичной схемой на лампе (см. рис. 10.7), справедливы формулы, выведенные ранее для усилительного каскада с катодным входом.

### § 10.3. КАСКАД С РАЗДЕЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

Если в анодную и катодную цепи включить одинаковые сопротивления нагрузки  $R_a = R_k$ , то получится так называемый каскад с разделенной нагрузкой (рис. 10.10, а). Его основное назначение заключается в получении парафазного выходного сигнала, т. е. двух одинаковых, но сдвинутых по фазе на  $180^\circ$  напряжений, снимаемых с анода и катода лампы.

Найдем коэффициенты усиления  $K_a$  и  $K_k$ , а также эквивалентные схемы этого каскада по каждому из выходов.

Для напряжений на аноде и сетке относительно катода лампы в схеме рис. 10.10, а запишем:

$$\left. \begin{aligned} u_{a.k} &= E_a - i_a R_a - i_a R_k; \\ u_{c.k} &= u_{вх} - i_a R_k. \end{aligned} \right\} \quad (10.55)$$

Подставив эти значения  $u_{a.k}$  и  $u_{c.k}$  в (6.11), получим

$$i_a = \frac{E_a - E_{\pi} + \mu u_{вх}}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)}. \quad (10.56)$$

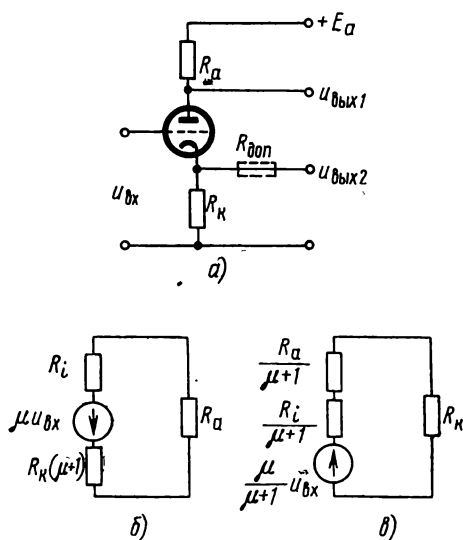


Рис. 10.10. Каскад с разделенной нагрузкой

Отсюда найдем постоянную и переменную составляющие анодного тока. Далее эти составляющие записаны с учетом того, что  $u_{вх}$  может содержать постоянную составляющую  $U_{вх0}$ :

$$I_{a0} = \frac{E_a - E_{\pi} + \mu U_{вх0}}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)}; \quad (10.57)$$

$$i_{a\sim} = \frac{\mu u_{вх\sim}}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)}. \quad (10.58)$$

Напряжения на аноде и катоде лампы относительно нулевой шины равны:

$$\begin{aligned} u_a &= u_{вых1} = E_a - i_a R_a = \\ &= \frac{E_a[R_i + R_k(\mu + 1)] + E_{\pi} R_a - \mu U_{вх0} R_a}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)} - \\ &= \frac{\mu u_{вх\sim} R_a}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)} = U_{вых10} + u_{вых1\sim}; \end{aligned} \quad (10.59)$$

$$\begin{aligned}
 u_K &= u_{\text{вых2}} = i_a R_K = \\
 &= \frac{E_a - E_{\text{п}} + \mu U_{\text{вх0}}}{R_i + R_a + R_K(\mu + 1)} R_K + \frac{\mu u_{\text{вх}}}{R_i + R_a + R_K(\mu + 1)} R_K = \\
 &= U_{\text{вых20}} + u_{\text{вых2}\sim}.
 \end{aligned} \tag{10.60}$$

Из этих уравнений получим коэффициенты усиления:

$$\left. \begin{aligned} K_a &= \frac{u_{\text{вых1}\sim}}{u_{\text{вх}\sim}} = - \frac{\mu R_a}{R_i + R_a + R_K(\mu + 1)}; \\ K_K &= \frac{u_{\text{вых2}\sim}}{u_{\text{вх}\sim}} = \frac{\mu R_K}{R_i + R_a + R_K(\mu + 1)}. \end{aligned} \right\} \tag{10.61}$$

Таким образом, при  $R_a = R_K = R_H$

$$K_a = -K_K = - \frac{\mu R_H}{R_i + R_H(\mu + 2)}, \tag{10.62}$$

т. е. на выходах каскада с разделенной нагрузкой получим противофазное напряжение  $u_{\text{вых1}\sim} = -u_{\text{вых2}\sim}$ .

Из (10.62) видно, что коэффициенты усиления по абсолютной величине в каскаде с разделенной нагрузкой принципиально меньше единицы.

Выходные сопротивления схемы рис. 10.10, а можно найти с помощью эквивалентных схем, составленных для каждого из выходов.

Эквивалентная схема для выхода с анода лампы, составленная по уравнению (10.58), дана на рис. 10.10, б. Для этой схемы выходное сопротивление определяется параллельным соединением сопротивлений  $R_a$  и  $R_i + R_K(\mu + 1)$ :

$$R_{\text{вых1}} = \frac{R_a[R_i + R_K(\mu + 1)]}{R_a + R_i + R_K(\mu + 1)}. \tag{10.63}$$

Если считать, что  $R_a = R_K = R_H$  и  $\mu \gg 1$ , то

$$R_{\text{вых1}} \approx R_H. \tag{10.63a}$$

Увеличение выходного сопротивления объясняется наличием в этом каскаде обратной связи по току.

Эквивалентная схема каскада для выхода с катодного сопротивления составляется с помощью уравнения (10.58), в котором следует разделить числитель и знаменатель на  $\mu + 1$  (чтобы иметь  $R_K$  без множителя, так как с него снимается  $u_{\text{вых2}}$ ):

$$i_{a\sim} = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} u_{\text{вх}\sim}}{\frac{R_i}{\mu + 1} + \frac{R_a}{\mu + 1} + R_K}. \tag{10.64}$$

Схема, соответствующая этому уравнению, дана на рис. 10.10, *в*. Для этой схемы выходное сопротивление равно параллельному соединению сопротивлений  $R_k$  и  $\frac{R_i + R_a}{\mu + 1}$ . Последнее представляет собой входное сопротивление каскада с катодным входом, чем и является данная схема относительно зажимов  $u_{\text{вых2}}$ .

Таким образом,

$$R_{\text{вых2}} = \frac{R_k \frac{R_i + R_a}{\mu + 1}}{R_k + \frac{R_i + R_a}{\mu + 1}} = \frac{R_k (R_i + R_a)}{R_i + R_a + R_k (\mu + 1)}. \quad (10.65)$$

Если учесть равенство сопротивлений нагрузки  $R_a$  и  $R_k$ , а также что  $R_n(\mu + 2) \gg R_i$ , то

$$R_{\text{вых2}} \approx \frac{R_i + R_n}{\mu + 2}. \quad (10.65a)$$

Сравнивая (10.63) и (10.65), видим, что выходное сопротивление каскада с разделенной нагрузкой для выхода с анода больше, чем для выхода с катода. При равенстве сопротивлений нагрузки имеем

$$R_{\text{вых1}} - R_{\text{вых2}} = \frac{\mu R_n^2}{R_i + R_n(\mu + 2)}. \quad (10.66)$$

Такое неравенство выходных сопротивлений приводит к различию частотных характеристик этого каскада по разным выходам, если их внешние емкостные нагрузки одинаковы. Поэтому, для того чтобы сделать частотные характеристики для  $u_{\text{вых1}}$  и  $u_{\text{вых2}}$  одинаковыми, выходное сопротивление  $R_{\text{вых2}}$  рекомендуется увеличивать, вводя дополнительное сопротивление  $R_{\text{доп}}$  (на рис. 10.11, *а* показано пунктиром). Величина  $R_{\text{доп}}$  определяется выражением (10.66).

Входная емкость каскада с разделенной нагрузкой складывается из емкости анод — сетка лампы  $C_{a.c}$ , увеличенной в  $(1 + K_a)$  раз (как в каскаде с анодной нагрузкой), емкости сетка — катод  $C_{c.k}$ , уменьшенной в  $(1 + K_k)$  раз (как в катодном повторителе), и емкости монтажа

$$C_{\text{вх.р.н}} = C_{a.c} (1 + K_a) + \frac{C_{c.k}}{1 + K_k} + C_{\text{монт.}} \quad (10.67)$$

Режим лампы в каскаде с разделенной нагрузкой определяется напряжением анодного питания  $E_a$  и начальным напряжением входного сигнала  $U_{\text{вх0}}$ , определяющим начальное смещение на сетке лампы относительно катода.

Аналогично можно рассмотреть транзисторный каскад с разделенной нагрузкой (рис. 10.11, *а*).

Расчет этого каскада для переменных составляющих производят по уравнению (10.48). Поскольку для напряжений на коллекторе и базе относительно эмиттера можно записать:

$$\left. \begin{aligned} u_{к.э} &= -i_{к\sim} R_K - i_{к\sim} R_э; \\ u_{б.э} &= u_{вх\sim} - i_{к\sim} R_э; \end{aligned} \right\} \quad (10.68)$$

то, подставив эти выражения в уравнение (10.48) и решив его относительно  $i_{к\sim}$ , получим

$$i_{к\sim} = \frac{S_K R_{ик} u_{вх\sim}}{R_{ик} + R_K + R_э (S_K R_{ик} + 1)}. \quad (10.69)$$

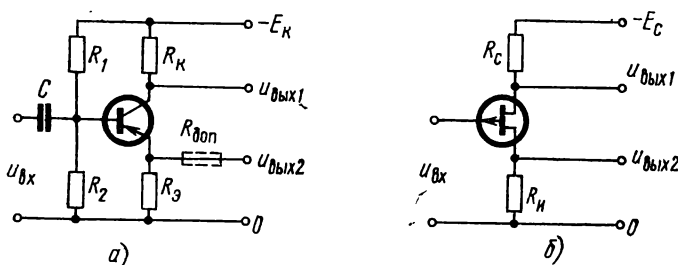


Рис. 10.11. Каскад с разделенной нагрузкой на транзисторах:  
а — биполярном типа *p-n-p*; б — полевым с каналом *p*-типа

Это уравнение подобно (10.58), поэтому далее расчет каскада (см. рис. 10.11) проводится так же, как и для каскада на электронной лампе. В результате для коэффициентов усиления имеем:

$$K_K \approx \frac{S_K R_{ик} R_K}{R_{ик} + R_K + R_э (S_K R_{ик} + 1)}; \quad (10.70)$$

$$K_э \approx \frac{S_K R_{ик} R_э}{R_{ик} + R_K + R_э (S_K R_{ик} + 1)}. \quad (10.71)$$

Так же можно определить выходные сопротивления каскада с разделенной нагрузкой соответственно по выходам с коллектора и эмиттера:

$$R_{вых1} \approx \frac{R_K [R_{ик} + R_э (S_K R_{ик} + 1)]}{R_K + R_{ик} + R_э (S_K R_{ик} + 1)}. \quad (10.72)$$

Так как  $R_{ик} \ll R_э (S_K R_{ик} + 1)$  и  $R_K = R_э = R_H$ , то это выражение может быть переписано:

$$R_{вых1} \approx R_H. \quad (10.72a)$$



## Выходное сопротивление по второму выходу

$$R_{\text{вых}2} \approx \frac{R_9 \frac{R_{ik} + R_k}{S_k R_{ik} + 1}}{R_9 + \frac{R_{ik} + R_k}{S_k R_{ik} + 1}} = \frac{R_9 (R_{ik} + R_k)}{R_{ik} + R_k + R_9 (S_k R_{ik} + 1)}. \quad (10.73)$$

Если пренебречь  $R_k$  по сравнению с  $R_{ik}$ , учесть равенство сопротивлений нагрузки и считать, что  $R_9 (S_k R_{ik} + 1) \gg R_{ik}$ , то получим

$$R_{\text{вых}2} \approx \frac{R_{ik}}{S_k R_{ik} + 2} \approx \frac{1}{S_k}. \quad (10.73a)$$

Из полученных выражений для  $R_{\text{вых}1}$  и  $R_{\text{вых}2}$  по аналогии с (10.66) найдем требуемую величину  $R_{\text{доп}}$ , для того чтобы уравнять частотные характеристики по выходам каскада.

Частотная характеристика каскада с разделенной нагрузкой приближается к характеристике эмиттерного повторителя и определяется в основном зависимостью  $S_k$  от частоты.

Режим транзистора в каскаде рис. 10.11, а задается величинами  $E_k$  и  $U_{\text{вх}0}$ .

Формулы, полученные для лампового каскада (см. рис. 10.10, а), справедливы и для аналогичного каскада на полевом транзисторе (см. рис. 10.11, б; полевой транзистор с каналом  $p$ -типа) после подстановки в них соответствующих параметров схемы рис. 10.11, б. Для расширения допустимого диапазона изменения входного сигнала как в схеме на лампе, так и на транзисторах в ряде случаев приходится увеличивать (по абсолютной величине) начальное значение входного сигнала  $U_{\text{вх}0}$ .

## § 10.4. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ БАЛАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Как отмечалось в § 8.4, основной задачей при построении схем усилителей с гальванической связью (УГС) является снижение дрейфа выходного напряжения этих усилителей.

Малый дрейф можно получить, используя в качестве входных каскадов УГС мостовые схемы, построенные на основе последова-

тельного или параллельного балансных каскадов. При этом оказывается, что наименьший дрейф выходного напряжения удастся обеспечить, применяя последовательный балансный усилитель.

Принципиальная схема последовательного балансного каскада приведена на рис. 10.12. В этой схеме «усилительной» является нижняя лампа  $L_1$ , на сетку которой подается входной сигнал  $u_{\text{вх}}$ . Верхняя лампа  $L_2$  вместе с сопротивлением  $R_{k2}$  образует эквива-

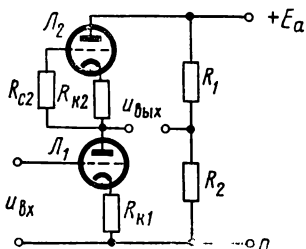


Рис. 10.12. Последовательный балансный каскад

лентное сопротивление  $R_{a.э}$  анодной нагрузки, величина которого согласно (10.15) равна

$$R_{a.э} = R_{i2} + R_{к2}(1 + \mu_2).$$

Выходное напряжение в этой схеме снимается между анодом  $J_1$  и средней точкой делителя  $R_1$ — $R_2$ .

В начальном режиме регулировки сопротивления  $R_1$  легко добиться, чтобы при отсутствии входного сигнала выходное напряжение также было равно нулю.

В такой схеме изменения напряжений анодного питания  $E_a$  и накала ламп не будут приводить к дрейфу  $u_{вых}$  при соблюдении условия баланса моста, образованного плечами схемы:

$$\frac{R_{i2} + R_{к2}(1 + \mu_2)}{R_{i1} + R_{к1}(1 + \mu_1)} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (10.74)$$

В процессе работы схемы параметры ламп (особенно величина  $R_i$ ) меняются и поэтому условие (10.74) не будет выполняться. Однако если в качестве  $R_k$  взять высокостабильные сопротивления такой величины, чтобы обеспечить неравенство  $R_k(1 + \mu) \gg R_i$ , то дрейф выходного напряжения в схеме рис. 10.12 будет небольшим. Для уменьшения дрейфа в этой схеме применяются однотипные лампы. При этом для уменьшения влияния изменений сеточных токов ламп величину сопротивления  $R_{с2}$  надо выбирать равной внутреннему сопротивлению источника сигнала, а величину  $R_{к1}$  — равной примерно  $R_{к2}$ . В результате этого дрейф, приведенный ко входу, можно снизить до долей милливольт в час.

Кроме дрейфа выходного напряжения особенностью любого УГС является зависимость начального режима ламп (транзисторов) последующих каскадов от режимов предыдущих электронных приборов. Поэтому при анализе и расчете схемы рис. 10.12 необходимо определять не только переменные, но и постоянные составляющие токов и напряжений электродов ламп.

Из-за сложности графического расчета такой схемы удобнее воспользоваться аналитическим способом с помощью уравнения (6.11) идеализированных характеристик лампы. При этом задача значительно упростится, если принять, что лампы одинаковы:

$$(R_{i1} = R_{i2}, \mu_1 = \mu_2), \text{ а } R_{к1} = R_{к2} = R_k.$$

Тогда постоянное напряжение на аноде лампы  $J_1$   $U_{a0} = E_a/2$ . Найдем анодные токи обеих ламп:

$$I_{a01} = I_{a02} = I_{a0} = \frac{\frac{E_a}{2} - E_n}{R_i + R_k(1 + \mu)}. \quad (10.75)$$

Начальные смещения на сетках ламп будут одинаковы:

$$U_{с,к0} = -I_{a0} R_k.$$

Переменные составляющие токов и напряжений можно найти из схемы рис. 10.12 как каскад с разделенной нагрузкой ( $R_{a.э}$  и  $R_{к1}$ ). Для этой схемы (см. § 10.3) имеем

$$i_{a1\sim} = i_{a2\sim} = i_{a\sim} = \frac{\mu_1 u_{вх}}{R_{a.э} + R_{i1} + R_{к1} (1 + \mu_1)}.$$

Тогда коэффициент усиления последовательного балансного каскада

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = - \frac{\mu_1 R_{a.э}}{R_{a.э} + R_{i1} + R_{к1} (1 + \mu_1)}. \quad (10.76)$$

Для симметричной схемы, когда  $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ ;  $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ ;  $R_{к1} = R_{к2} = R_k$ ,

$$K_u = - \frac{\mu}{2}. \quad (10.77)$$

Выходное сопротивление симметричного каскада

$$R_{вых} = [R_{i1} + R_{к1} (\mu_1 + 1) + R_1] \parallel [R_{i2} + R_{к2} (\mu_2 + 1) + R_2]$$

в реальных условиях оказывается весьма значительным:

$$R_{вых} \approx \frac{R_i + R_k (1 + \mu)}{2} \approx \frac{\mu R_k}{2}. \quad (10.78)$$

Из-за большого выходного сопротивления последовательный балансный каскад применяется главным образом в схемах низкочастотных усилителей с гальванической связью. Для уменьшения дрейфа лампы ставятся в начальный режим с малым анодным током и напряжением.

Последовательный балансный каскад на транзисторах имеет неудовлетворительные параметры и поэтому почти не применяется.

## § 10.5. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ БАЛАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Параллельный балансный усилитель (ПБУ), состоящий из одного или нескольких балансных каскадов (см. рис. 8.12, а), широко применяется не только в схемах высококачественных УГС, но и для усиления переменного напряжения, получения парафазного напряжения, в качестве вычитающего устройства, двустороннего амплитудного ограничителя, в схемах совпадения и т. д.

В общем виде схема параллельного балансного каскада показана на рис. 10.13, а. В этой схеме входные сигналы можно подавать на сетку одной ( $u_{вх1}$ ) или другой ( $u_{вх2}$ ) ламп отдельно или одновременно. Выходные напряжения каскада можно снимать и как изменение потенциала анода любой из ламп (независимо от того, на сетку какой лампы подан входной сигнал), и как разность потенциалов между анодами ламп.

Так как параллельный балансный каскад не содержит конденсаторов, его работа не зависит от частоты входных сигналов до таких частот, когда начнут сказываться паразитные емкости схемы. Поэтому анализировать работу каскада можно применительно к входным сигналам в виде постоянного или переменного напряжения любой формы.

Пусть на схему рис. 10.13, а подан только один входной сигнал  $u_{вх1}$  положительной полярности, а другой  $u_{вх2}$  равен нулю. Это вызовет увеличение анодного тока  $i_{a1}$  первой лампы и, следовательно, увеличение падения напряжения на общем катодном сопротивлении. В результате катод второй лампы делается более положительным относительно ее сетки (при  $u_{вх2}=0$  сетка  $L_2$  соединена с нулевой шиной) и анодный ток второй лампы уменьшится. При этом потенциал анода первой лампы понизится на величину  $u_{a1}$ , а второй — увеличится на  $u_{a2}$ .

Если подать положительный входной сигнал  $u_{вх2}$  на сетку  $L_2$  при  $u_{вх1}=0$ , то, так как схема симметрична, потенциал анода  $L_2$  понизится, а анода  $L_1$  — возрастет. При подаче входных сигналов отрицательной полярности изменения потенциалов анодов будут иметь обратные знаки.

Количественную оценку изменения потенциалов анодов ламп можно выполнить с помощью уравнения (6.11). Для лампы  $L_1$  схемы рис. 10.13, а можно записать:

$$\left. \begin{aligned} u_{a.к1} &= E_a - i_{a1} R_{a1} - (i_{a1} + i_{a2}) R_k. \\ u_{c.к1} &= u_{вх1} - (i_{a1} + i_{a2}) R_k. \end{aligned} \right\} \quad (10.79)$$

Подставив эти значения в (6.11), получим первое из уравнений, связывающих анодные токи ламп с параметрами схемы и входными сигналами. Аналогично, записав уравнения, подобные (10.79), для лампы  $L_2$  и подставив их в (6.11), получим второе уравнение системы:

$$\left. \begin{aligned} i_{a1} &= \frac{E_a - i_{a1} R_{a1} - (i_{a1} + i_{a2}) R_k - E_{п1} +}{R_{i1}} \rightarrow \dots \\ &\dots \rightarrow \frac{+ \mu_1 [U_{вх1} - (i_{a1} + i_{a2}) R_k]}{R_{i1}}; \\ i_{a2} &= \frac{E_a - i_{a2} R_{a2} - (i_{a1} + i_{a2}) R_k - E_{п2} +}{R_{i2}} \rightarrow \dots \\ &\dots \rightarrow \frac{+ \mu_2 [U_{вх2} - (i_{a1} + i_{a2}) R_k]}{R_{i2}}. \end{aligned} \right\} \quad (10.80)$$

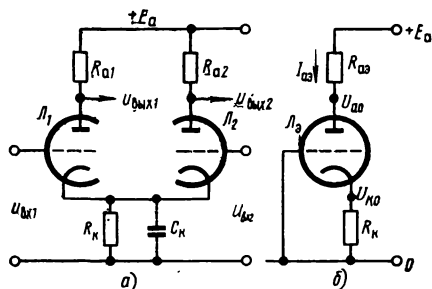


Рис. 10.13. Параллельный балансный каскад:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для определения начального режима

Решение этой системы уравнений относительно  $i_{a1}$  и  $i_{a2}$  позволяет подробно проанализировать работу каскада в общем виде. Этот анализ можно упростить, если учесть, что на практике в схеме рис. 10.13, а применяют двойные триоды, имеющие примерно одинаковые характеристики ( $R_{i1} \approx R_{i2}$ ,  $\mu_1 \approx \mu_2$ ), а сопротивления анодных нагрузок делают равными ( $R_{a1} = R_{a2}$ ). Тогда при отсутствии входных сигналов ( $u_{вх1} = u_{вх2} = 0$ ) начальные потенциалы анодов будут одинаковы и режим схемы не нарушится, если соединить их между собой. При этом получим схему рис. 10.13, б, в которой сопротивления анодных нагрузок и лампы соединены параллельно, т. е.  $R_{a.э} = \frac{R_a}{2}$ , а параметры эквивалентной лампы равны:  $\mu_a = \mu$ ,  $R_{iэ} = \frac{R_i}{2}$ . Через эту лампу протекает ток  $I_{a.э} = 2I_{a0}$ :

$$I_{a.э} = 2I_{a0} = \frac{E_a - E_n}{R_{iэ} + R_{a.э} + R_k (\mu + 1)}. \quad (10.81)$$

Начальные потенциалы анодов ламп и их катодов относительно нулевой шины соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} U_{a01} = U_{a02} = U_{a0} &= E_a - I_{a0} R_a; \\ U_{k0} &= 2I_{a0} R_k. \end{aligned} \right\} \quad (10.82)$$

Переменные составляющие токов ламп найдем следующим образом. Пусть подан сигнал  $u_{вх1}$  при  $u_{вх2} = 0$ . В этом случае можно считать, что схема рис. 10.13, а представляет собой двухкаскадный усилитель, состоящий из каскада на лампе  $L_1$  с анодной и катодной нагрузками. Выходной сигнал с катодной нагрузки этого каскада подается на вход второго каскада лампы  $L_2$ , включенного по схеме с общей сеткой.

При этом катодной нагрузкой первого каскада является параллельное соединение резистора  $R_k$  и входного сопротивления второго каскада:

$$R_{k.э} = R_k \parallel R_{вх2}, \quad (10.83)$$

где в соответствии с (10.38)

$$R_{вх2} = \frac{R_{a2} + R_{i2}}{1 + \mu_2} = \frac{R_a + R_i}{1 + \mu}.$$

Тогда переменная составляющая анодного тока лампы  $L_1$ , как следует из (10.58), равна

$$i_{a1\sim} = \frac{\mu_1 u_{вх1}}{R_{i1} + R_{a1} + R_{k.э} (\mu_1 + 1)}, \quad (10.84)$$

а изменение потенциала ее анода

$$u_{a1\sim} = -i_{a1\sim} R_{a1} = -i_{a1\sim} R_a. \quad (10.85)$$

Потенциал катодов обеих ламп изменится на величину

$$u_{k\sim} = i_{a1\sim} R_{k.э}. \quad (10.86)$$

Заметим, что  $u_{k\sim}$  зависит только от изменения анодного тока  $\mathcal{L}_1$  (изменение тока  $\mathcal{L}_2$ , вызванное входным сигналом  $u_{вх1}$ , учтено включением  $R_{вх2}$  параллельно  $R_k$ ).

Изменение анодного тока  $\mathcal{L}_2$  найдем с помощью (10.37):

$$i_{a2\sim} = - \frac{(1 + \mu_2) u_{k\sim}}{R_{i2} + R_{a2}} = - \frac{(1 + \mu) u_{k\sim}}{R_i + R_a}, \quad (10.87)$$

а изменение потенциала анода

$$u_{a2\sim} = - i_{a2} R_{a2} = - i_{a2\sim} R_a. \quad (10.88)$$

Пользуясь (10.85) и (10.88) и учитывая (10.84) и (10.87), найдем частные коэффициенты усиления, представляющие собой отношения переменных составляющих напряжения на анодах ламп к входному сигналу:

$$K_{11} = \frac{u_{a1\sim}}{u_{вх1}} = - \frac{\mu R_a [R_i + R_a + R_k (1 + \mu)]}{(R_i + R_a) [R_i + R_a + 2R_k (1 + \mu)]}; \quad (10.89)$$

$$K_{12} = \frac{u_{a2\sim}}{u_{вх1}} = \frac{\mu R_a R_k (1 + \mu)}{(R_i + R_a) [R_i + R_a + 2R_k (1 + \mu)]}. \quad (10.90)$$

Положив теперь, что  $u_{вх1} = 0$ , и рассмотрев работу каскада аналогично для входного сигнала  $u_{вх2}$ , найдем значения частных коэффициентов усиления  $K_{22}$  и  $K_{21}$ . Так как схема симметрична, т. е. параметры ламп и сопротивления  $R_a$  одинаковы, то соответствующие коэффициенты усиления равны между собой:

$$K_{22} = K_{11} = K'; \quad K_{21} = K_{12} = K''. \quad (10.91)$$

Сравнивая выражения (10.89)—(10.91), видим, что  $K_{11}$  по модулю больше  $K_{12}$ , а модуль  $K_{22}$  больше  $K_{21}$ . Поэтому абсолютная величина изменения потенциала анода той лампы, на сетку которой подается входной сигнал, за счет этого сигнала принципиально больше, чем на аноде другой лампы.

Выходное напряжение каскада, снимаемое между анодами ламп, при одном входном сигнале (например,  $u_{вх1}$ ) равно

$$u_{вых} = u_{a1\sim} - u_{a2\sim} = K' u_{вх1} - K'' u_{вх1}.$$

Отсюда найдем коэффициент усиления, называемый дифференциальным, который представляет собой отношение выходного напряжения, снимаемого между анодами, к входному сигналу:

$$K_{диф} = \frac{u_{вых}}{u_{вх1}} = K' - K''.$$

Подставляя сюда значения  $K'$  и  $K''$ , получим

$$K_{диф} = - \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}. \quad (10.92)$$

Теперь рассмотрим работу схемы рис. 10.13, *a* при подаче на нее одновременно двух входных сигналов:  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ . В этом случае (в пределах линейной амплитудной характеристики каскада по каждому входу) для изменений потенциалов анодов по принципу суперпозиции можно записать:

$$u_{a1\sim} = u_{вых1} = K_{11} u_{вх1} + K_{21} u_{вх2} = K' u_{вх1} + K'' u_{вх2};$$

$$u_{a2\sim} = u_{вых2} = K_{12} u_{вх1} + K_{22} u_{вх2} = K'' u_{вх1} + K' u_{вх2}.$$

Перепишем эти зависимости так:

$$\left. \begin{aligned} u_{вых1} &= \frac{K' - K''}{2} (u_{вх1} - u_{вх2}) + (K' + K'') \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}; \\ u_{вых2} &= -\frac{K' - K''}{2} (u_{вх1} - u_{вх2}) + (K' + K'') \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (10.93)$$

Назовем величину

$$K_{ур} = K' + K'' = -\frac{\mu R_a}{R_l + R_a + 2R_k(1 + \mu)} \quad (10.94)$$

коэффициентом усиления по уровню. Тогда с учетом (10.92) и (10.94) запишем выражение (10.93) так:

$$\left. \begin{aligned} u_{вых1} &= \frac{K_{диф}}{2} (u_{вх1} - u_{вх2}) + K_{ур} \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}; \\ u_{вых2} &= -\frac{K_{диф}}{2} (u_{вх1} - u_{вх2}) + K_{ур} \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (10.95)$$

Уравнения (10.95) показывают, что при одновременной подаче обоих входных сигналов потенциалы анодов лампы параллельного балансного каскада изменяются в разные стороны (один потенциал увеличивается, а второй — уменьшается) на величину, пропорциональную разности входных сигналов  $u_{вх1} - u_{вх2}$ .

Выходное напряжение  $u_{вых}$  образуется как разность потенциалов между анодами:

$$u_{вых} = u_{вых1} - u_{вых2} = K_{диф} (u_{вх1} - u_{вх2}).$$

Кроме этого, потенциалы анодов изменяются вместе на величину

$$u_{a.ср} = \frac{u_{вых1} + u_{вых2}}{2} = K_{ур} \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2},$$

пропорциональную полусумме входных сигналов.

Таким образом, коэффициент усиления по уровню  $K_{ур}$  показывает, как меняется средний уровень  $u_{a.ср}$  потенциалов анодов при данном изменении среднего уровня входных сигналов:

$$u_{ср} = \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}.$$

Физический смысл понятий  $K_{\text{диф}}$  и  $K_{\text{ур}}$  можно пояснить потенциальной диаграммой рис. 10.14, где условно показаны изменения потенциалов анодов лампы каскада для частного случая  $u_{\text{вх1}} > 0$ ,  $u_{\text{вх2}} = 0$ .

Часто схему рис. 10.13, а применяют в качестве вычитающего усилителя (т. е. усилителя, выходное напряжение которого прямо пропорционально разности входных напряжений), снимая выходной сигнал между анодом любой из ламп и нулевой шиной. Из (10.95) следует, что  $u_{\text{вых1}}$  и  $u_{\text{вых2}}$  будут прямо пропорциональны разности  $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$  лишь при  $K_{\text{ур}} \rightarrow 0$ .

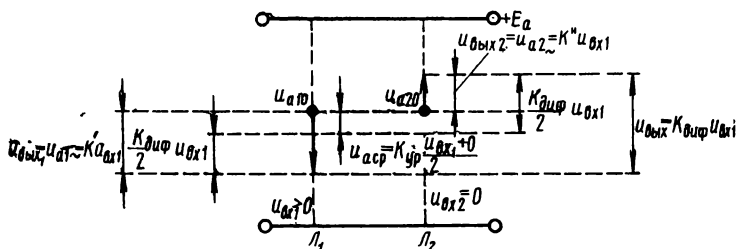


Рис. 10.14. Диаграмма изменения потенциалов анодов лампы каскада ПБУ

Схема параллельного балансного каскада часто применяется также для подачи противофазных и равных по величине сигналов на отклоняющие пластины электроннолучевой трубки. Эти условия также можно обеспечить лишь при  $K_{\text{ур}} \rightarrow 0$ .

Если в схеме рис. 10.13, а выходной сигнал снимается между анодами лампы, то выходное напряжение  $u_{\text{вых}} = u_{\text{вых1}} - u_{\text{вых2}} = K_{\text{диф}}(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}})$  не зависит от изменения среднего уровня входных сигналов. Казалось бы, в этом случае получается идеальный вычитатель. Однако приведенные зависимости получены для условий, когда лампы одинаковы, а  $R_{a1} = R_{a2}$ . В реальных условиях из-за разброса параметров лампы величина  $u_{\text{вых}}$  даже при  $R_{a1} = R_{a2}$  будет зависеть от среднего уровня. Анализ показывает, что в этом случае

$$u_{\text{вых}} = K_{\text{диф}}(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) + K_{\text{нс}} \frac{u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}}{2}, \quad (10.96)$$

где  $K_{\text{нс}}$  — коэффициент несимметрии, определяющий изменение разности  $u_{a1\sim} - u_{a2\sim}$  только в зависимости от среднего уровня. Чем больший разброс параметров имеют лампы каскада, тем больше будет и  $K_{\text{нс}}$  (лишь при  $\mu_1 = \mu_2$ ;  $R_{i1} = R_{i2}$   $K_{\text{нс}} = 0$ ), а  $K_{\text{диф}}$  и  $K_{\text{ур}}$  будут значительно отличаться от величин, определяемых формулами (10.92) и (10.94).



Из (10.94) следует, что  $K_{ур}$  уменьшается с увеличением  $R_K$ . При  $R_K > R_a$  и  $\mu \gg 1$

$$K_{ур} \approx - \frac{R_a}{2R_K}, \quad (10.97)$$

т. е. изменение среднего уровня выходных напряжений каскада будет в  $2R_K/R_a$  раз меньше изменения  $u_{ср}$ .

Однако чрезмерное увеличение  $R_K$  в схеме рис. 10.13, а приведет к уменьшению анодных токов, а следовательно, к увеличению  $R_i$  ламп. Этого можно избежать, если, увеличив сопротивление  $R_K$ , одновременно сделать более отрицательным потенциал нижнего

конца этого сопротивления, что обеспечивается при трехшинном питании схемы (рис. 10.15, а).

Еще меньшую величину  $K_{ур}$  можно получить в схеме рис. 10.15, б, где эквивалентным сопротивлением в цепи катода ламп ПБУ будет

$$R_{к.э} = R_{i3} + R_K (1 + \mu_3). \quad (10.98)$$

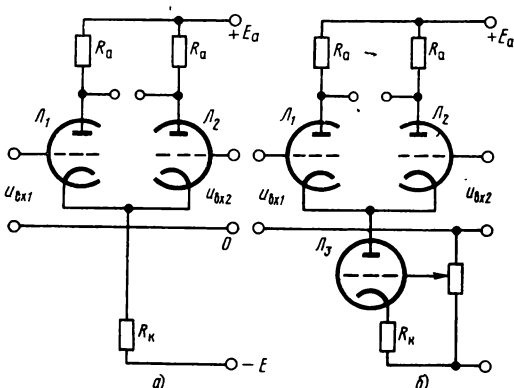


Рис. 10.15. Уменьшение коэффициента усиления по уровню:

а — увеличением резистора  $R_K$  с применением трехшинного питания; б — увеличением эквивалентного сопротивления в цепи катода

Для обеспечения малой величины  $K_{нс}$  также следует увеличивать  $R_{к.э}$ .

Однако в тех случаях, когда средний уровень

выходных сигналов меняется в больших пределах, а их разность мала, для получения высокой точности вычитания приходится подбирать двойные триоды с наиболее близкими параметрами, причем особенно важно обеспечить  $\mu_1 = \mu_2$ .

В схеме рис. 10.13, а выходное напряжение, снимаемое между анодами ламп, не будет зависеть от нестабильности напряжения  $E_a$  анодного питания, если параметры ламп и схемы связаны соотношением

$$\frac{R_{a1}}{R_{a2}} = \frac{R_{i1} + R_K (\mu_1 - \mu_2)}{R_{i2} + R_K (\mu_2 - \mu_1)}, \quad (10.99)$$

которое при  $\mu_1 = \mu_2$  обращается в условие равновесия мостовой схемы, образованной сопротивлениями  $R_i$  и  $R_a$ .

Нестабильность напряжения  $U_H$  накала ламп не будет вызывать изменений величины  $u_{вых}$  при условии, что

$$R_{a1} \frac{\partial I_{a01}}{\partial U_H} = R_{a2} \frac{\partial I_{a02}}{\partial U_H}.$$

Это условие можно обеспечить только приближенно лишь в симметричной схеме, если применять в ней двойные триоды, особенно триоды, конструктивно имеющие общий катод. В таких схемах дрейф, приведенный ко входу, удастся снизить до единиц милливольт в час.

Если выходное напряжение снимать между анодом одной из ламп и нулевой шиной, то дрейф будет больше. Но и в этом случае он будет гораздо меньше, чем в схемах обычных (не балансных) УГС.

Для схемы каскада ПБУ с симметричным выходом, как это видно из рис. 10.13, а, выходное сопротивление складывается из параллельного соединения двух ветвей:  $R_{i1} + R_{i2}$  и  $R_{a1} + R_{a2}$  (при большом  $R_k$  его влиянием можно пренебречь). Тогда при полностью симметричной схеме каскада

$$R_{\text{вых}} = 2R_i \parallel 2R_a = 2 \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}. \quad (10.100)$$

Из той же схемы следует, что в случае несимметричного выхода ПБУ его выходное сопротивление (при значительном  $R_k$ ) равно

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_a (R_a + 2R_i)}{2(R_a + R_i)}. \quad (10.101)$$

Если каскад ПБУ имеет низкоомную нагрузку, то ее следует подключать к его выходу через параллельный балансный катодный повторитель (рис. 10.16).

Входные сопротивления ПБУ при низких частотах определяются малыми сеточными токами и поэтому оказываются весьма значительными. При работе на высоких частотах сказывается влияние входных емкостей  $C_{\text{вх}}$ . По любому из входов ПБУ входную емкость найдем, как и в каскаде с анодной и катодной нагрузками (см. § 10.3), в котором катодное сопротивление определяется (10.83).

Каскад ПБУ равномерно воспроизводит сигналы в полосе частот от  $\omega = 0$  до  $\omega = \omega_v$ . Величина  $\omega_v$ , на которой  $K_{\text{диф}}(\omega)$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, а фазовый сдвиг составляет  $-45^\circ$  (рис. 10.17), определяется с помощью второго из выражений (8.18), в котором  $\tau_v = R_{\text{вых}} C_{\text{вых}}$ .

При симметричном выходе, одинаковых лампах и  $R_{a1} = R_{a2}$  имеем

$$\tau_v = R_{\text{вых}} C_{\text{вых}} = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} C_a, \quad (10.102)$$

где  $C_{\text{вых}} = C_a/2$ ,  $C_a$  — величина паразитной емкости, шунтирующей  $R_a$ , т. е. емкость между анодом каждой лампы и нулевой шиной.

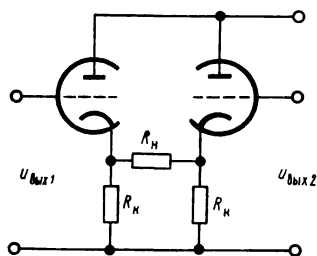


Рис. 10.16. Параллельный балансный катодный повторитель

Паразитная емкость  $C_k$ , шунтирующая резистор  $R_k$ , заметного влияния на частотную характеристику  $K_{\text{диф}}(\omega)$  не оказывает, так как  $K_{\text{диф}}(\omega) = K'(\omega) - K''(\omega)$ , где с ростом частоты  $K'(\omega)$  за счет влияния  $C_k$  увеличивается, а  $K''(\omega)$  — уменьшается.

При построении многокаскадного УГС весьма малый дрейф выходного напряжения можно обеспечить, если в качестве входного каскада такого УГС применить схему последовательного балансно-

го каскада, а во втором и последующих каскадах использовать ПБУ.

Коэффициент усиления многокаскадного ПБУ определяется перемножением соответствующих коэффициентов отдельных каскадов. Так, для двухкаскадного ПБУ выходные напряжения

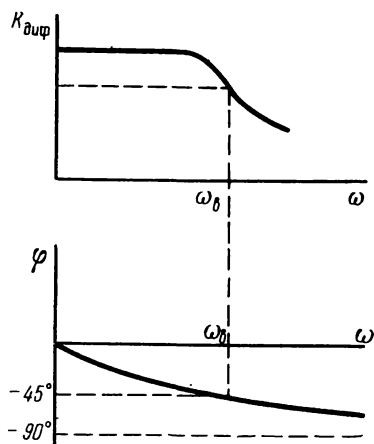


Рис. 10.17. Частотная и фазовая характеристики каскада ПБУ

$$u_{\text{вых}} = \pm \frac{K_{\text{диф}1} K_{\text{диф}2}}{2} (u_{\text{вх}1} - u_{\text{вх}2}) + K_{\text{ур}1} K_{\text{ур}2} u_{\text{ср}}, \quad (10.103)$$

где индексами 1 и 2 обозначены коэффициенты усиления первого и второго каскадов ПБУ.

Многокаскадный ПБУ составляется подачей выходных напряжений предыдущего каскада, снимаемых

с анодов ламп, на сетки ламп последующих каскадов. При этом для сигналов, не содержащих медленно меняющихся напряжений, связь между каскадами осуществляется через конденсаторы (рис. 10.18, а). Если частота изменения сигналов весьма мала, то связь между каскадами должна быть гальванической (рис. 10.18, б).

Схему рис. 10.13, а можно использовать и в качестве двустороннего амплитудного ограничителя. Действительно, пусть подлежащий ограничению сигнал подается на первый вход  $u_{\text{вх}} = u_{\text{вх}1}$  при постоянном напряжении  $E_0$  на втором входе, а выходной сигнал снимается с анода лампы  $\mathcal{L}_2$ . По мере увеличения  $u_{\text{вх}}$  анодный ток  $\mathcal{L}_2$  будет уменьшаться и при некоторой величине  $U_{\text{вх}(+)}$  ток  $i_{a2}$  будет равен нулю, а потенциал анода  $\mathcal{L}_2$  зафиксируется на уровне  $U_{a\text{max}} = E_a$ . Наоборот, при уменьшении  $u_{\text{вх}}$  ток  $\mathcal{L}_2$  будет увеличиваться и при  $U_{\text{вх}(-)}$   $\mathcal{L}_1$  запирается, а ток  $i_{a2}$  достигает значения

$$I_{a2} = \frac{E_a - E_n + \mu_2 E_0}{R_{i2} + R_{a2} + R_k (1 + \mu_2)},$$

причем потенциал анода  $\mathcal{L}_2$  будет равен

$$U_{a\text{min}} = E_a - I_{a2} R_{a2}.$$

Изменяя величины напряжения  $E_a$ , сопротивлений  $R_a$  и  $R_k$ , а также опорного напряжения  $E_0$ , можно менять уровни ограниче-

ния на входе  $U_{вх(+)}$  и  $U_{вх(-)}$  и на выходе  $U_{a\max}$ ,  $U_{a\min}$ . Основное преимущество такого ограничителя в том, что он не отбирает мощность от источника входного сигнала.

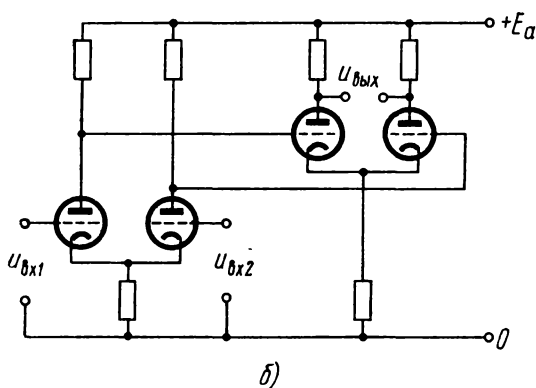
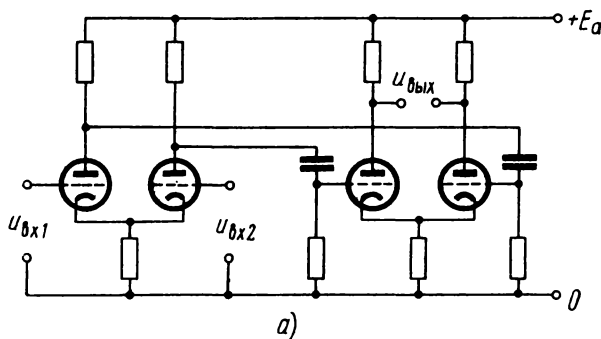


Рис. 10.18. Двухкаскадный ПБУ:  
а — с емкостной связью; б — с гальванической связью

Схема параллельного балансного каскада на транзисторах типа  $n-p-n$  приведена на рис. 10.19, а. Эта схема аналогична ламповому варианту схемы каскада ПБУ (включая совпадение полярности напряжений и токов). Поэтому сказанное ранее о работе ПБУ на лампах будет в основном справедливо и для схемы рис. 10.19, а, за исключением ряда особенностей, рассматриваемых далее.

Так как обычно источники входных сигналов  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$  должны иметь общую с усилителем нулевую шину, то в схеме рис. 10.19, а приходится использовать два источника питания для обеспечения в начальном режиме положительных потенциалов баз транзисторов относительно их эмиттеров.

Значительный разброс параметров транзисторов требует тщательной балансировки схемы при ее наладке. Для этого в коллекторную или эмиттерную цепи транзисторов включают сопротивле-

ния  $R_1$  или  $R_2$ , а иногда и оба сразу. Включение сопротивления  $R_2$ , хотя и снижает усиление, но одновременно приводит к расширению допустимого диапазона изменений входных сигналов.

Основной причиной нестабильности выходного напряжения транзисторных ПБУ является значительный температурный дрейф характеристик и параметров транзистора. Поэтому дрейф ПБУ на транзисторах превышает дрейф ПБУ на лампах более чем на порядок.

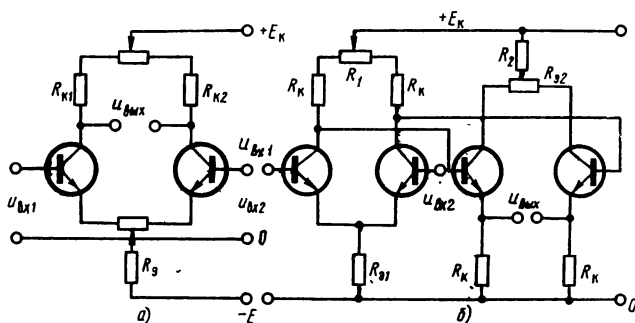


Рис. 10.19. Схемы ПБУ на биполярных транзисторах:  
а — однокаскадный; б — двухкаскадный

Особенностью транзисторных ПБУ является возможность сочетания в многокаскадном УГС каскадов на транзисторах противоположных проводимостей  $n-p-n$  и  $p-n-p$ . На рис. 10.19, б приведена часть схемы УГС, в соседних каскадах которого чередуются ПБУ на транзисторах одной и другой проводимостей. В таких схемах упрощается каскадирование усилителя в целом и применяется сравнительно низковольтный общий источник питания.

## § 10.6. КАСКОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

В настоящее время в усилительной технике широко применяется каскодный усилитель. Принципиальная схема основной разновидности каскодного усилителя, или каскода, приведена на рис. 10.20, а.

Эта схема напоминает последовательный балансный каскад. В обеих схемах две лампы (триоды) включены последовательно и через них протекает один и тот же анодный ток, входной сигнал подается на сетку нижней лампы  $L_1$ . Однако в отличие от схемы последовательного балансного каскада в каскоде сетка верхней лампы  $L_2$  имеет постоянный относительно нулевой шины потенциал, а выходное напряжение снимается с сопротивления  $R_a$ , включенного в анодную цепь этой лампы.

Если учесть, что цепь  $C_K-R_K$  обеспечивает автоматическое смещение для лампы  $L_1$ , а сетка лампы  $L_2$  по переменному току заземлена, то схема каскода рис. 10.20, а состоит из двух усилительных

каскадов: первого каскада с общим катодом на лампе  $\mathcal{L}_1$ , эквивалентной анодной нагрузкой которого является входное сопротивление второго каскада с общей сеткой на лампе  $\mathcal{L}_2$ .

Не проводя расчет начального режима схемы, который можно определить либо графически, либо аналитически с помощью уравнения (6.11), сразу найдем переменные составляющие токов и напряжений в схеме рис. 10.20, а.

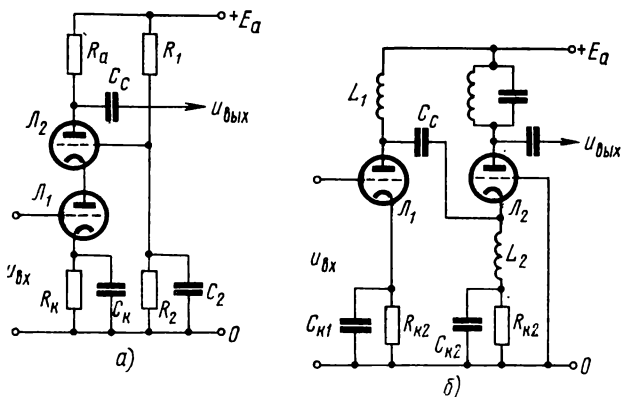


Рис. 10.20. Варианты схем каскодного усилителя:  
а — основная принципиальная схема; б — «каскод» по переменным составляющим

Переменная составляющая анодного тока лампы  $\mathcal{L}_1$ , а следовательно, и лампы  $\mathcal{L}_2$  определяется, как и в схеме усилительного каскада с общим катодом:

$$i_{a1\sim} = i_{a2\sim} = i_{a\sim} = \frac{\mu_1 u_{\text{вх}}}{R_{i1} + R_{a.э}}, \quad (10.104)$$

где в соответствии с (10.38)  $R_{a.э} = \frac{R_{i2} + R_a}{1 + \mu_2}$  — входное сопротивление каскада на лампе  $\mathcal{L}_2$ . Тогда коэффициент усиления напряжения от входа схемы к аноду лампы  $\mathcal{L}_1$

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{u_{a1\sim}}{u_{\text{вх}}} = \frac{i_{a\sim} R_{a.э}}{u_{\text{вх}}} = - \frac{\mu_1 R_{a.э}}{R_{i1} + R_{a.э}} \\ &= - \frac{\mu_1 (R_{i2} + R_a)}{R_{i2} + R_{i1} (1 + \mu_2) + R_a}, \end{aligned} \quad (10.105)$$

а общий коэффициент усиления  $K_u$  схемы

$$K_u = \frac{u_{a2\sim}}{u_{\text{вх}}} = - \frac{i_{a\sim} R_a}{u_{\text{вх}}} = - \frac{\mu_1 R_a}{R_{i1} + R_{a.э}}.$$

Подставляя  $R_{a.э}$ , получим

$$K_u \approx - \frac{\mu_1 (1 + \mu_2) R_a}{R_{i2} + R_{i1} (1 + \mu_2) + R_a}. \quad (10.106)$$

Обычно в каскоде применяют однотипные (в том числе двойные) триоды, параметры которых можно считать одинаковыми. Тогда при  $\mu \gg 1$  формула (10.106) будет иметь вид

$$K_u \approx - \frac{\mu^2 R_a}{R_{i1} \mu + R_a}.$$

Если теперь учесть, что в реальных схемах каскодов обычно выполняется условие  $R_{i1} \mu \gg R_a$ , то

$$K_u \approx - S R_a. \quad (10.106a)$$

Из приведенных формул следует, что по величине коэффициента усиления каскод аналогичен усилителю на пентоде, имеющему ту же крутизну характеристики, что и триод  $\mathcal{L}_1$ . Поэтому, применяя в схеме каскода триоды с большой крутизной, можно, во-первых, получить от схемы значительное усиление, во-вторых, значительно уменьшить шумы каскодного усилителя. Поэтому каскодные схемы широко применяются в качестве входных каскодов малощумящих усилителей слабых сигналов (см. § 10.11).

Далее, из формул (10.105) и (10.106) видно, что эквивалентное внутреннее сопротивление последовательно включенных ламп  $\mathcal{L}_1$  и  $\mathcal{L}_2$  оказывается равно

$$R_{i3} = R_{i2} + R_{i1} (1 + \mu_2) \approx \mu R_{i1} \quad (10.107)$$

и имеет величину того же порядка, что и у высокочастотных пентодов. Поэтому каскоды можно использовать в схемах резонансных высокоизбирательных усилителей.

Достоинствами схемы каскода являются также большое входное сопротивление и малая входная емкость. Действительно, входная емкость схемы рис. 10.20, *a* как каскада с общим катодом определяется (6.16):

$$C_{вх} = C_{\text{монт}} + C_{c1k} + C_{c1a} (1 + K_1). \quad (10.108)$$

Коэффициент усиления  $K_1$ , как следует из (10.105), имеет небольшую величину, близкую к единице. Поэтому увеличение входной емкости за счет интегрирующего действия проходной емкости  $C_{c1a}$  будет незначительным.

Экранирующее действие сетки верхней лампы обеспечивает также малую связь выхода схемы с ее входом. Поэтому каскод позволяет получить большое усиление без опасности самовозбуждения этого усилителя.

Недостатком схемы рис. 10.20, *a* является необходимость использовать сравнительно высоковольтный источник анодного напряже-

ния  $E_a$ . Однако при использовании каскода в качестве усилителя высокой частоты этот недостаток можно устранить, включив лампы  $L_1$  и  $L_2$  параллельно по постоянному току и последовательно по переменному. Такая схема приведена на рис. 10.20, б, где указанные режимы обеспечиваются благодаря включению высокочастотных дросселей  $L_1$ ,  $L_2$  (их сопротивления по высокой частоте весьма велики, а по постоянному току близки к нулю) и разделительной емкости  $C_c$ .

Схемы каскода на полевых транзисторах полностью совпадают со схемами рис. 10.20 и поэтому здесь не приводятся. Схема каскодного усилителя на биполярных транзисторах показана на рис. 10.21.

Отметим, что возможность подачи сигнала не только на сетку (или базу, затвор) нижней лампы (или транзистора), но также на сетку верхней лампы, позволяет получить различные варианты каскодных усилителей: с двойным управлением, каскодные катодные, эмиттерные и истоковые повторители, самобалансирующиеся усилители и т. д.

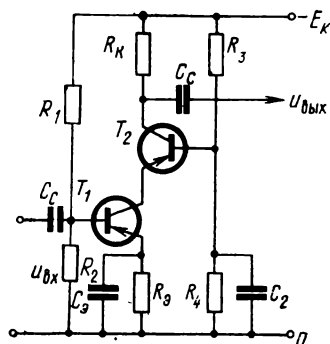


Рис. 10.21. Каскодный усилитель на биполярных транзисторах

## § 10.7. ТИПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Ранее было рассмотрено несколько схем усилителей с обратной связью. К ним относятся катодный и эмиттерный повторители, представляющие собой усилители с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, и усилитель с разделенной нагрузкой. Последний является примером усилителя напряжения с последовательной отрицательной обратной связью по току для выхода с анода или коллектора и с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению для выхода с катодного или эмиттерного сопротивления.

На примере этих схем видно, что в усилителе напряжения легко подать отрицательную последовательную обратную связь по току и неудобно вводить последовательную обратную связь по напряжению, так как это требует применения трансформатора (рис. 10.22, а) или отрыва источника входного сигнала от нулевой шины (рис. 10.22, б). Обе эти схемы находятся в полном соответствии со структурной схемой рис. 9.1, а (цифрами обозначены соответствующие узловые точки).

Знак обратной связи можно проверить рассмотрением взаимной фазы напряжений сигнала, подаваемого на вход усилителя и обратной связи. Так, для схемы рис. 10.22, б в момент положительной полярности входного сигнала (знаки на схеме указаны в скобках)



анодный ток лампы увеличивается, напряжение на аноде лампы уменьшается, а напряжение на выходе каскада растет с отрицательным знаком. Поэтому напряжение обратной связи имеет в рассматриваемый момент полярность, противоположную полярности входного сигнала. Влияние фазового сдвига за счет конденсатора связи  $C_c$  при этом обычно не учитывают, считая, что его влияние на средних частотах рабочего диапазона усилителя достаточно мало.

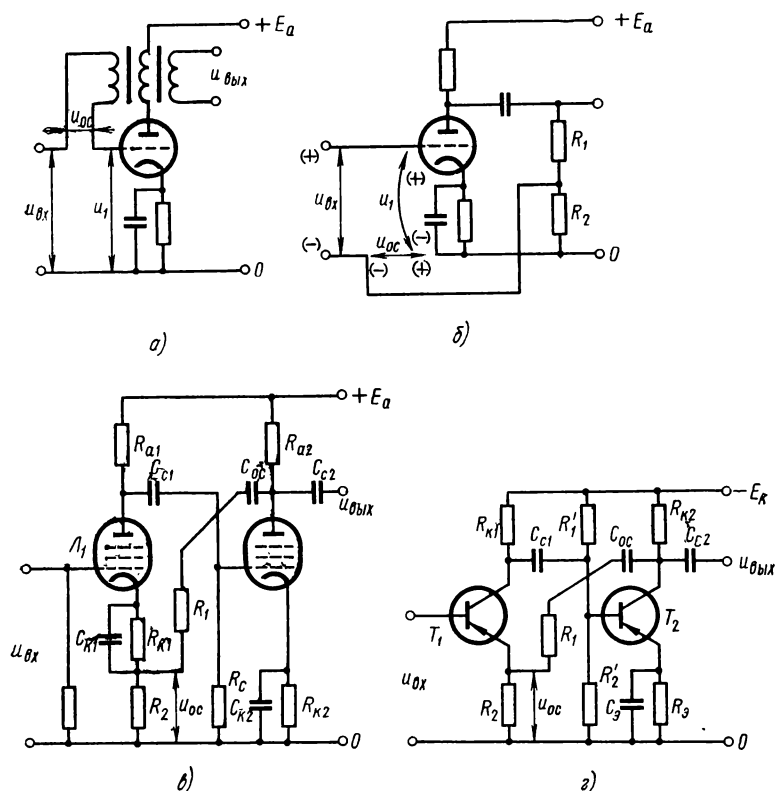


Рис. 10.22. Примеры включения последовательной отрицательной обратной связи по напряжению:

а — в однокаскадном усилителе с трансформаторной связью; б — в однокаскадном усилителе с емкостной связью; в — в двухкаскадном усилителе на лампах; г — в двухкаскадном усилителе на транзисторах

Схему рис. 10.22, а можно применять лишь в тех случаях, когда в анодной цепи лампы (или в коллекторной цепи транзистора) имеется трансформатор, так как его включать только для подачи обратной связи нецелесообразно.

Схема рис. 10.22, б почти не применяется из-за отсутствия общей точки у источника входного сигнала и нулевой шины.

Следует добавить, что в ряде случаев при небольшом коэффициенте усиления выигрыш в стабильности и улучшение других

характеристик усилителя при малом  $\beta$  получаются незначительными. С другой стороны, увеличение  $\beta$  ведет к потере усиления. Поэтому более рационально подавать обратную связь в двухкаскадном усилителе. Введение этой связи в усилителях с тремя и более каскадами приводит к ухудшению их частотной характеристики (см. гл. 9).

Наиболее удобные и широко распространенные схемы двухкаскадных усилителей с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению на лампах и транзисторах показаны на рис. 10.22, а, б.

Так как выходное и входное напряжения двухкаскадного усилителя с емкостной связью на средних частотах находятся в фазе между собой, то, для того чтобы обратная связь была отрицательной, напряжение  $u_{o.c}$  подается в цепь катода (эмиттера) электронного прибора первого каскада. Величина  $\beta$  приближенно определяется соотношением сопротивлений делителя обратной связи

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (10.109)$$

Для более строгого определения  $\beta$  необходимо учитывать сопротивление первого каскада относительно точек, к которым присоединен резистор  $R_2$ . Это сопротивление приближенно равно  $1/S_1$ .

Так как сопротивление  $R_2$  не зашунтировано конденсатором, то в первом каскаде возникает обратная связь по току.

Таким образом, в схемах рис. 10.22, а, б действуют отрицательная последовательная обратная связь по напряжению, охватывающая двухкаскадный усилитель, введенная для улучшения его характеристик; отрицательная последовательная обратная связь по току в первом каскаде, которая в данном случае не нужна, так как уменьшает коэффициент усиления первого каскада, уменьшая тем самым  $K_{общ}\beta$ . Однако эта связь возникает из-за наличия сопротивления  $R_2$ , необходимого для введения обратной связи по напряжению.

Для ослабления действия обратной связи по току сопротивление  $R_2$  следует уменьшать. Тогда, чтобы сохранить величину  $\beta$ , приходится уменьшать также  $R_1$ , что приводит к уменьшению общего сопротивления цепи  $R_1-R_2$ , включенной параллельно сопротивлению нагрузки электронного прибора выходного каскада. Сохранить необходимое усиление второго каскада в этих условиях можно, применив в нем электронный прибор с достаточно большой крутизной характеристики тока в управляемой цепи.

Общий коэффициент усиления усилителя рис. 10.22, а, б для средних частот равен

$$K_{общ. о.с} = \frac{K_{общ}}{1 + K_{общ}^2}, \quad (10.110)$$

где

$$K_{общ} = \frac{K_{01}}{1 + K_{01} \frac{R_2}{R_{a1}}} K_{02}. \quad (10.111)$$

В этом выражении  $K_{01} \approx -S_1 R_{a1}$ , а  $R_{a1}$  — сопротивление в цепи анода лампы первого каскада. Для транзисторной схемы это сопротивление представляет собой параллельное соединение сопротивлений  $R_{к1}$  нагрузки первого каскада и входного сопротивления  $R_{вх2}$  второго каскада.

Величина  $K_{02}$  в (10.111) в соответствии с (6.21) равна

$$K_{02} \approx -S_2 \frac{R_{a2}(R_1 + R_2)}{R_{a2} + R_1 + R_2}. \quad (10.112)$$

В двухкаскадном усилителе с обратной связью по напряжению величину  $1 + K_{обц}\beta$  можно сделать значительной, что приводит к существенному улучшению стабильности и всех его характеристик. Так, например, для схемы рис. 10.22, в легко получить  $1 + K_{обц}\beta = 100$ , что означает стократное уменьшение выходного сопротивления, расширение частотного диапазона, повышение стабильности и т. д. При этом коэффициент усиления такого усилителя с обратной связью составляет величину порядка 100. Хорошие результаты получаются и для схемы рис. 10.22, г.

Двухкаскадные усилители с обратной связью, называемые усилителями-двойками, широко применяются в качестве стабильных ячеек, из которых при необходимости можно составлять многокаскадные усилительные устройства.

Здесь рассмотрены лишь некоторые примеры усилителей с обратной связью. Более подробное рассмотрение таких схем выходит за рамки данной книги.

## § 10.8. ОПЕРАЦИОННЫЕ И СУММИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Операции интегрирования и дифференцирования с достаточно малой погрешностью могут производиться простейшими  $RC$ -цепями рис. 2.1, а, б, если обеспечить условия  $\omega t \gg 1$  для интегрирования и  $\omega t \ll 1$  для дифференцирования. Чем выше требуемая точность; например, интегрирования, тем больше по сравнению с единицей должно быть произведение  $\omega t$ . Однако при этом уменьшаются коэффициент передачи интегрирующей цепочки  $\dot{\gamma}$  и ее выходное напряжение, как это следует из (2.14).

Поэтому, для выполнения операций интегрирования и дифференцирования электрических напряжений с повышенной точностью применяются так называемые операционные усилители, представляющие собой усилители с параллельной реактивной обратной связью по напряжению.

Так, если в схеме рис. 9.1, в

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= R; \\ Z_2 &= \frac{1}{j\omega C} \end{aligned} \right\} \quad (10.113)$$

как это показано на рис. 10.23, а, то уравнение (9.11) после несложных преобразований можно записать так:

$$\dot{K}_{o.c} = - \frac{K}{1 + j\omega\tau(1+K)} = - \frac{K}{1 + j\omega\tau_{\text{ЭКВ}}}, \quad (10.114)$$

где  $\tau = RC$ , а

$$\tau_{\text{ЭКВ}} = \tau(1+K). \quad (10.115)$$

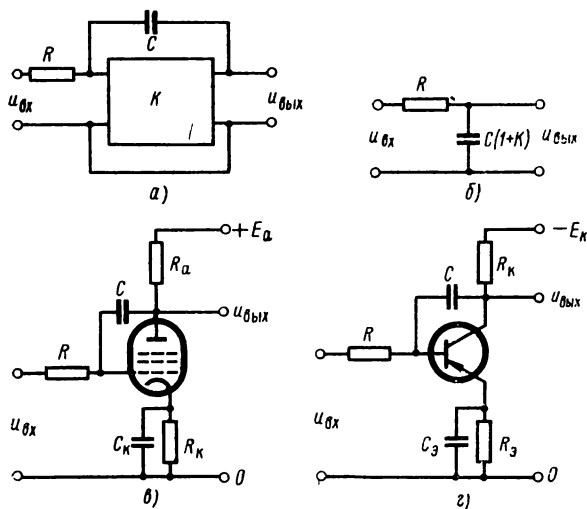


Рис. 10.23. Интегрирующий усилитель:  
а — структурная схема; б — эквивалентная схема входной цепи; в — вариант на электронной лампе; г — вариант на биполярном транзисторе

Если выполняется условие

$$\omega\tau(1+K) \gg 1, \quad (10.116)$$

то выражение (10.114) будет иметь вид

$$\dot{K}_{o.c} \approx - \frac{K}{j\omega\tau(1+K)} = - \frac{K}{j\omega\tau_{\text{ЭКВ}}}. \quad (10.114a)$$

Выходное напряжение такого усилителя равно

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{K}_{o.c} \approx \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} K}{j\omega C(1+K)}. \quad (10.117)$$

Так как деление входного напряжения  $\dot{U}_{\text{ВХ}}$  на оператор  $j\omega$  равносильно выполнению операции интегрирования, то выходное напряжение схемы рис. 10.23, а пропорционально интегралу от входного напряжения по времени.

Сравнивая (10.114), (10.114а) и (10.117) с уравнениями (2.10), (2.11) и (2.14), выведенными для цепи рис. 2.1, б, видим, что они соответственно подобны. Точность интегрирования как цепью рис. 2.1, б, так и интегрирующим усилителем рис. 10.23, а тем выше, чем больше величина  $\omega\tau$  (для усилителя  $\omega\tau_{\text{ЭКВ}}$ ) по сравнению с единицей. Однако между этими интегрирующими устройствами есть существенная разница. В интегрирующей цепи увеличение  $\omega\tau$  достигается только повышением частоты  $\omega$  или увеличением постоянной времени  $\tau = RC$ , что приводит к потере коэффициента передачи. В усилителе с реактивной параллельной обратной связью увеличение  $\omega\tau_{\text{ЭКВ}}$  достигается повышением коэффициента усиления усилителя  $K$  при тех же величинах  $R$  и  $C$ . Действительно, выходное напряжение усилителя, как видно из (10.117), не уменьшается, так как в числителе (10.117) также есть множитель  $K$ .

Таким образом, при данных  $R$  и  $C$  точность интегрирования с помощью операционного усилителя можно теоретически сколь угодно повысить соответствующим увеличением коэффициента усиления  $K$  без уменьшения выходного напряжения. Практически максимальная точность интегрирования в схеме рис. 10.23, а ограничена величиной утечки конденсатора  $C$  в цепи обратной связи.

Входное сопротивление интегрирующего усилителя можно определить, подставив (10.113) в (9.55):

$$Z_{\text{вх. о.с}} = R + \frac{1}{j\omega C(1+K)}. \quad (10.118)$$

Соответствующая этому выражению эквивалентная схема входной цепи интегрирующего усилителя показана на рис. 10.23, б. Эта цепь обычно определяет частотную характеристику схемы рис. 10.23, а. Схема простейшего интегрирующего усилителя (рис. 10.23, в, г) представляет собой однокаскадный усилитель, в котором выход соединен со входом конденсатором  $C$ , а входной сигнал подается через сопротивление  $R^*$ .

Принципиальная погрешность интегрирующего усилителя, обусловленная конечным значением  $\omega\tau_{\text{ЭКВ}}$  в неравенстве (10.116), зависит от формы кривой входного напряжения и времени интегрирования. Рассмотрим эту погрешность на примере.

Пусть на вход интегрирующего усилителя рис. 10.23, в подан положительный скачок напряжения  $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \sim$  (рис. 10.24). Тогда напряжение на аноде лампы должно измениться на величину, в  $K$  раз большую, т. е. на  $KU_{\text{вх}}$ . Из-за наличия конденсатора в цепи обратной связи это изменение будет происходить по экспоненциальной кривой с постоянной времени  $\tau_{\text{ЭКВ}}$ , асимптотически приближающейся к потенциальному уровню  $U_{\text{а0}} - KU_{\text{вх}}$ . Однако практически напряжение на аноде достигнет определенного значения  $U_{\text{амлн}}$  и далее перестанет изменяться.

Если  $U_{\text{а0}} - U_{\text{амлн}} \ll KU_{\text{вх}}$ , что легко выполнимо увеличением  $U_{\text{вх}}$  или  $K$ , то участок кривой за время  $(t_1 - t_3)$  является весьма малой

\* В случае работы с сигналами низкой частоты необходимо применять фиксированное смещение.

частью всей экспоненты и поэтому практически может считаться линейным.

На этом участке для любого момента времени  $t_2$  приращение потенциала анода  $u_{a \sim 2} = U_{\text{вых}2}$  приблизительно пропорционально площади  $S$ , ограниченной кривой входного сигнала и вертикалью, проведенной через точку  $t_2$ , т. е.

$$U_{\text{вых}2} \approx A \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{вх}} dt = \\ = A U_{\text{вх}} (t_2 - t_1). \quad (10.119)$$

Точное значение этого интеграла соответствует касательной к рассматриваемой экспоненте. Таким образом, величина  $\Delta U$ , представляющая собой разницу между истинным и фактическим значениями интеграла от входного напряжения по времени, является принципиальной погрешностью. Она обусловлена тем, что напряжение на выходе интегрирующего усилителя (на аноде лампы) в данном случае изменяется принципиально по экспоненциальному, а не линейному закону.

Уравнение прямой, соответствующей истинному значению интеграла, имеет вид (считая от начального уровня  $U_{a0}$ )

$$U_{\text{вых. ист}} = - U_{\text{вх}} K \frac{t}{RC(1+K)}, \quad (10.120)$$

а уравнение кривой фактического изменения напряжения на аноде лампы

$$U_{\text{вых. факт}} = - U_{\text{вх}} K \left[ 1 - e^{-\frac{t}{RC(1+K)}} \right]. \quad (10.121)$$

Таким образом, абсолютная погрешность  $\Delta U$  интегрирования, обусловленная изменением выходного напряжения по экспоненциальному, а не линейному закону, равна

$$\Delta U = U_{\text{вых. ист}} - U_{\text{вых. факт}} = \\ = - U_{\text{вх}} K \left[ \frac{t}{RC(1+K)} - 1 + e^{-\frac{t}{RC(1+K)}} \right]. \quad (10.122)$$

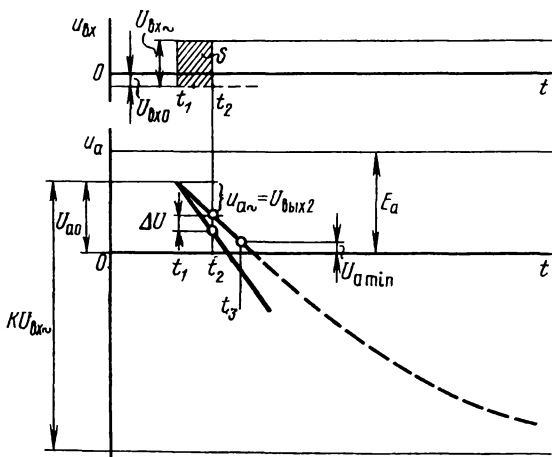


Рис. 10.24. График изменения напряжений в схеме интегрирующего усилителя

Выразив экспоненту в (10.122) в виде степенного ряда, получим

$$\Delta U = -U_{\text{вх}} K \left[ \frac{t^2}{2! R^2 C^2 (1+K)^2} - \frac{t^3}{3! R^3 C^3 (1+K)^3} + \right. \\ \left. + \frac{t^4}{4! R^4 C^4 (1+K)^4} - \dots \right]. \quad (10.123)$$

Относительную погрешность при интегрировании можно определить, разделив (10.123) на (10.120):

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_{\text{вых. ист}}} = \frac{t}{2! RC (1+K)} - \frac{t^2}{3! R^2 C^2 (1+K)^2} + \\ + \frac{t^3}{4! R^3 C^3 (1+K)^3}. \quad (10.124)$$

В зависимости от требуемой точности расчетов в этом уравнении можно ограничиться тем или иным количеством слагаемых.

Аналогично можно вычислить погрешность при интегрировании входных сигналов сложной формы.

Относительная погрешность интегрирующего усилителя может достигать десятых и даже сотых долей процента.

Если в схеме рис. 9.1, *в* положить

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{j\omega C}; \\ Z_2 &= R, \end{aligned} \right\} \quad (10.125)$$

то выходное напряжение такого усилителя, как следует из (9.11), будет пропорционально производной входного сигнала по времени:

$$U_{\text{вых}} = - \frac{\dot{U}_{\text{вх}} K}{1 + \frac{1}{j\omega \frac{1}{1+K}}} = - \frac{\dot{U}_{\text{вх}} K}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{ЭКВ}}}}. \quad (10.126)$$

Дифференцирующие усилители применяются сравнительно редко, так как при подаче обратной связи через сопротивление  $R$  необходимо одновременно обеспечивать нормальные режимы электронных приборов по постоянному току.

Усилитель с параллельной обратной связью по напряжению удобен также в качестве суммирующего устройства.

Пусть требуется получить напряжение, пропорциональное сумме нескольких входных напряжений, если последние заданы относительно одной общей шины. Такое суммирование можно выполнить, например, с помощью схемы рис. 10.25, *а*, выходное напряжение которой можно найти из выражения

$$u_{\text{вых}} = (i_1 + i_2 + i_3) R_0. \quad (10.127)$$

Если положить, что  $R_1=R_2=R_3=R$  и  $R_0 \ll R$ , то токи  $i_1, i_2, i_3$  приближенно определяются только соответствующими входными напряжениями:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &\approx \frac{u_{вх1}}{R}; \\ i_2 &\approx \frac{u_{вх2}}{R}; \\ i_3 &\approx \frac{u_{вх3}}{R}. \end{aligned} \right\} \quad (10.128)$$

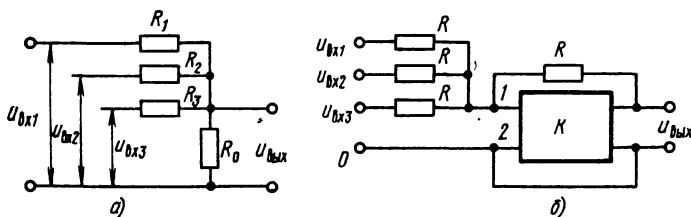


Рис. 10.25. Способы суммирования напряжений:  
а — на резисторе  $R_0$ ; б — на входном сопротивлении усилителя с параллельной обратной связью

Подставив (10.128) в (10.127), получим

$$u_{вых} \approx (u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}) \frac{R_0}{R}. \quad (10.129)$$

Это уравнение тем точнее, чем меньше  $R_0$  по сравнению с  $R$ . Однако с повышением точности суммирования уменьшается  $u_{вых}$ , что является существенным недостатком схемы рис. 10.25, а.

Применение усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению позволяет заменить сопротивление  $R_0$  в схеме рис. 10.25, а сопротивлением  $R_{1-2}=R_0$  между зажимами 1 и 2 непосредственно усилителя (рис. 10.25, б), которое в соответствии с (9.55) определяется как

$$R_{1-2} = \frac{R_2}{1+K}.$$

За счет увеличения  $K$  сопротивление  $R_{5-6}$  можно сделать весьма малым, следовательно, для схемы рис. 10.25, б выражение (10.129) будет иметь вид

$$\begin{aligned} u_{вых} &= -(u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}) \frac{R_2}{R} \cdot \frac{K}{1+K} \approx \\ &\approx -(u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}). \end{aligned} \quad (10.130)$$

Это равенство переписано для случая, когда  $R_2=R$ , а  $K \gg 1$ .



## § 10.9. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Усилители, у которых коэффициент усиления на небольшом интервале частот становится заметно выше, чем на остальных частотах, называются избирательными. Частотная характеристика избирательного усилителя имеет вид рис. 10.26. Частота  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , соответствующая максимальному усилителю избирательного усилителя, называется частотой настройки, или резонансной частотой.

Для получения характеристики рис. 10.26 в усилительном каскаде можно использовать в качестве нагрузки сопротивление  $Z_n$ , величина которого в зависимости от частоты изменяется по кривой, подобной рис. 10.26. Примером такой нагрузки является колебательный контур  $LC$ .

Избирательные свойства усилителя, т. е. острота его частотной характеристики, определяется эквивалентной добротностью:

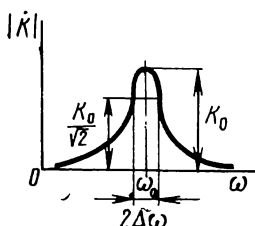


Рис. 10.26. Типовая частотная характеристика избирательного усилителя

$$Q_{\text{экв}} = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega}, \quad (10.131)$$

где  $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$  — изменение частоты от резонансной, соответствующей уменьшению усиления в  $\sqrt{2}$  раз.

Эквивалентная добротность  $Q_{\text{экв}}$  избирательного усилителя с колебательным контуром  $LC$  определяется добротностью этого контура  $Q$ , однако несколько меньше ее за счет потерь, вносимых в контур параллельными цепями.

На радиочастотах можно построить колебательный контур с добротностью  $Q = 100 \div 200$ . С понижением частоты  $Q$  уменьшается, а габариты контура возрастают. На низких звуковых частотах трудно построить резонансный контур с добротностью, большей  $10 \div 15$ . Поэтому избирательные усилители с контурами  $LC$ , называемые резонансными, применяются в основном на радиочастотах.

Избирательные усилители низкой частоты называются узкополосными. Повышение эквивалентной добротности таких усилителей достигается применением частотнозависимых четырехполюсников обратной связи, содержащих  $RC$ -элементы. Применение индуктивности на низких частотах, как отмечалось ранее, нерационально.

Из избирательных  $RC$ -четырёхполюсников наиболее распространен так называемый двойной  $T$ -образный мост (рис. 10.27, а).

Анализ этой схемы в общем виде довольно сложен. Поэтому рассмотрим частный случай, когда полное сопротивление цепи  $C_3-R_3$  достаточно велико по сравнению с цепями  $C_1-R_1$  и  $C_2-R_2$ , т. е. можно пренебречь током, ответвляющимся из этих цепей в диагональ  $C_3-R_3$ .

Благодаря такому допущению упрощенная векторная диаграмма моста имеет вид рис. 10.27, б, где вектор  $0-1$  определяет входное напряжение  $\dot{U}_{вх}$ , векторы  $0-2$  и  $0-3$  — падения напряжений соответственно на сопротивлении  $R_1$  и конденсаторе  $C_2$ . Очевидно, точки 2 и 3 будут лежать на одной окружности  $O_1$ , диаметром которой является вектор  $0-1$  ( $\dot{U}_{вх}$ ). Вектор  $2-3$  на этой диаграмме изображает напряжение на диагонали моста между точками 2 и 3, т. е. цепи  $C_3-R_3$ .

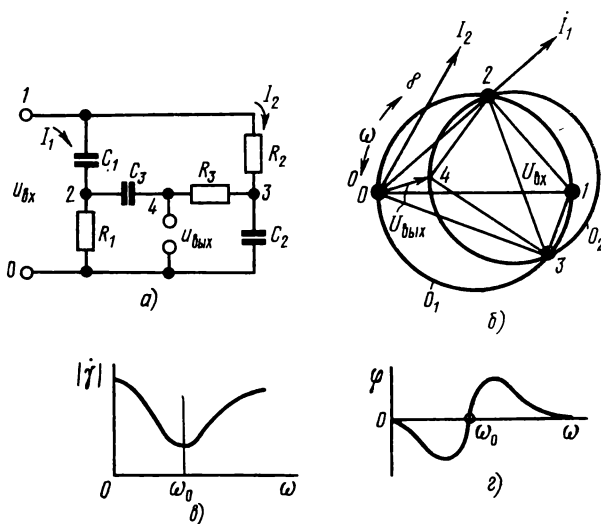


Рис. 10.27. Двойной Т-образный мост:

$a$  — схема;  $б$  — векторная диаграмма;  $в$  — амплитудно-частотная характеристика;  $г$  — фазочастотная характеристика;  $б, в, г$  даны для общего случая соотношения параметров

В общем случае (но при оговоренном ранее условии) вектор  $2-3$  является хордой окружности  $O_1$ . Тогда точка 4 (векторы  $3-4$  и  $4-2$  изображают напряжения на  $R_3$  и  $C_3$  соответственно) будет лежать на другой окружности  $O_2$ , для которой вектор  $3-2$  является диаметром. Выходному напряжению  $\dot{U}_{вых}$  соответствует вектор  $0-4$ .

При изменении частоты  $\omega$  входного напряжения моста точки 2 и 3 перемещаются по окружности  $O_1$ , вследствие чего диаметр окружности  $O_2$ , т. е. вектор  $2-3$ , поворачивается и изменяет свою длину (из-за неодинаковой скорости перемещения точек 2 и 3 по окружности  $O_1$ ). Одновременно с изменением частоты точка 4 будет перемещаться по окружности  $O_2$  относительно диаметра  $2-3$ . Ясно, что скорость движения точки 4 относительно диаметра  $0-1$  получается увеличенной. В данном случае под скоростью движения точки понимают изменение ее положения по дуге окружности при данном изменении частоты сигнала.

С увеличением частоты точка 2 на рис. 10.27, б перемещается вправо, точка 3 — влево, вектор  $3-2$ , меняя свою длину, поворачи-

вается по часовой стрелке, точка 4 перемещается по окружности  $O_2$  также по часовой стрелке. С уменьшением частоты сигнала все точки, очевидно, будут перемещаться в обратные стороны. При этом, как видно из векторной диаграммы, на некоторой частоте  $\omega = \omega_0$  вектор  $0-4$  совпадет по фазе с вектором  $0-1$ , когда точка 4 пересечет диаметр  $0-1$ .

На основании векторной диаграммы можно построить частотную и фазовую характеристики двойного Т-образного моста (рис. 10.27, в, г).

Если параметры моста подобрать так, что точки 2 и 3 будут находиться на противоположных концах диаметра окружности  $O_1$  (рис. 10.28, а), то скорости движения этих точек с изменением частоты по дуге окружности  $O_1$  будут одинаковыми и вектор  $2-3$  повернется вокруг центра этой окружности. Это означает, что окружности  $O_2$  и  $O_1$  совпадут и точка 4 будет скользить по окружности  $O_1$ . Очевидно, на некоторой частоте  $\omega_0$  точка 4 совпадет с точкой  $O$ , т. е. выходное напряжение моста станет равным нулю. Частотная и фазовая характеристики моста для этого случая приведены на рис. 10.28, б, в.

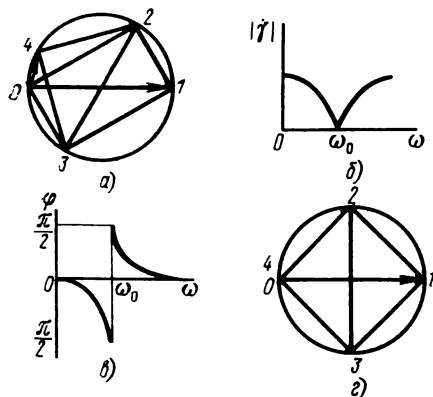


Рис. 10.28. Векторные диаграммы и характеристики двойного Т-образного моста при различных соотношениях его параметров:

а, б, в — векторная диаграмма, частотная и фазовая характеристики при  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ ; г — векторная диаграмма при

$$R_3 = nR, C_3 = \frac{C}{n} \text{ и } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Из рис. 10.28, а видно, что окружности  $O_2$  и  $O_1$  совпадут, если векторы  $0-2$  и  $3-1$ , а также  $0-3$  и  $2-1$  будут соответственно равны между собой. Следовательно,

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_2; \\ C_1 &= C_2. \end{aligned} \right\} \quad (10.132)$$

Соотношения между векторами  $0-2$  и  $2-1$ , а также между  $3-4$  и  $4-2$  на частоте  $\omega = \omega_0$  могут быть любыми,

однако подробный анализ показывает, что наибольшая эквивалентная добротность получается, когда на резонансной частоте  $\omega_0$  векторы  $0-2$ ,  $2-1$ ,  $3-1$ , а также  $3-4$  и  $4-2$  равны между собой.

Это означает, что:

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = R_1; \quad \frac{1}{\omega_0 C_2} = R_2; \quad \frac{1}{\omega_0 C_3} = R_3. \quad (10.133)$$

Учитывая это уравнение и допуская, что цепь  $R_3-C_3$  более высокоомна, чем цепи  $C_1-R_1$  и  $C_2-R_2$ , запишем

$$\frac{1}{\omega_0 C} = R, \quad (10.134)$$

где

$$R = R_1 = R_2 = \frac{R_3}{n};$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 n.$$

Здесь  $n$  — произвольное число, причем  $n \gg 1$ .

Из (10.134) находим резонансную частоту моста:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}. \quad (10.134a)$$

Векторная диаграмма при этом для  $\omega = \omega_0$  показана на рис. 10.28, г.

Наконец, возможен случай, когда при соответствующем соотношении параметров двойного Т-образного моста хорда 2—3, т. е. диаметр окружности  $O_2$ , пройдет не справа, как на рис. 10.27, б, а слева от центра окружности  $O_1$ . Векторная диаграмма, а также частотная и фазовая характеристики для этого случая приведены на рис. 10.29. Из рис. 10.29 видно, что при частоте  $\omega = \omega_0$  векторы  $\dot{U}_{\text{вых}}$  и  $\dot{U}_{\text{вх}}$  находятся в противофазе.

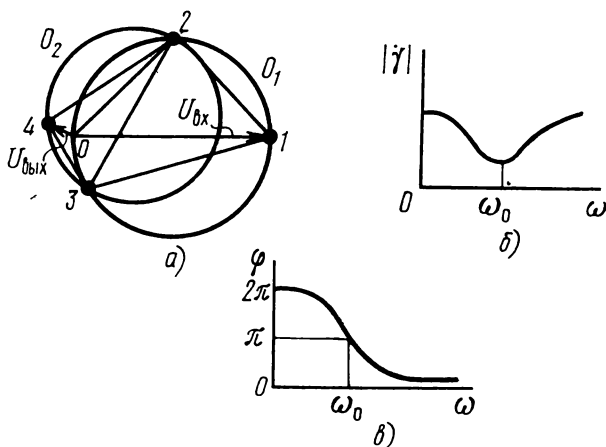


Рис. 10.29. Опрокидывание фазы двойным Т-образным мостом:

а — векторная диаграмма; б — амплитудно-частотная характеристика; в — фазочастотная характеристика

Если двойной Т-образный мост включить в цепь отрицательной обратной связи, то ее действие будет зависеть от частоты входного сигнала. Если мост имеет частотную характеристику (см. рис. 10.28, б), то на резонансной частоте  $\omega = \omega_0$  обратная связь отсутствует, а с увеличением и уменьшением частоты ее действие

сказывается сильнее. Частотные характеристики такого усилителя с обратной связью и без нее показаны на рис. 10.30, а.

На рис. 10.30, б, в показаны частотные характеристики избирательного усилителя с обратной связью через двойной Т-образный мост, характеристики которого соответственно отвечают рис. 10.27 и 10.29. В первом случае (рис. 10.30, б) отрицательная обратная связь на резонансной частоте слабее, чем на других частотах. Во втором (рис. 10.30, в) — эта связь на резонансной частоте становится положительной, что приводит к подъему частотной характеристики и даже может вызвать генерацию.

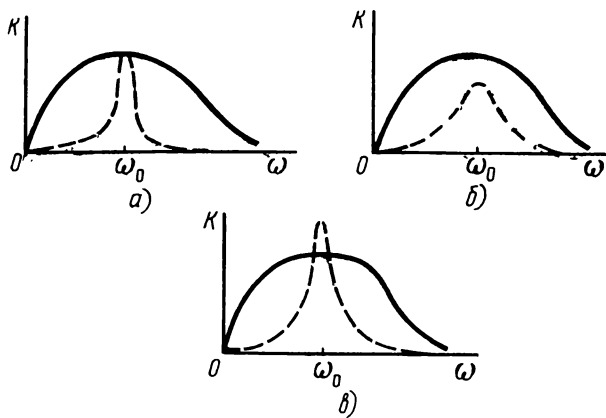


Рис. 10.30. Частотные характеристики усилителя при различных векторных диаграммах двойного Т-образного моста:

— без обратной связи; - - - с обратной связью

Более глубокий анализ показывает, что оптимальным с точки зрения эквивалентной добротности является такое сочетание параметров элементов моста, когда

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = 2R_3 = R; \\ C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2} = C. \end{aligned} \right\} \quad (10.135)$$

В этом случае

$$\omega_0 = \frac{1}{CR}. \quad (10.136)$$

Эквивалентная добротность избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом зависит также от коэффициента усиления  $K$  усилителя. Анализ показывает, что если параметры элементов моста подобраны в соответствии с (10.135), то  $Q = K/4$ . Практи-

чески эта добротность получается ниже из-за влияния цепей, шунтирующих выход избирательного моста, что обычно не учитывается при расчете.

При построении реальной схемы избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом необходимо:

1) получить возможно большее усиление (для повышения эквивалентной добротности);

2) согласовать относительно высокоомный выход усилителя, что имеет место при большом  $K$  со сравнительно низкоомным входным сопротивлением моста;

3) на входе усилителя суммировать напряжение входного сигнала и выходное напряжение моста. Внутреннее сопротивление источника входного сигнала не должно заметно нагружать выход моста из-за ухудшения добротности.

Так как эти условия противоречивы, то компромиссным случаем является либо применение буферных катодных (эмиттерных) повторителей, либо суммирующих каскадов. Один из вариантов построения схемы избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом показан на рис. 10.31. Аналогичную схему можно выполнить и на транзисторах.

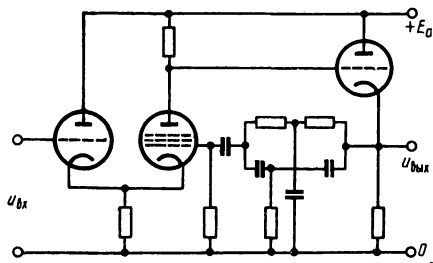


Рис. 10.31. Вариант схемы избирательного усилителя

## § 10.10. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Широкополосные усилители предназначены для усиления электрических колебаний в широком диапазоне частот. Импульсные усилители предназначены для усиления импульсных сигналов различной формы. В одних случаях форма сигнала должна сохраняться (пропорциональные усилители), а в других требуется передать без искажения лишь моменты начала и конца импульса (фронт и срез).

Всякий импульсный электрический сигнал путем разложения в гармонический ряд можно представить в виде суммы бесконечного числа синусоидальных составляющих различной амплитуды, частоты и фазы. Следовательно, чтобы усилить с заданной точностью воспроизведения импульс входного сигнала, усилитель должен пропустить с минимальными частотными искажениями весь его спектр в пределах этой точности. Очевидно, чем шире полоса пропускания усилителя, тем выше точность воспроизведения импульсного сигнала.

Таким образом, схемы широкополосных и импульсных усилителей принципиально подобны и различаются лишь совокупностью

параметров, которые должны быть выдержаны для этих усилителей.

Так, широкополосный усилитель при его работе на заданную фиксированную нагрузку обычно характеризуется коэффициентом усиления  $K_0$  на средних частотах рабочего диапазона, нижней и верхней граничными частотами и степенью неравномерности частотной характеристики в пределах полосы пропускания.

Для пропорционального импульсного усилителя кроме коэффициента усиления  $K_0$  внимание уделяется относительному спаду вершины  $\Delta u_{\text{вых}}$  прямоугольного выходного импульса, длительности его фронта и спада, временам запаздывания сигнала при прохождении через усилитель.

Все параметры импульсного усилителя связаны с постоянными времени вышних и низших граничных частот его каскадов, которые определяют частотную характеристику этого усилителя. Поэтому далее основное внимание обращено на анализ особенностей построения широкополосного усилителя.

Рассмотрим возможные пути расширения полосы пропускания частот в усилителе с емкостной связью, как наиболее перспективном в этом отношении.

Для уменьшения частоты  $\omega_n$ , соответствующей нижней границе полосы пропускания, необходимо, как следует из (8.18), увеличить  $\tau_n$ ; это можно сделать увеличением емкости конденсатора связи  $C_c$  и сопротивления  $R_n$ .

Однако при увеличении емкости  $C_c$  неизбежно возрастают его геометрические размеры, что увеличивает его паразитную емкость относительно нулевой шины. Последняя, складываясь с емкостью  $C_{\text{вх}}$ , приводит к уменьшению частоты  $\omega_n$ , соответствующей верхней границе частотного диапазона усилителя. Иначе говоря, стремление уменьшить нижнюю частоту  $\omega_n$  усилителя сопровождается снижением его верхней частоты  $\omega_v$ . Максимальное значение емкости конденсатора связи составляет несколько микрофард для ламповых усилителей и сотен микрофард для транзисторных схем. Максимальное значение сопротивления  $R_c$  ограничивается для лампы обратным током сетки, а для транзисторов — максимальным сопротивлением  $R_{i6}$ .

Из-за указанных ограничений нижнюю частоту усилителя с емкостной связью трудно сделать ниже нескольких единиц или десятых долей герца.

Верхняя граничная частота  $\omega_v$  диапазона усилителя определяется, как видно из (8.18), постоянной времени  $\tau_v = C_{\text{вх}} R_v$ .

Используя экранированные лампы и специальные транзисторы, а также благодаря рациональному монтажу,  $C_{\text{вх}}$  можно свести к некоторому минимуму. Дальнейшее повышение  $\omega_v$  возможно лишь за счет уменьшения  $R_v$ , что приводит к снижению усиления  $K_0$ . В соответствии с (8.21) эта потеря усиления может быть компенсирована применением ламп или транзисторов с большой крутизной характеристики.

Для дальнейшего расширения частотного диапазона усилителя как в области низших, так и высших частот применяется так называемая коррекция частотной характеристики. Как правило, низкочастотная и высокочастотная коррекции не зависят друг от друга, поэтому можно рассматривать их отдельно.

Наиболее просто низкочастотную коррекцию лампового каскада можно осуществить, включив последовательно с нагрузкой в анодную цепь лампы сопротивление  $R_\Phi$ , зашунтированное конденсатором  $C_\Phi$  (рис. 10.32, а). Принцип действия этой коррекции состоит в том, что полное сопротивление анодной нагрузки лампы, определяющее усиление каскада, с понижением частоты сигнала увеличивается, частично компенсируя снижение коэффициента усиления за счет влияния конденсатора связи  $C_c$ . (Влияние на коэффициент усиления конденсаторов в цепях смещения и экранирующей сетки здесь не рассматривается.)

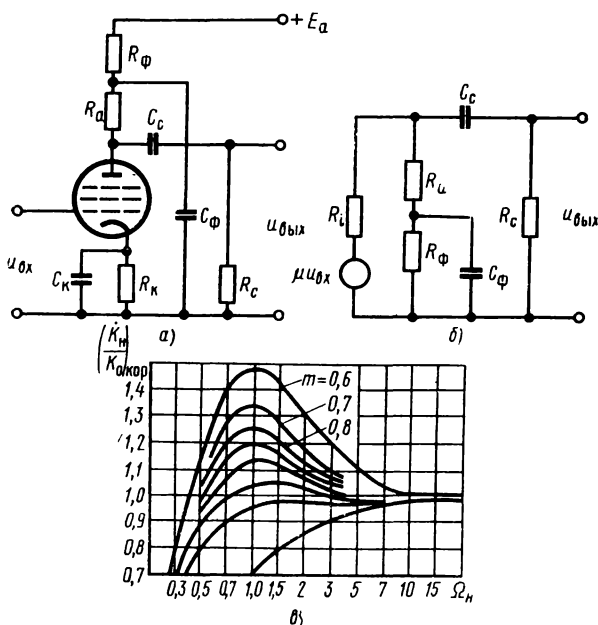


Рис. 10.32. Каскад усиления с низкочастотной коррекцией:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема; в — обобщенные характеристики

Эквивалентная схема каскада (рис. 10.32, а) для области частот более низких, чем частота квазирезонанса, показана на рис. 10.32, б. Этой схеме аналогична эквивалентная схема для транзисторного каскада, которая отличается только обозначениями.

Обычно нагрузка, включенная в анодную цепь лампы широкополосного усилителя, мала по сравнению с ее внутренним



сопротивлением (что имеет место при применении пентодов и транзисторов), т. е.

$$|Z_{a.н}| \ll R_l,$$

где

$$Z_{a.н} = R_a + \frac{R_\Phi}{1 + j\omega R_\Phi C_\Phi} \quad (10.137)$$

— полное сопротивление в цепи анода лампы на низших частотах. Поэтому, пользуясь (7.7), можно записать

$$\dot{K}_н = -S Z_{a.н}. \quad (10.138)$$

Для выходного напряжения, считая, что  $R_c \gg R_a$ , получим

$$\dot{U}_{вых} = -S \dot{U}_{вх} Z_a \frac{j\omega C_c R_c}{1 + j\omega C_c R_c}. \quad (10.139)$$

Относительная неравномерность частотной характеристики усилителя с низкочастотной коррекцией равна

$$\left( \frac{|\dot{K}_н|}{K_0} \right)_{кор} = \sqrt{\frac{\left( \frac{R_a}{R_\Phi} + 1 \right)^2 + \omega^2 R_a^2 C_\Phi^2}{\left( \frac{R_a}{R_\Phi} \right)^2 + \omega^2 R_a^2 C_\Phi^2}} \sqrt{\frac{\omega^2 C_c^2 R_c^2}{1 + \omega^2 C_c^2 R_c^2}} \quad (10.140)$$

и без коррекции (при  $R_\Phi = 0$  или  $C_\Phi \rightarrow \infty$ )

$$\frac{|\dot{K}_н|}{K_0} = \sqrt{\frac{\omega^2 C_c^2 R_c^2}{1 + \omega^2 C_c^2 R_c^2}}, \quad (10.140a)$$

где  $K_0 = -S R_a$ .

Если для упрощения записи ввести обозначения

$$\frac{R_a C_\Phi}{R_c C_c} = m; \quad \frac{R_a}{R_\Phi} = q; \quad \omega R_c C_c = \Omega_n, \quad (10.141)$$

где  $\Omega_n$  — приведенная частота, измеряемая относительно величины  $\frac{1}{R_c C_c}$ , то (10.140) можно записать в виде

$$\left( \frac{K_n}{K_0} \right)_{кор} = \sqrt{\frac{(q+1)^2 + \Omega_n^2 m^2}{q^2 + \Omega_n^2 n^2}} \sqrt{\frac{\Omega_n^2}{1 + \Omega_n^2}}. \quad (10.142)$$

Выражение (10.142) показывает, как зависит относительная величина коэффициента усиления усилителя с коррекцией  $\left(\frac{|\dot{K}_H|}{K_0}\right)_{\text{кор}}$  от величины  $\Omega_H$  при разных сочетаниях параметров схемы.

По этому выражению на рис. 10.32, в построено семейство обобщенных частотных характеристик каскада с коррекцией по низкой частоте для различных значений  $m$  и  $q=0,5$ . Из них видно, что чем меньше величина  $m$ , тем больше смещается влево нижняя граница полосы пропускания.

Из (10.141) следует, что выгодно брать сопротивление  $R_\Phi$  возможно большим, так как это позволит уменьшить не только  $\omega_H$ , но и величину  $C_\Phi$ . Однако увеличение  $R_\Phi$  практически ограничивается двумя условиями: принятым при выводе неравенством  $Z_{a.H} \ll R_i$  и допустимой потерей на  $R_\Phi$  постоянного напряжения источника питания.

Простая высокочастотная коррекция достигается введением индуктивности  $L_a$  последовательно с сопротивлением анодной нагрузки  $R_a$  (рис. 10.33, а). Благодаря наличию  $L_a$  полное сопротивление анодной нагрузки, а следовательно, коэффициент усиления каскада с повышением частоты увеличиваются, до некоторой степени компенсируя уменьшение коэффициента усиления с повышением частоты за счет  $C_{вх}$ . Эквивалентная схема каскада с простой высокочастотной коррекцией для высших частот приведена на рис. 10.33, б.

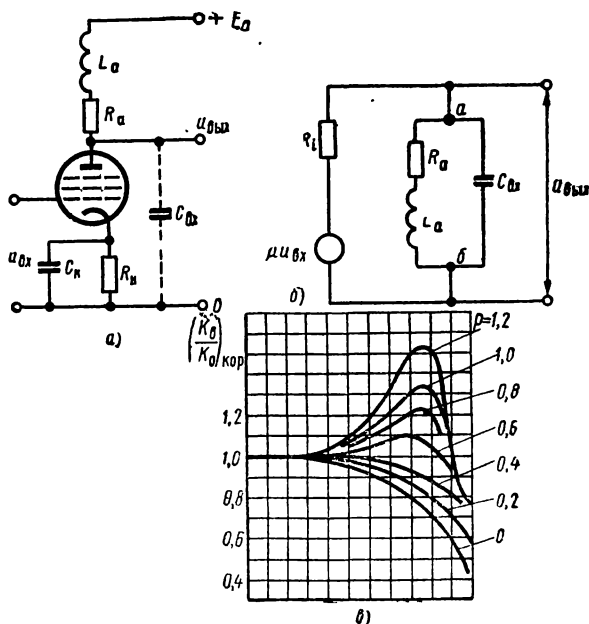


Рис. 10.33. Высокочастотная коррекция частотной характеристики:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема; в — обобщенные характеристики

На этой схеме полное сопротивление нагрузки

$$Z_{a.н} = \frac{(R_a + j\omega L_a) \frac{1}{j\omega C_{вх}}}{R_a + j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_{вх}}} =$$

$$= R_a \frac{1 + j\frac{\omega L_a}{R_a}}{1 - \omega^2 L_a C_{вх} + j\omega C_{вх} R_a}. \quad (10.143)$$

Так как  $|Z_{a.н}| \ll R_i$ , что справедливо для схем на пентодах и транзисторах, то

$$\dot{K}_в = -SR_a \frac{1 + j\frac{\omega L_a}{R_a}}{1 - \omega^2 L_a C_{вх} + j\omega C_{вх} R_a} \quad (10.144)$$

и относительная неравномерность частотной характеристики такого усилителя в области высших частот равна

$$\left(\frac{|\dot{K}_в|}{K_0}\right)_{кор} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega L_a}{R_a}\right)^2}{(1 - \omega^2 L_a C_{вх})^2 + \omega^2 C_{вх}^2 R_a^2}}. \quad (10.145)$$

Введем для упрощения записи следующие обозначения:

$$\omega C_{вх} R_a = \Omega_в, \quad \frac{L_a}{C_{вх} R_a^2} = p, \quad (10.146)$$

где  $\Omega_в$  — приведенная частота, измеряемая относительно  $\frac{1}{C_{вх} R_a}$ ;  $p$  — коэффициент индуктивной коррекции.

С учетом (10.146) выражение (10.145) примет вид

$$\left(\frac{|\dot{K}_в|}{K_0}\right)_{кор} = \sqrt{\frac{1 + p^2 \Omega_в^2}{(1 - p \Omega_в^2)^2 + \Omega_в^2}}. \quad (10.147)$$

По этому выражению на рис. 10.33, в построены обобщенные частотные характеристики каскада с простой коррекцией по высокой частоте для различных значений  $p$ . Как видно из этих кривых, частотная характеристика каскада равномерна в наиболее широкой полосе частот при  $p=0,41$ . При этом  $\Omega_в=1,7$ , что соответствует  $\omega_в = \frac{1,7}{C_{вх} R_a}$ . Это означает, что, используя простую индуктивную высокочастотную коррекцию, верхнюю частоту полосы пропускания усилителя можно увеличить в 1,7 раза.

Еще большего расширения частотного диапазона усилителя можно добиться применением сложных схем коррекции, в которых используются несколько реактивных элементов.

Если в однокаскадном усилителе коэффициент усиления например, на верхней частоте его полосы пропускания уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, то на этой же частоте коэффициент усиления двухкаскадного усилителя (при условии, что каскады одинаковы) уменьшится в  $(\sqrt{2})^2 = 2$  раза, а при меньшей частоте — в  $\sqrt{2}$  раз. Поэтому для получения заданной полосы частот многокаскадного усилителя полоса частот каждого каскада должна быть в  $\sigma$  раз шире, где  $\sigma$  — коэффициент расширения полосы частот в зависимости от числа каскадов приведен в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Число каскадов	1	2	3	4	5	6
$\sigma$	1,0	1,6	2,0	2,4	2,7	3,0

Все сказанное о широкополосном усилителе на электронных лампах справедливо и для схем на транзисторах. При этом надо учитывать их специфику, связанную с малым входным сопротивлением и зависимостью  $S_K$  от частоты.

#### § 10.11. УСИЛЕНИЕ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ. МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Слабыми называются сигналы, величины (амплитуды) которых соизмеримы с уровнем шумов, создаваемых на входе усилителя источником сигнала и самим усилителем.

Рассмотрим входную цепь усилителя (рис. 10.34, а). Пусть входной сигнал отсутствует. При этом за счет тепловых флуктуаций электронов в проводах и активных сопротивлениях ( $R_{вх}$  и  $R_{вн}$ ) на входных зажимах 1—2 усилителя возникает напряжение термозумов  $u_T$ .

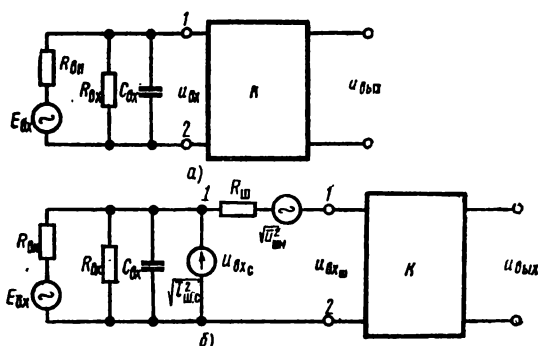


Рис. 10.34. К расчету уровня шума усилителя:  
а — за счет сопротивлений входной цепи; б — учет шумов электронного прибора

Если входная емкость мала ( $C_{вх} \rightarrow 0$ ), то среднеквадратичная величина напряжения термошумов определяется выражением

$$\bar{u}_T^2 = 4kTR_s \Delta f, \quad (10.148)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $R_s = R_{вх} \| R_{вн}$  — эквивалентное сопротивление;  $\Delta f$  — полоса частот, в пределах которой измеряется напряжение шумов.

Эффективное значение напряжения термошумов при нормальной температуре ( $T = 290^\circ \text{K}$ )

$$U_T = \sqrt{\bar{u}_T^2} \approx 0,13 \sqrt{R_s \Delta f}. \quad (10.149)$$

Если  $R_s$  — в кОм,  $\Delta f$  — в кГц, то  $U_T$  получается в мкВ (например, при  $R_s = 10$  кОм,  $\Delta f = 10$  кГц,  $u_T = 1,3$  мкВ). С учетом влияния емкости  $C_{вх}$  напряжение термошумов определяется действительной частью комплексного сопротивления  $\dot{Z}_s = R_s \parallel \frac{1}{j\omega C_{вх}}$ , так как чисто реактивные элементы  $C, L$  не «шумят». Тогда

$$\bar{u}_T^2 = 4kT \int_H^B \frac{R_s}{1 + (\omega R_s C_{вх})^2} df. \quad (10.150)$$

Кроме термошумов на входе усилителя проявляется действие шумов, создаваемых электронными приборами усилителя.

В ламповых усилителях необходимо учитывать влияние дробовых эффектов анодного и сеточного токов и эффекта мерцания катода [2, 3].

Дробовые эффекты обусловлены дискретностью заряда электронов и статистическим характером эмиссии катода лампы.

Поэтому анодный ток лампы флуктуирует около среднего значения  $I_{a0}$  даже при отсутствии входного сигнала. При этом оказывается, что средний квадрат шумового анодного тока

$$\bar{i}_{ш.а}^2 = 2qI_{a0}\Gamma^2 \Delta f, \quad (10.151)$$

где  $q$  — заряд электрона, а безразмерный коэффициент  $\Gamma^2$  для ламп, работающих в режиме пространственного заряда, обычно имеет величину  $0,1 \div 0,3$ . Шумовой ток создает на сопротивлении анодной нагрузки шумовое напряжение:

$$\bar{u}_{ш}^2 = \bar{i}_{ш.а}^2 R_a^2, \quad (10.151a)$$

которое усиливается последующими каскадами.

Это напряжение удобно привести ко входу усилителя. Включим во входную цепь усилителя активное сопротивление (см. рис. 10.34, б) такой величины, чтобы эквивалентное напряжение шумов, создаваемое этим сопротивлением,

$$\bar{u}_R^2 = 4kTR_{ш} \Delta f \quad (10.152)$$

вызывало в выходной цепи каскада такой же шумовой эффект, что и ток  $I_{ш.а}$  [см. (10.151)]. При этом получим, что электронные триоды имеют шумовое сопротивление:

$$R_{ш} \approx \frac{2+3}{S}. \quad (10.153)$$

Шумовое сопротивление пентода (даже при одинаковой с триодом крутизне  $S$ ) оказывается значительно большим (в  $3\div 5$  раз) по сравнению с шумовым сопротивлением триода.

Дробовой эффект сеточного тока лампы приводит к созданию шумового сеточного тока

$$\bar{i}_{ш.с}^2 = 2qI_c \Delta f. \quad (10.154)$$

В этой формуле  $I_c$  — арифметическая сумма всех составляющих сеточного тока лампы. Влияние шумового сеточного тока легко учесть, включив во входную цепь усилителя генератор тока  $\sqrt{\bar{i}_{ш.с}^2}$ , как показано на рис. 10.34, б.

Этот шумовой ток, протекая через эквивалентное сопротивление  $\bar{Z}_s$ , создает на зажимах 1—2 дополнительное шумовое напряжение

$$\bar{u}_{ш.с}^2 = 2qI_c \int_{\text{н}}^{\text{в}} \frac{R_s^2}{1 + (\omega R_s C_{вх})^2} df. \quad (10.155)$$

На низких частотах у ламп с оксидным катодом возникают также шумы, вызванные эффектом мерцания, который сказывается тем сильнее, чем меньше частота.

Поэтому на частотах, близких к нулю, шумовое напряжение «мерцания»

$$\bar{u}_{ш.м}^2 = A \int_{\text{н}}^{\text{в}} \frac{df}{f} \quad (10.156)$$

может значительно превысить (на один-два порядка) шумовые напряжения дробовых эффектов ( $A$  — постоянная для данной лампы). На схеме рис. 10.34, б напряжение мерцания «учтено» генератором  $\sqrt{\bar{u}_{ш.м}^2}$ .

Из рассмотрения шумовых свойств транзисторов [2, 3] можно сделать следующий вывод: схема замещения входной цепи усилителя (см. рис. 10.34, б) будет верна и для транзисторных усилителей, если в нее подставить соответствующие шумовые параметры транзисторов.

Так для полевых транзисторов шумовое сопротивление, учитывающее дробовой эффект в цепи тока,

$$R_{ш} \approx \frac{1}{S_c}, \quad (10.157)$$

а шумовой ток, обусловленный дробовым эффектом тока затвора,

$$\bar{i}_{ш.з}^2 \approx 2qI_{з0} \Delta f. \quad (10.158)$$

Для обычных биполярных транзисторов шумовое сопротивление

$$R_{ш} \approx r_6 + \frac{1}{S_k}, \quad (10.159)$$

а шумовой ток в цепи базы

$$\bar{i}_{ш.б}^2 \approx 2qI_6 \Delta f. \quad (10.160)$$

На низких частотах как у биполярных, так и полевых транзисторов резко возрастают шумы, обусловленные генерационно-рекомбинационными процессами (аналогичными эффекту мерцания в лампах).

Важным параметром усилителей, предназначенных для усиления слабых сигналов, является отношение «сигнал/шум» на входе усилителя.

Найдем это отношение, воспользовавшись схемой рис. 10.34, б, на примере ламповых усилителей (распространив затем полученные выводы и на транзисторные усилители). Для наглядности будем считать сигнал источника синусоидальным:  $e_{вх} = E_{вх} \sin \omega t$ .

Этот сигнал создает на входных зажимах 1—2 усилителя полезный сигнал

$$U_{вх.с} = \frac{E_{вх} R_{вх}}{R_{вн} + R_{вх} + j\omega R_{вх} R_{вн} C_{вх}}. \quad (10.161)$$

Все источники шумов статистически независимы (не коррелированы). Поэтому для нахождения шумового напряжения, возникающего на зажимах 1'—2 усилителя, надо сложить геометрически все напряжения, определяемые соотношениями (10.150), (10.152), (10.155), (10.156):

$$\bar{u}_{ш.с}^2 = \bar{u}_r^2 + \bar{u}_{ш.а}^2 + \bar{u}_{ш.с}^2 + \bar{u}_{ш.м}^2 \quad (10.162)$$

и затем найти  $u_{вх.ш} = \sqrt{\bar{u}_{ш.с}^2}$ .

Из приведенных формул видно, что шумовое напряжение тем больше, чем шире полоса  $\Delta f$ , в пределах которой измеряется это шумовое напряжение.

Если под полосой частот  $\Delta f$  понимать полосу частот всего усилителя, то теоретически при вычислении  $u_{вх.ш}$  получится заниженный результат. Все спектральные составляющие шумов, лежащие слева от  $\omega_n$  и справа от  $\omega_v$  полосы частот усилителя, дают дополнительный вклад, что должно привести к увеличению  $u_{вх.ш}$ .

Однако для оценки порядка величины  $u_{вх.ш}$  этим можно пренебречь. Действительно, в указанные формулы входят параметры («арифметический» ток сетки  $I_c$ , постоянная  $A$  и т. д.), точные значения которых определить нельзя из-за разброса характеристик и параметров однотипных электронных приборов. Иначе говоря, приведенные формулы дают лишь грубую количественную оценку уровня шумов и показывают, в какую сторону надо менять те или

иные параметры входной цепи усилителя и электронных приборов, чтобы получить возможно меньшую величину шумового напряжения  $u_{вх.ш}$ . В дальнейшем с учетом сказанного под шумовой полосой частот будем понимать только полосу частот усилителя  $\Delta f = \frac{\omega_{в} - \omega_{н}}{2\pi}$ .

На выходе усилителя полезный сигнал  $u_{вых.с}$  будет различим на уровне шумов  $u_{вых.ш}$ , если отношение «сигнал/шум» на входе усилителя будет больше единицы.

В общем случае для оценки чувствительности усилителей исходят из отношения мощностей (и пропорциональных ему отношений квадратов напряжений или токов) полезного и шумового сигналов, т. е. сигнал будет различим на уровне шумов, если

$$\frac{u_{вых.с}^2}{u_{вых.ш}^2} \geq 1. \quad (10.163)$$

Наряду с отношением «сигнал/шум» пользуются связанным с ним другим параметром усилителя — коэффициентом шума усилителя.

Под коэффициентом шума  $K_{ш}$  усилителя понимается отношение

$$K_{ш} = \frac{\frac{e_{вх}^2}{\bar{e}_{ш}^2}}{\frac{u_{вых.с}^2}{u_{вых.ш}^2}}, \quad (10.164)$$

где  $\frac{e_{вх}^2}{\bar{e}_{ш}^2}$  — отношение «сигнал/шум» ненагруженного источника сигнала, причем

$$\bar{e}_{ш}^2 = 4kTR_{вн}\Delta f \quad (10.165)$$

— средний квадрат шумовой э. д. с., создаваемой термшумами внутреннего сопротивления  $R_{вн}$  этого источника;  $\frac{u_{вых.с}^2}{u_{вых.ш}^2}$  — отношение «сигнал/шум» на выходе усилителя.

Обычно можно не учитывать влияния шумов последующих каскадов усилителя (если входной каскад усиливает сигнал не меньше чем в 5—10 раз). Поэтому (10.164) можно записать в следующем виде:

$$K_{ш} = \frac{\frac{e_{вх}^2}{\bar{e}_{ш}^2}}{\frac{u_{вых.с}^2}{u_{вх.ш}^2}}, \quad (10.166)$$

где  $\frac{u_{вых.с}^2}{u_{вх.ш}^2}$  определяется отношением полезного и шумового сигналов на входе усилителя.



Коэффициент шума любого усилителя  $K_{ш} > 1$ , так как всегда  $\frac{u_{вх.с}^2}{u_{вх.ш}^2} < \frac{e_{вх}^2}{e_{ш}^2}$ , в чем легко убедиться, вычислив  $K_{ш}$  по (10.166) для схемы рис. 10.34, б.

Таким образом, любой усилитель ухудшает (за счет своих шумовых параметров) отношение «сигнал/шум» источника сигнала.

Однако в реальных схемах усилителей удастся снизить коэффициент шума до значения, близкого единице.

Коэффициент шума зависит как от шумовых параметров ламп и транзисторов, так и от соотношения между сопротивлениями источника сигнала ( $R_{вн}$ ) и входным сопротивлением усилителя ( $R_{вх}$ ).

Анализ формулы (10.166) показывает, что в ламповых усилителях для уменьшения коэффициента шума необходимо: применять триоды с большой крутизной, обеспечивая при этом малую величину арифметической суммы основных составляющих шумового сеточного тока; увеличивать  $R_{вх}$  по сравнению с  $R_{вн}$ .

Аналогичным требованиям должны удовлетворять и транзисторные усилители. При заданных параметрах источника сигнала ( $u_{вх}$ ,  $R_{вн}$ ) усилители на биполярных транзисторах имеют, как правило, больший коэффициент шума по сравнению с усилителями на лампах и полевых транзисторах.

Если внутреннее сопротивление источника сигнала настолько мало, что  $R_{\text{вн}} \approx R_{вн} < R_{ш}$ , то основную роль в создании шумов будет играть шумовое сопротивление  $R_{ш}$  лампы или транзистора. Для уменьшения коэффициента шума в этом случае можно использовать согласующий трансформатор, включив его между источником сигнала и входом усилителя. Подбором оптимальной величины коэффициента трансформации в такой схеме удастся получить  $K_{ш} \rightarrow 1$  [7, 8].

Радикальной мерой снижения шума любого усилителя является уменьшение полосы частот данного усилителя.

При этом надо иметь в виду, что чем меньше будет нижняя граница  $\omega_n$  полосы, тем сильнее влияет шум эффекта мерцания, переходящий при  $\omega_n \rightarrow 0$  в дрейф входного напряжения усилителя.

Поэтому при усилении малых сигналов, частоты которых близки к нулю, даже балансные УГС (см. § 10.4, 10.5) оказываются непригодными, если уровень сигналов  $u_{вх}$  будет меньше напряжения дрейфа  $u_{вх.др}$ . В этих случаях для устранения влияния низкочастотных шумов следует предварительно преобразовать медленно меняющийся сигнал  $u_{вх}$  в высокочастотный, амплитуда которого будет прямо пропорциональна мгновенной величине  $u_{вх}(t)$ .

Кроме перечисленных мер уменьшить коэффициент шума можно за счет выбора рациональных схем входных каскадов малошумящего усилителя. При прочих равных условиях наименьший коэффициент шума можно получить, если входным (первым) каскадом малошумящего усилителя является каскодная схема усиления (см. § 10.6).

## § 10.12. ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Электрометрическими усилителями (ЭМУ) называются электронные усилители, предназначенные для усиления и регистрации весьма малых токов ( $10^{-8}$ — $10^{-15}$  а), которые, как правило, медленно меняются во времени.

На рис. 10.35 приведена структурная схема простейшего ЭМУ, являющегося усилителем с гальванической связью (УГС).

Входной ток  $i_{вх}$ , протекая через резистор  $R_{вх}$ , создает на нем входное напряжение усилителя  $u_{вх}$ . Это напряжение будет прямо пропорционально измеряемому току  $i_{вх}$ , если ток входного электрода  $i_a$  усилительного электронного прибора пренебрежимо мал:  $i_a \ll i_{вх}$ . По этой причине во входных каскадах реальных ЭМУ применяются, как правило, электронные лампы с малым сеточным током  $i_c \ll i_{вх}$ .

Далее, чтобы входное напряжение  $u_{вх} = i_{вх} R_{вх}$  было гораздо больше напряжения дрейфа УГС  $u_{вх.др}$ , измерительный резистор  $R_{вх}$  выбирается значительной величины (порядка  $10^{10}$ — $10^{12}$  Ом).

В настоящее время во входных каскадах ЭМУ применяются специальные электрометрические лампы [2, 3, 7, 8]. Эти лампы работают при низком анодном напряжении (5÷8 В) и пониженном напряжении накала, вследствие чего сеточный ток имеет малую величину порядка  $10^{-14}$ — $10^{-15}$  А.

Для всех электрометрических ламп характерна малая величина коэффициента усиления  $\mu = SR_i$ , близкая к единице. Эти лампы не дают усиления, а являются «трансформаторами» сопротивлений, преобразуя большое входное сопротивление в сравнительно малое выходное сопротивление каскада, собранного на такой лампе (у электрометрических ламп внутреннее сопротивление  $R_i$  — десятки килоом).

Иногда во входных каскадах ЭМУ применяются обычные лампы, поставленные в электрометрический режим, близкий к режиму электрометрических ламп. Поэтому коэффициент  $\mu$  таких ламп также близок к единице.

Последующие каскады ЭМУ с целью уменьшения дрейфа строятся по схемам параллельных балансных каскадов.

Выходное напряжение ЭМУ, как видно из рис. 10.35,

$$u_{вых} = K u_{вх} = K R_{вх} i_{вх} \quad (10.167)$$

будет прямо пропорционально измеряемому току  $i_{вх}$ . Следовательно, подключив к выходу усилителя соответствующий измерительный прибор, по его показанию можно судить о величине тока  $i_{вх}$ .

ЭМУ, построенные по структурной схеме рис. 10.35, имеют два основных недостатка.

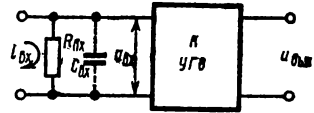


Рис. 10.35. Структурная схема электрометрического усилителя

1. При значительной величине измерительного резистора  $R_{вх}$  интегрирующее действие входной емкости  $C_{вх}$  ЭМУ начинает сказываться уже на весьма низких частотах. В самом деле, пусть  $R_{вх} = 10^{10}$  Ом, а  $C_{вх} = 10$  пФ, тогда постоянная времени входной цепи  $\tau_{в} = R_{вх}C_{вх} = 10^{10} \cdot 10^{-11} = 0,1$  с. Следовательно, верхняя граничная частота ЭМУ составит всего  $f_{в} = \frac{1}{2\pi\tau_{в}} \approx 1,5$  Гц.

2. Если диапазон измеряемых данным ЭМУ токов велик, то при максимальном измеряемом токе большая величина  $u_{вх} = i_{вх}R_{вх}$  может привести к нелинейным искажениям.

От указанных недостатков свободен ЭМУ с параллельной отрицательной обратной связью, структурная схема которого изображена на рис. 10.36, а. В этой схеме измерительный резистор  $R = R_{вх}$  включен между входной и выходной клеммами усилителя, выходное напряжение  $u_{вых}$  которого (для создания отрицательной обратной связи) должно быть противофазно сигналу  $u_1$ .

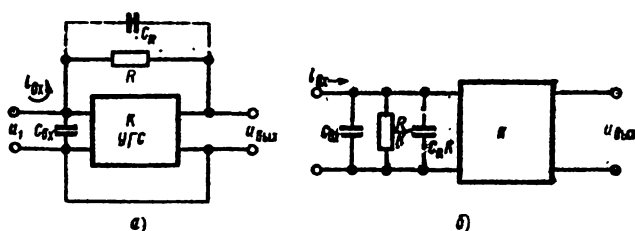


Рис. 10.36. Электрометрический усилитель с параллельной обратной связью:

а — структурная схема; б — эквивалентная схема входной цепи

Учитывая сказанное в § 9.4, для схемы рис. 10.36, а можно записать при  $K \gg 1$

$$u_{вых} = -Ku_1 = -\frac{i_{вх}RK}{1+K} \approx -i_{вх}R. \quad (10.168)$$

При этом эквивалентная схема входной цепи ЭМУ с отрицательной обратной связью будет иметь вид схемы на рис. 10.36, б, причем эквивалентное входное сопротивление усилителя

$$R_{вх.э} = \frac{R}{1+K} \approx \frac{R}{K}. \quad (10.169)$$

Следовательно, за счет действия отрицательной обратной связи постоянная времени входной цепи будет равна

$$\tau_{в.э} = C_{вх}R_{вх.э} \approx \frac{C_{вх}R}{K}, \quad (10.170)$$

т. е. уменьшится (по сравнению со схемой рис. 10.35) в  $K$  раз; во столько же раз возрастет и верхняя частота  $f_{в}$ .

Соответственно увеличится и динамический диапазон такого ЭМУ.

Следует сказать, что при построении ЭМУ с отрицательной обратной связью по структурной схеме рис. 10.36, *а* необходимо принять меры по уменьшению паразитной емкости  $C_R$  между входной и выходной клеммами. В противном случае эта емкость, «пересчитанная» на вход усилителя, будет иметь величину  $C_R K$ , т. е. увеличится также в  $K$  раз. Это приведет к увеличению постоянной времени входной цепи до значения

$$\tau_{в.э} \approx \frac{(C_{вх} + C_R K) R}{K}, \quad (10.171)$$

т. е. к уменьшению верхней границы  $f_v$  частотного диапазона ЭМУ.

## ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

### ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

---

#### § 11.1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Во многих случаях необходимо, чтобы напряжение или ток, питающие какое-либо устройство или схему, были неизменными с заданной степенью точности.

Так, стабильность и надёжность работы электронных ламп и транзисторов в значительной степени зависят от постоянства напряжения источника питания. В некоторых специальных устройствах, например электронных микроскопах, масс-спектрометрах и т. д., требуется с высокой степенью точности задавать и поддерживать неизменными токи питания обмоток магнитных катушек или потенциалы электродов электростатических линз. Наконец, точность работы электронных измерительных приборов сильно зависит от постоянства питающих напряжений и токов.

Для стабилизации напряжения (тока) питания между источником электрической энергии и ее потребителем включают специальные устройства, называемые стабилизаторами.

Напряжение  $U_n$  или ток  $I_n$  на выходе стабилизатора может быть нестабильным по следующим причинам: непостоянство питающего напряжения; изменение величины сопротивления нагрузки, питаемой от данного стабилизатора; нестабильность параметров электронных приборов стабилизатора и деталей его схемы.

Для оценки степени влияния этих возмущающих факторов на стабилизируемую величину (напряжение или ток) вводят понятие коэффициентов стабилизации, показывающих, во сколько раз относительная нестабильность выходного тока (или напряжения) стабилизатора меньше, чем относительное изменение вызвавшего его возмущающего фактора.

Для стабилизатора тока этими коэффициентами являются:

$$\left. \begin{aligned} K_{IE} &= \frac{\frac{\partial E}{E}}{\frac{\partial I_n}{I_n}}; & K_{IR} &= \frac{\frac{\partial R_n}{R_n}}{\frac{\partial I_n}{I_n}}; \\ K_{IP} &= \frac{\frac{\partial \Pi_n}{\Pi_n}}{\frac{\partial I_n}{I_n}}; & K_{ID} &= \frac{\frac{\partial \mathcal{L}_n}{\mathcal{L}_n}}{\frac{\partial I_n}{I_n}}. \end{aligned} \right\} \quad (11.1)$$

Аналогично определяются коэффициенты для стабилизатора напряжения:

$$\left. \begin{aligned} K_{UE} &= \frac{\frac{\partial E}{E}}{\frac{\partial U_n}{U_n}}; & K_{UR} &= \frac{\frac{\partial R_n}{R_n}}{\frac{\partial U_n}{U_n}}; \\ K_{UP} &= \frac{\frac{\partial P}{P}}{\frac{\partial U_n}{U_n}}; & K_{UD} &= \frac{\frac{\partial D}{D}}{\frac{\partial U_n}{U_n}}. \end{aligned} \right\} \quad (11.2)$$

В этих выражениях первый индекс у коэффициентов обозначает стабилизируемый параметр (ток или напряжение), а второй — возмущающий фактор [ $E$  — питающее (входное) напряжение;  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $P_n$  — величина  $n$ -го параметра электронного прибора;  $D_n$  — величина параметра  $n$ -й детали схемы стабилизатора].

С помощью коэффициентов стабилизации можно найти полную относительную неустойчивость выходного параметра стабилизатора:

$$\begin{aligned} \frac{dI_n}{I_n} &= \frac{1}{K_{IE}} \cdot \frac{dE}{E} + \frac{1}{K_{IR}} \cdot \frac{dR_n}{R_n} + \\ &+ \frac{1}{K_{IP}} \cdot \frac{dP}{P} + \frac{1}{K_{ID}} \cdot \frac{dD}{D}; \end{aligned} \quad (11.3)$$

$$\begin{aligned} \frac{dU_n}{U_n} &= \frac{1}{K_{UE}} \cdot \frac{dE}{E} + \frac{1}{K_{UR}} \cdot \frac{dR_n}{R_n} + \\ &+ \frac{1}{K_{UP}} \cdot \frac{dP}{P} + \frac{1}{K_{UD}} \cdot \frac{dD}{D}. \end{aligned} \quad (11.4)$$

Эти выражения получаются преобразованием полных дифференциалов тока  $I_n$  или напряжения  $U_n$  как функций нескольких переменных.

Следует заметить, что с помощью уравнений, подобных (11.3) или (11.4), можно оценить неустойчивость тока или напряжения любой сложной схемы.

В зависимости от рода тока различают стабилизаторы постоянного и переменного (обычно синусоидального) напряжений и токов. Если форма стабилизируемого напряжения (тока) отлична от синусоидальной, то различают стабилизаторы эффективного или амплитудного значений стабилизируемого параметра.

В некоторых конкретных случаях возникает необходимость стабилизировать напряжение или ток, неустойчивость которых вызвана каким-либо одним возмущающим фактором, например непосто-

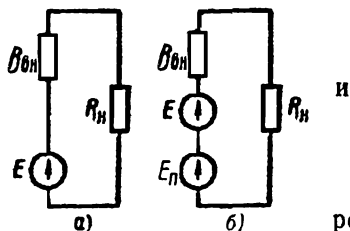
яньством напряжения источника питания или сопротивления нагрузки. Тогда при выборе схемы стабилизатора рассматривают один (требуемый) коэффициент стабилизации.

Далее в общем виде проведен анализ работы электронных стабилизаторов напряжения и тока при изменении только питающего напряжения и сопротивления нагрузки. Теми же приемами можно исследовать влияние неустойчивости параметров электронных приборов и всех пассивных элементов схемы.

## § 11.2. СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА И НАПЯЖЕНИЯ

Рассмотрим возможность стабилизации тока и напряжения в цепи, состоящей из источника э. д. с.  $E$  с внутренним сопротивлением  $R_{вн}$  и нагрузки  $R_n$  (рис. 11.1, а).

Для этой цепи можно записать:



$$I_n = \frac{E}{R_{вн} + R_n} \quad (11.5)$$

$$U_n = \frac{ER_n}{R_{вн} + R_n}. \quad (11.6)$$

Если  $R_n = \text{const}$ , то после дифференцирования по  $E$  выражений (11.5) и (11.6) получим:

$$dI_n = \frac{1}{R_{вн} + R_n} dE \quad (11.7)$$

$$dU_n = \frac{R_n}{R_{вн} + R_n} dE. \quad (11.8)$$

Рис. 11.1. Простейшие схемы для стабилизации напряжения и тока нагрузки при изменении:

а — сопротивления нагрузки;  
б — напряжения питания

Разделив уравнение (11.7) на  $I_n$ , а (11.8) на  $U_n$  и учтя (11.5) и (11.6), получим:

$$\frac{dI_n}{I_n} = \frac{dE}{E} \quad (11.9)$$

$$\frac{dU_n}{U_n} = \frac{dE}{E}. \quad (11.10)$$

Эти уравнения показывают, что в рассматриваемой цепи при изменении питающего напряжения невозможна стабилизация тока или напряжения на нагрузке, так как относительная неустойчивость э. д. с. источника питания  $\left(\frac{dE}{E}\right)$  вызывает такую же относительную неустойчивость тока нагрузки  $\left(\frac{dI_n}{I_n}\right)$  и напряжения на

нагрузке  $\left(\frac{dU_H}{U_H}\right)$ . Иначе говоря, для этой цепи коэффициенты стабилизации равны единице:

$$\left. \begin{aligned} K_{IE} &= \left( \frac{\frac{dE}{E}}{\frac{dI_H}{I_H}} \right)_{R=\text{const}} = 1; \\ K_{UE} &= \left( \frac{\frac{dE}{E}}{\frac{dU_H}{U_H}} \right)_{R=\text{const}} = 1. \end{aligned} \right\} \quad (11.11)$$

Полагая, что  $E = \text{const}$ , а изменяется сопротивление нагрузки  $R_H$ , после дифференцирования выражений (11.5) и (11.6) по  $R_H$  получим:

$$dI_H = - \frac{EdR_H}{(R_{BH} + R_H)^2} \quad \text{и} \quad dU_H = \frac{ER_{BH}dR_H}{(R_{BH} + R_H)^2}.$$

Разделив эти уравнения соответственно на  $I_H$  и  $U_H$ , будем иметь:

$$\frac{dI_H}{I_H} = \frac{dR_H}{R_H} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{BH}}{R_H}} \quad \text{и} \quad \frac{dU_H}{U_H} = \frac{dR_H}{R_H} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R_{BH}}},$$

откуда

$$K_{IR} = 1 + \frac{R_{BH}}{R_H} \quad (11.12)$$

и

$$K_{UR} = 1 + \frac{R_H}{R_{BH}}. \quad (11.13)$$

Из этих выражений видно, что коэффициенты стабилизации тока и напряжения при изменении сопротивления нагрузки в рассматриваемой схеме всегда больше единицы, следовательно, имеет место стабилизация (относительные изменения тока в цепи и напряжения на нагрузке меньше вызвавшего их относительного изменения сопротивления нагрузки). При этом коэффициент стабилизации  $K_{IR}$  увеличивается с увеличением  $R_{BH}$  по сравнению с  $R_H$ . Наоборот, если  $R_{BH}$  уменьшать по сравнению с  $R_H$ , то растет коэффициент стабилизации  $K_{UR}$  и ухудшается стабилизация тока.

Условием хорошей стабилизации тока является неравенство

$$R_{BH} \gg R_H, \quad (11.14)$$

в то время как хорошую стабилизацию напряжения на нагрузке можно получить при условии

$$R_{BH} \ll R_H. \quad (11.14a)$$



Условия (11.14) и (11.14а) являются общими для получения стабилизации соответственно тока и напряжения на нагрузке при изменениях последней для любого сложного устройства, эквивалентная схема которого подобна схеме рис. 11.1, а.

Таким образом, схема рис. 11.1, а позволяет получить стабилизацию тока или напряжения на изменяющейся нагрузке, но не дает стабилизации этих параметров при изменении напряжения источника питания.

Этот недостаток можно устранить, если последовательно с источником питания  $E$  включить дополнительный источник э. д. с.  $E_0 = \text{const}$  (рис. 11.1, б). Тогда

$$I_n = \frac{E + E_0}{R_{вн} + R_n} \quad (11.15)$$

и

$$U_n = \frac{E + E_0}{R_{вн} + R_n} R_n. \quad (11.15a)$$

Повторяя расчеты, получим:

$$\left. \begin{aligned} K_{IE} &= 1 + \frac{E_0}{E}; & K_{UE} &= 1 + \frac{E_0}{E}; \\ K_{IR} &= 1 + \frac{R_{вн}}{R_n}; & K_{UR} &= 1 + \frac{R_n}{R_{вн}}. \end{aligned} \right\} \quad (11.16)$$

В схеме рис. 11.1, а все коэффициенты стабилизации можно при соответствующем подборе параметров сделать больше единицы, поэтому будет осуществляться стабилизация тока в цепи или напряжения на нагрузке при колебаниях как напряжения источника питания, так и сопротивления нагрузки. Для получения достаточно хорошей стабилизации  $U_n$  и  $I_n$  при изменении питающего напряжения  $E$  необходимо выполнить условие

$$E_0 \gg E. \quad (11.17)$$

Для получения достаточно больших значений  $K_{IE}$  и  $K_{IR}$  при одновременном изменении  $E$  и  $R_n$  необходимо выполнить условия (11.17) и (11.14), а для увеличения  $K_{UE}$  и  $K_{UR}$  — условия (11.17) и (11.14а).

Приведенные для схемы рис. 11.1, б соотношения справедливы, если величина  $E_0$  постоянна. Э. д. с.  $E_0$  может быть получена за счет использования: 1) характеристик нелинейных элементов и 2) свойств усилителей с обратной связью.

В первом случае в качестве источника  $E_0$  применяется напряжение приведения  $E_n$  эквивалентной схемы НЭ (см. рис. 3.1, г).

Такие стабилизаторы называются параметрическими. Очевидно, пределы изменения напряжений и токов в нагрузке параметрического стабилизатора, т. е. зона стабилизации, ограничиваются линейным участком характеристики НЭ, когда  $E_{\text{п}}$  неизменно.

Во втором случае в качестве источника  $E_0$  используется выходное напряжение усилителя с обратной связью  $K_{\text{о.с.}} U_{\text{вх}}$ , которое при достаточно большом коэффициенте усиления не зависит от параметров этого усилителя без обратной связи. Стабилизаторы, действие которых основано на использовании свойств обратной связи, называют компенсационными стабилизаторами.

### § 11.3. СТАБИЛИЗАЦИЯ С ПОМОЩЬЮ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Рассмотрим цепь рис. 11.2, а, состоящую из источника питания  $E$  с внутренним сопротивлением  $R_{\text{вн}}$ , НЭ и нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Для этой цепи можно составить схему замещения (рис. 11.2, б), заменив НЭ его эквивалентной схемой рис. 3.1, з.

Выполнение условий стабилизации тока в этом случае возможно, если вольт-амперная характеристика НЭ имеет вид рис. 4.3, а и рабочий участок 1—2 характеристики имеет малый наклон. Тогда для схемы рис. 11.2, б одновременно выполняются условия (11.14) и (11.17):

$$R_{\text{вн. экв}} = R_{\text{л}} + R_{\text{вн}} \gg R_{\text{н}};$$

$$E_0 = E_{\text{п}} \gg E.$$

Постоянство  $E_{\text{п}}$ , необходимое для стабилизации, определяется линейностью рабочего участка характеристики НЭ.

Примерами практического осуществления схемы рис. 11.2, а являются баретторный стабилизатор тока и стабилизаторы тока с последовательным включением пентода или полупроводникового триода и сопротивления нагрузки.

Стабилизацию напряжения на нагрузке в цепи рис. 11.2, а получить нельзя, так как если выбрать  $R_{\text{вн. экв}} \ll R_{\text{н}}$  [НЭ с вольт-амперной характеристикой (см. рис. 4.3, б)], то не выполняется условие  $E_{\text{п}} \gg E$ , т. е. одновременно выполнить условия  $R_{\text{вн}} \ll R_{\text{н}}$  и  $E_{\text{п}} \gg E$  в цепи рис. 11.2, а невозможно. Поэтому схема рис. 11.2, а пригодна только для стабилизации тока через изменяющуюся нагрузку (или напряжения на неизменной нагрузке).

Рассматривая цепь рис. 11.2, а, видим, что при использовании в ней НЭ с характеристикой, подобной изображенной на рис. 4.3, б, напряжение на нем мало зависит от напряжения источника

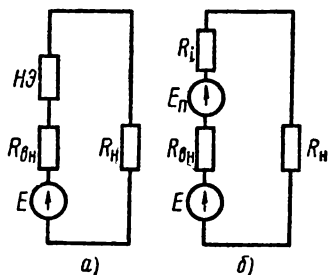


Рис. 11.2. Параметрический стабилизатор тока (а) и его схема замещения (б)

питания. Поэтому для стабилизации напряжения на нагрузке с помощью НЭ ее целесообразно включать с НЭ параллельно, как это показано на рис. 11.3, а.

Выражения для коэффициентов стабилизации этой схемы получим, составив схему замещения рис. 11.3, б:

$$K_{IE} = K_{UE} = 1 + \frac{E_{\pi}}{E} \cdot \frac{R_{\text{вн}}}{R_I}. \quad (11.18)$$

Это выражение показывает, что в схеме рис. 11.3, а коэффициенты стабилизации тока и напряжения на нагрузке можно сделать достаточно большими за счет подбора соотношения  $R_{\text{вн}}/R_I$  независимо от величины резистора нагрузки (даже если  $E_{\pi}$  меньше  $E$ , как это имеет место для НЭ с характеристикой вида рис. 4.3, б).

Коэффициент стабилизации схемы рис. 11.3, а при изменении сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$  равен

$$K_{UR} = 1 + \frac{R_{\text{н}}}{\frac{R_{\text{вн}} R_I}{R_{\text{вн}} + R_I}}. \quad (11.19)$$

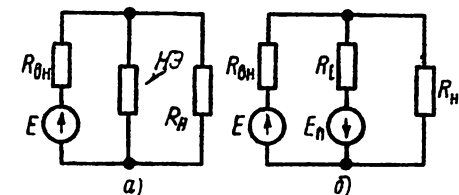


Рис. 11.3. Параметрический стабилизатор напряжения (а) и его схема замещения (б)

Так как в такой схеме легко обеспечить условия  $R_I \ll R_{\text{вн}}$  и  $R_I \ll R_{\text{н}}$  (для НЭ с характеристикой вида рис. 4.4, б), то  $K_{UR} \gg 1$ .

Схему рис. 11.3, б можно преобразовать в схему рис. 11.1, б с эквивалентными параметрами:

$$R_{\text{вн. экв}} = R_{\text{вн}} \frac{R_I}{R_I + R_{\text{вн}}} \approx R_I; \quad (11.20)$$

$$E_{0\text{экв}} = E_{\pi} \frac{R_{\text{вн}}}{R_I + R_{\text{вн}}} \approx E_{\pi}; \quad (11.21)$$

$$E_{\text{экв}} = E \frac{R_I}{R_I + R_{\text{вн}}} \approx E \frac{R_I}{R_{\text{вн}}} \ll E. \quad (11.22)$$

Примерами реализации схемы рис. 11.3, а для стабилизации напряжения на меняющейся нагрузке являются параметрические стабилизаторы на газоразрядных или полупроводниковых стабилитронах и варисторах.

К параметрическим стабилизаторам относятся также схемы  $\mu$ -стабилизатора (рис. 11.4, а) и S-стабилизатора (рис. 11.4, б) на электронных лампах.

Для анодного тока лампы  $I_{\text{а}} = I_{\text{н}}$  в схеме рис. 11.4, а, учитывая уравнение (6.11) и полагая, что  $I_{\text{н}} \ll I_1$ , можно записать

$$I_{\text{н}} = \frac{E \frac{R_1}{R_1 + R_2} - E_{\pi} + \mu U_{\text{вх}} - \mu E \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_I + R_{\text{н}}}. \quad (11.22a)$$

Сопоставив это выражение с уравнением (11.15, а), найдем:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{экв}} &= E \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \mu \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right); \\ E_{0 \text{ экв}} &= \mu U_{\text{вх}} - E_{\text{п}} \approx \mu U_{\text{вх}}; \\ R_{\text{вн. экв}} &\approx R_i. \end{aligned} \right\} \quad (11.23)$$

Таким образом, если учесть (11.23), то уравнения схемы рис. 11.2, б полностью справедливы и для  $\mu$ -стабилизатора.

Если подобрать величины резисторов  $R_1$  и  $R_2$  так, что  $R_1 = \mu R_2$ , то в (11.23)  $E_{\text{экв}} = 0$  и тогда  $K_{UE}$  и  $K_{UR}$  можно сделать бесконечно большими. Наоборот, коэффициент стабилизации при изменении нагрузки в этой схеме трудно сделать большими, так как резистор нагрузки и внутреннее сопротивление лампы составляют величину одного порядка.

Аналогично для  $S$ -стабилизатора можно получить:

$$\left. \begin{aligned} E_{\text{экв}} &= \frac{ER_i}{R_i + R_a} \left( 1 - SR_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right); \\ E_{0 \text{ экв}} &= \mu U_{\text{вх}} + E_{\text{п}} \approx \mu U_{\text{вх}}; \\ R_{\text{вн. экв}} &= \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}. \end{aligned} \right\} \quad (11.24)$$

откуда видно, что схема рис. 11.4, б также сводится к схеме рис. 11.2, б с помощью эквивалентных параметров (11.24).

Если в  $S$ -стабилизаторе так подобрать параметры схемы, что выполняется условие  $1 - SR_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0$ ,

т. е.  $SR_a = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ , то  $E_{\text{экв}}$  в (11.24) будет равно нулю, что означает, как видно из (11.16), бесконечно большую величину  $K_{UE}$ . Однако  $K_{UR}$  в  $S$ -стабилизаторе нельзя сделать большим, так как трудно выполнить неравенство  $R_{\text{вн. экв}} \ll R_{\text{н}}$ .

Таким образом, схемы параметрических  $\mu$ - и  $S$ -стабилизаторов выгодно применять для стабилизации напряжения при неизменных нагрузке или тока через нее. В этих случаях соответствующие коэффициенты стабилизации можно сделать весьма большими в некоторых пределах изменения питающего напряжения.

Схемы параметрических стабилизаторов напряжения на газоразрядном и полупроводниковом стабилитронах (рис. 11.5, а, б) аналогичны схеме рис. 11.3, а. В соответствии с (11.18) и (11.19) коэффициенты стабилизации для схем рис. 11.5 равны:

$$K_{UE} = 1 + \frac{E_{\text{п}}}{E} \cdot \frac{R_6}{R_i}; \quad (11.25)$$

$$K_{UR} \approx 1 + \frac{R_{\text{н}}}{\frac{R_i R_6}{R_i + R_6}}, \quad (11.25a)$$

где  $R_6$  — балластный резистор, выполняющий роль  $R_{\text{вн}}$  на схеме рис. 11.3, а.

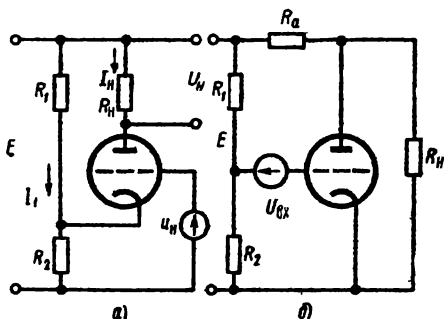


Рис. 11.4. Параметрические стабилизаторы на электронных лампах:  
а —  $\mu$ -стабилизатор; б —  $S$ -стабилизатор

Так как стабилитроны имеют характеристики вида рис. 4.3, б, то для них  $E_{\text{п}} < E$  и  $R_i \ll R_6$ . Поэтому уравнение (11.25а) можно записать как

$$K_{UR} = 1 + \frac{R_6}{R_i}. \quad (11.26)$$

Таким образом,  $K_{UR}$  зависит от резистора нагрузки стабилизатора.

При неизменной величине  $E$  напряжение на  $R_6$  не меняется при изменении  $R_6$ . Поэтому сумма токов  $I = I_{\text{ст}} + I_H$  (рис. 11.5, а) в этом случае остается неизменной. Это означает, что, например, возрастание тока нагрузки вследствие уменьшения  $R_H$  вызовет такое же уменьшение тока через стабилитрон.

Следовательно, предельный ток нагрузки определяется минимальным током стабилитрона, соответствующим линейному участку его характеристики. Наоборот, минимальный ток нагрузки

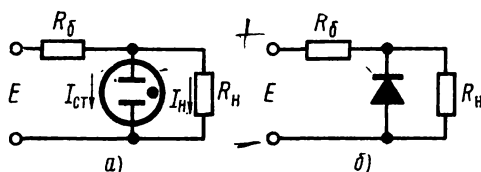
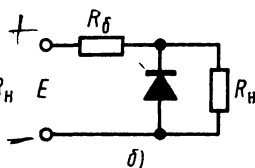


Рис. 11.5. Стабилизаторы на стабилитронах: а — газоразрядном; б — полупроводниковом



(в частности, равный нулю) соответствует максимальному току  $I_{\text{ст}}$ , который не должен превышать допустимого для данного электронного прибора значения. Этим определяется выбор величины  $E$ , так как  $R_6$  можно вычислить исходя из требуемого  $K_{UE}$ , а  $U_H \approx E_{\text{п}}$  (при почти вертикальном участке 1—2 характеристики рис. 4.3, б, что имеет место для стабилитронов).

#### § 11.4. СТАБИЛИЗАЦИЯ С ПОМОЩЬЮ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Полная эквивалентная схема выходной цепи усилителя с обратной связью, работающего на внешнюю нагрузку, показана на рис. 11.6, а. В этой схеме  $U_0$  — начальное постоянное напряжение на выходе усилителя, обычно пропорциональное напряжению питания  $E$  ( $E_a$  — для ламп и  $E_H$  — для транзисторных схем). Если  $U_{\text{вх}}$  неизменно, то схема рис. 11.6, а подобна схеме рис. 11.1, б, поэтому в ней можно получить стабилизацию напряжения и тока при изменении напряжения  $E$  и нагрузки  $R_H$ . При этом для стабилизации напряжения  $U_H$  необходимо выполнить условия:

$$K_{0.c} U_{\text{вх}} \gg U_0; \quad (11.27)$$

$$R_{\text{вых. о.с}} \ll R_H. \quad (11.28)$$

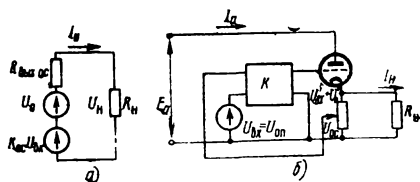


Рис. 11.6. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя с обратной связью (а) и упрощенная схема компенсационного стабилизатора (б)

Неравенство (11.27) в усилителе с обратной связью получается за счет увеличения  $K_{o.c}$  или  $U_{вх}$ , а (11.28) легко выполняется, так как обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя.

Если требуется стабилизировать ток в нагрузке, то необходимо выполнить (11.27), т. е. получить необходимую величину коэффициента  $K_{гб}$ , а выходное сопротивление  $R_{вых.о.с}$  увеличить по сравнению с  $R_n$  применением отрицательной обратной связи по току.

Таким образом, усилитель с гальванической связью, в котором подана отрицательная обратная связь по напряжению при неизменном сигнале  $U_{вх}$ , можно рассматривать как компенсационный стабилизатор. При обратной связи по напряжению такая схема является стабилизатором напряжения, а по току — стабилизатором тока. Напряжение  $U_{вх}$  обычно называют опорным.

Нагрузку на выходе усилителя с обратной связью можно включать последовательно с выходным электронным прибором или параллельно этому прибору. В этой связи различают компенсационные стабилизаторы последовательного или параллельного типа.

Наиболее распространен стабилизатор последовательного типа, так как он более экономичен.

В качестве выходного каскада компенсационного стабилизатора последовательного типа обычно применяются схемы катодного и эмиттерного повторителей. Рассмотрим для примера упрощенную схему стабилизатора рис. 11.6, б, состоящую из усилителя  $K$  с катодным повторителем на выходе, охваченного последовательной обратной связью по напряжению. Пусть на вход этого усилителя подано напряжение  $U_{вх} = U_{оп}$ . Для напряжений между анодом и катодом, а также сеткой и катодом выходной лампы этой схемы, считая, что  $I_a \approx I_n$ , запишем:

$$\left. \begin{aligned} u_{a,k} &= E_a - I_n R; \\ u_{с,k} &= U'_{вх} - I_n R_n; \end{aligned} \right\} \quad (11.29)$$

$$U'_{вх} = (U_{вх} - U_{o.c}) K = (U_{оп} - \beta I_n R_n) K + U'_0, \quad (11.30)$$

где  $U'_0$  — постоянная составляющая напряжения на выходе усилителя  $K$ .

Подставив (11.29) в (6.11) и учитывая (11.30), получим

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{\frac{E_a - E_n + \mu U'_0}{(1 + \mu) \left(1 + K \frac{\mu}{\mu + 1} \beta\right)} + \frac{K \frac{\mu}{\mu + 1}}{1 + K \frac{\mu}{\mu + 1} \beta} U_{оп}}{\frac{R_f}{1 + K \frac{\mu}{\mu + 1} \beta} + R_n} = \\ &= \frac{\frac{E_a - E_n + \mu U'_0}{(1 + \mu) (1 + K_{общ. о.с} \beta)} + K_{общ. о.с} U_{оп}}{R_{вых. к.п. о.с} + R_n}, \end{aligned} \quad (11.31)$$

где

$$K_{\text{общ}} = K \frac{\mu}{\mu + 1};$$

$$K_{\text{общ. о.с}} = \frac{K \frac{\mu}{\mu + 1}}{1 + K \frac{\mu}{\mu + 1} \beta}; \quad (11.32)$$

$$R_{\text{вых. к.п. о.с}} = \frac{\frac{R_l}{\mu + 1}}{1 + K \frac{\mu}{\mu + 1} \beta} = \frac{R_{\text{вых. к.п}}}{1 + K_{\text{общ}} \beta} \quad (11.33)$$

В этом выражении выходное сопротивление катодного повторителя  $R_{\text{вых.к.п}} = \frac{R_l}{\mu + 1}$ , что справедливо при  $R_n \rightarrow \infty$ , т. е. без учета  $R_n$ .

Величина  $K_{\text{общ.о.с}}$  представляет собой коэффициент усиления всего усилителя с обратной связью при  $R_n \rightarrow \infty$ .

Эквивалентная схема, составленная на основании выражения (11.31), полностью соответствует схемам рис. 11.6, а и 11.1, б, поэтому к ней можно применить уравнения (11.16).

Условия стабилизации по  $E$  и  $R_n$  в этой схеме рис. 11.6, б можно выполнить только за счет увеличения  $K$  и введения соответствующей обратной связи (по напряжению или току).

Таким образом, для повышения коэффициента стабилизации усилители в компенсационных стабилизаторах должны иметь возможно больший коэффициент усиления. Кроме того, связь между каскадами в этих усилителях должна осуществляться гальванически. Однако в усилителях с гальванической связью имеет место дрейф выходного напряжения, который вызывает дрейф стабилизируемой величины.

Дрейф усилителя в компенсационном стабилизаторе, приведенный ко входу  $U_{\text{вх.др}}$ , эквивалентен неустойчивости  $U_{\text{оп}}$ , которая в свою очередь, как следует из (11.15а), при выполнении условия

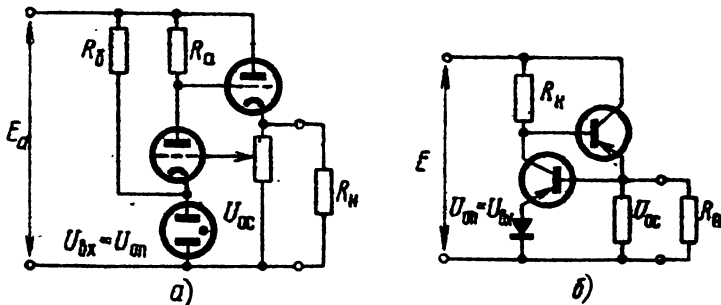


Рис. 11.7. Принципиальные схемы стабилизаторов:  
а — на лампах; б — на транзисторах

(11.17) приблизительно равна относительной неустойчивости стабилизируемой величины. При данной реальной величине  $U_{\text{вх.др}}$  относительная неустойчивость опорного напряжения равна  $U_{\text{вх.др}}/U_{\text{оп}}$ . Отсюда, зная требуемую относительную неустойчивость (за счет дрейфа) стабилизируемого параметра, например  $\left(\frac{\Delta U_n}{U_n}\right)_{\text{др}}$ , найдем минимальную величину  $U_{\text{оп}}$ :

$$U_{\text{оп}} \geq U_{\text{вх. др}} \left( \frac{U_n}{\Delta U_n} \right)_{\text{др}}. \quad (11.34)$$

Схемы наиболее распространенных электронных стабилизаторов напряжения в ламповом и полупроводниковом вариантах представлены на рис. 11.7, а, б. Обе эти схемы идентичны и состоят из однокаскадного усилителя и катодного (эмиттерного) повторителей.

В качестве источников опорного напряжения обычно применяются параметрические стабилизаторы на стабилитронах. Однако стабильность  $U_{\text{оп}}$  в этих схемах получается более высокой, чем в схемах рис. 11.5, а, б, так как источники опорного напряжения работают на почти неизменную нагрузку.

От электронного прибора в первом каскаде компенсационного стабилизатора требуется возможно большее усиление по напряжению, чем и определяется его выбор.

Через электронный прибор в выходном каскаде проходит весь ток нагрузки, и поэтому он должен быть достаточно мощным.

Стабилизаторы рис. 11.7, а, б позволяют получить коэффициенты стабилизации по  $E$  и  $R_n$  порядка десятков и сотен единиц.

Если требуется более высокий коэффициент стабилизации, то в компенсационных стабилизаторах применяют двухкаскадные (обычно параллельные балансные) усилители и более стабильный источник  $U_{\text{оп}}$ , например батареи нормальных элементов, которые в этом случае работают практически без потребления тока.



## ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

### ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

---

#### § 12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ГЕНЕРАТОРАХ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Электронным генератором называется электронная схема, преобразующая напряжение питания в напряжение (ток), изменяющееся во времени по определенному, свойственному этой схеме закону. Процесс формирования выходного напряжения генератора называется генерацией. Для механизма генерации характерно, что каждое первоначальное изменение выходного сигнала (напряжения или тока) электронной схемы за счет действия положительной обратной связи вызывает еще большее изменение этого сигнала.

Положительная обратная связь в генераторах бывает *внешней* и *внутренней*.

Внешняя обратная связь осуществляется схемным путем способами, описанными в гл. 9, а внутренняя обратная связь возникает в некоторых электронных приборах при определенных режимах.

В большинстве генераторов применяется внешняя обратная связь благодаря более высокой стабильности получаемых характеристик.

Условие генерации в усилителе с положительной обратной связью определяется соотношением (см. гл. 9)

$$K\beta \geq 1.$$

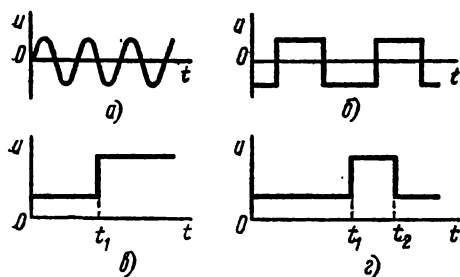


Рис. 12.1. Примеры выходных напряжений генераторов:

а, б — периодических, в, г — непериодических

Генерируемый сигнал может быть *периодическим*, например, синусоидальным, прямоугольной формы и т. д. (рис. 12.1, а, б), или *непериодическим* (рис. 12.1, в, г).

В первом случае генерация обычно возникает с момента включения источника питания схемы, реже — с момента подачи так называемого пускового сигнала, служащего для управления началом генерации. Во втором случае генерация проявляется чаще всего

в виде скачкообразных изменений величины выходного напряжения (тока).

Для схем непериодических генераторов характерно наличие двух устойчивых или одного устойчивого и одного временно устойчивого состояний равновесия. Устойчивое состояние схемы, в течение которого все напряжения и токи в ней остаются неизменными, может продолжаться неограниченное время. Перевод схемы из одного устойчивого состояния в другое (устойчивое или временно устойчивое) можно осуществить только с помощью внешнего пускового сигнала.

Если схема переведена во второе устойчивое состояние равновесия, то оно также будет продолжаться сколь угодно долго до следующего пускового сигнала, который переведет схему в исходное состояние равновесия. Таким образом, в схеме с двумя устойчивыми состояниями равновесия генерация в виде прямых и обратных скачкообразных изменений напряжений и токов вызывается внешними пусковыми сигналами, которые могут следовать непериодически или периодически. После включения питания такая схема может либо равновероятно оказаться в том или ином состоянии равновесия (состояния равноправны), либо состояние равновесия схемы будет всегда вполне определенным (состояния неравноправны).

Для временно устойчивого состояния равновесия характерно, что сразу после его начала выходное напряжение (ток) остается неизменным или меняется монотонно, а в схеме происходит внутренний самопроизвольный переходный процесс, в результате которого это состояние схемы через некоторое время, называемое временем выдержки, станет неустойчивым. Тогда снова возникнет генерация в виде обратного скачкообразного перехода в устойчивое состояние равновесия. Таким образом, если схема имеет устойчивое и временно устойчивое состояние равновесия, то она находится в устойчивом состоянии. Воздействием внешнего пускового сигнала схема может быть переведена во временно устойчивое состояние, из которого спустя некоторое время самопроизвольно скачком возвращается в устойчивое состояние.

Генераторы периодических колебаний делятся на *гармонические* (синусоидальные) и *релаксационные*.

В генераторах синусоидальных колебаний условия генерации должны выполняться только на одной (генерируемой) частоте. Это достигается применением частотно-избирательных элементов в схеме усилителя или в цепи четырехполюсника обратной связи. В зависимости от вида частотно-избирательного элемента различают генераторы с индуктивно-емкостной (генераторы  $LC$ ) и реостатно-емкостной (генераторы  $RC$ ) настройкой.

Математически условие генерации для синусоидального напряжения неизменной амплитуды записывается в виде

$$K\dot{\varphi} = 1, \quad (12.1)$$

или в показательной форме

$$|K| e^{j\varphi_K} |\beta| e^{j\varphi_\beta} = 1,$$

где  $|K|$  и  $|\beta|$  — модули коэффициентов усиления усилителя и передатчи четырехполосника обратной связи;  $\varphi_K$  и  $\varphi_\beta$  — углы сдвига фазы между выходным и входным сигналами усилителя и четырехполосника обратной связи.

Отсюда следует, что (12.1) можно переписать в виде

$$|K| |\beta| = 1; \quad (12.2)$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 0. \quad (12.2a)$$

Уравнение (12.2) называют условием баланса амплитуд, а (12.2a) — условием баланса фаз. Генерация будет только при одновременном выполнении этих условий.

Условие баланса амплитуд означает, что усиление сигнала усилителем равно ослаблению его четырехполосником обратной связи.

Так как из-за нелинейности амплитудной характеристики коэффициент усиления усилителя зависит от амплитуды входного (выходного) сигнала, обычно уменьшаясь с его ростом, то для возникновения генерации величину  $K\beta$  обычно делают несколько больше единицы. Тогда первоначально при включении питания схемы возникает генерация с нарастающей амплитудой ( $K\beta > 1$ ), по мере роста которой коэффициент усиления усилителя уменьшается и достигает значения, равного  $1/\beta$  (т. е.  $K\beta = 1$ ). В результате наступает генерация с такой постоянной амплитудой, при которой автоматически устанавливается баланс амплитуд. Все сказанное иллюстрируется рис. 12.2, а, где приведена зависимость коэффициента усиления  $K$  от амплитуды входного сигнала. Если в этом усилителе постепенно увеличивать положительную обратную связь  $\beta$ , то горизонтальная прямая  $1/\beta$  вначале пройдет выше кривой  $K=f(u_{вх})$ , а затем с ростом  $\beta$  будет опускаться и пересечет эту кривую. Пока  $\beta < \beta_1$  выполняется соотношение  $K < \frac{1}{\beta}$ , то  $K\beta < 1$  и генерация отсутствует. При  $\beta = \beta_1$  условие баланса амплитуд будет выполнено

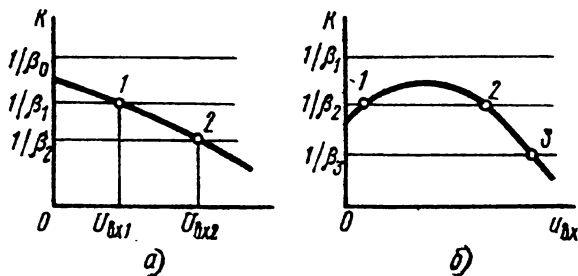


Рис. 12.2. Определение амплитуды колебаний генератора:

а — мягкий режим возбуждения; б — жесткий режим возбуждения

при малом значении  $u_{вх1}$ , поэтому плавно возникнет генерация с малой амплитудой. Далее, с увеличением  $\beta$  условие баланса амплитуд будет выполняться при все больших значениях  $u_{вх}$ , что соответствует росту амплитуды генерируемых колебаний. Таким образом, амплитуда этих колебаний определяется нелинейностью характеристики усилителя и, следовательно, форма кривой всегда отличается от синусоидальной\*. Однако при малых амплитудах это искажение синусоидальной формы кривой может быть ничтожно малым. Поэтому начальная величина  $K\beta$  для генераторов синусоидальных колебаний незначительно превышает единицу ( $1,2 \div 1,5$ ).

Плавное возникновение генерации с увеличением  $\beta$  (рис. 12.2, а) называется мягким режимом самовозбуждения. Если зависимость коэффициента усиления усилителя от входного сигнала имеет вид, показанный на рис. 12.2, б, то с ростом  $\beta$  условие баланса амплитуд начинает выполняться только при достаточно большой амплитуде колебаний, которые при увеличении  $\beta$  возникают скачком. Такой режим самовозбуждения называется жестким.

Более точные кривые зависимости коэффициента усиления усилителя от амплитуды входного сигнала можно получить экспериментально. Поэтому для расчета амплитуды генерируемых синусоидальных колебаний нужно иметь амплитудную характеристику конкретной схемы усилителя. В отдельных случаях этот расчет выполняется аналитически, если для усилителя известно уравнение, учитывающее нелинейность его характеристики.

В общем случае как величины  $K$  и  $\beta$ , так и фазовые углы  $\varphi_K$  и  $\varphi_\beta$  зависят от частоты. Поэтому генерация будет возникать только на той частоте, для которой выполняются условия баланса амплитуд и фаз. Если эти условия выполняются одновременно на нескольких частотах, то появится генерация сложной формы кривой, состоящая из синусоидальных составляющих этих частот.

При больших начальных значениях произведения  $K\beta$  форма кривой генерируемых колебаний будет более сложной за счет добавления ряда высших гармонических составляющих, возникших в результате нелинейных искажений генерируемых синусоидальных колебаний.

В релаксационных генераторах начальное значение произведения  $K\beta$  достаточно велико по сравнению с единицей, амплитуда достигает максимально возможного для данной схемы изменения напряжения (тока). В результате возникают значительные нелинейные искажения, а частота колебаний, генерируемых такими генераторами, определяется только переходными процессами, протекающими в отдельных  $RC$ -цепях (реже  $LCR$ -цепях) схемы.

Релаксационные генераторы периодических колебаний называют также мультивибраторами. Генераторы непериодиче-

---

\* Выходное напряжение генератора может быть синусоидальным за счет фильтрующего действия колебательного контура.

ских колебаний с двумя устойчивыми состояниями равновесия называют полувибраторами\*, а с устойчивым и временно устойчивым состояниями — одновибраторами\*\*.

Существует много вариантов схем генераторов разных типов. В этой главе рассмотрены лишь наиболее распространенные варианты схем каждого типа генераторов и генераторы с накопителями энергии, представляющие собой сочетание одного из описанных генераторов с мощным выходным каскадом.

## § 12.2. СИММЕТРИЧНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

Схема симметричного мультивибратора (рис. 12.3) представляет собой двухкаскадный усилитель напряжения с емкостной связью, в котором создана положительная обратная связь за счет соединения выходных и входных зажимов. При этом величина  $K\beta$  оказывается достаточно большой по сравнению с единицей (порядка  $50 \div 100$ ).

Пусть соответствующие параметры каскадов мультивибратора одинаковы. Тогда можно ожидать, что после включения напряжения питания через лампы схемы потекут одинаковые токи. Однако такое состояние будет неустойчивым. Действительно, если анодный ток одной из ламп случайно незначительно изменится, например,  $i_{a1}$  лампы  $L_1$  увеличится, то потенциал  $u_{a1}$  ее анода понизится, следовательно, за счет связи через конденсатор  $C_{c1}$  понизится потенциал сетки  $u_{c2}$  лампы  $L_2$ . Вследствие этого анодный ток  $i_{a2}$  лампы  $L_2$  уменьшится, потенциал ее анода  $u_{a2}$  возрастет, что вызовет возрастание потенциала сетки  $u_{c1}$  лампы  $L_1$  и в результате — еще большее увеличение анодного тока лампы  $L_1$ . Этот процесс можно представить в виде следующей условной записи:

$$\begin{array}{c} i_{a1} \uparrow - u_{a1} \downarrow - u_{c2} \downarrow - i_{a2} \downarrow - u_{a2} \uparrow - u_{c1} \uparrow - i_{a1} \uparrow. \\ \uparrow \hspace{10em} | \end{array}$$

Стрелочка вверх около соответствующего параметра условно показывает его увеличение, а вниз — уменьшение.

Если результирующее изменение анодного тока лампы (в данном примере —  $i_{a1}$ ) больше, чем первоначальное (т. е.  $K\beta > 1$ ), то рассматриваемый процесс будет лавинообразно нарастать и приведет к тому, что ток лампы  $L_1$  достигнет максимально возможного

\* Иногда их называют электронными реле, или триггерами.

\*\* Другие названия таких генераторов: однопериодный мультивибратор, кип-реле, одноходовой мультивибратор, задержанный мультивибратор, ждущий мультивибратор.

в данной схеме значения, а ток лампы  $\mathcal{L}_2$  упадет до нуля. Во времени этот процесс развивается достаточно быстро и поэтому называется скачком. За время скачка заряды конденсаторов связи  $C_c$  не успевают измениться, поэтому последние почти полностью передают изменения потенциала анода одной лампы на сетку другой.

Таким образом, в результате этого скачка в схеме мультивибратора наступает состояние, когда лампа  $\mathcal{L}_1$  открыта, лампа  $\mathcal{L}_2$  закрыта, потенциалы анодов ламп не меняются (у лампы  $\mathcal{L}_2$  равен  $E_a$ , у лампы  $\mathcal{L}_1$  понижен на величину  $i_{a1}R_{a1}$ ). Это состояние можно рассматривать как временно устойчивое состояние, так как лампа  $\mathcal{L}_2$  закрыта лишь на то время, пока на резисторе  $R_{c1}$  есть падение напряжения от тока разряда конденсатора  $C_{c1}$ . Действительно, на рис. 12.4, а видно, что до скачка напряжение на конденсаторе  $C_{c1}$  равно напряжению на лампе  $\mathcal{L}_1$ , тока в цепи нет, напряжение между сеткой и катодом  $\mathcal{L}_2$  равно нулю. Сразу после скачка напряжение на аноде  $\mathcal{L}_1$  изменилось на величину  $\Delta U_{a1}$  (рис. 12.4, б) и поэтому в цепи появился ток разряда конденсатора, который создает на резисторе  $R_{c1}$  падение напряжения  $u_{Rc1} = \Delta U_{a1} e^{-t/\tau_{p1}}$ . Это напряжение приложено к сетке лампы  $\mathcal{L}_2$  с отрицательной полярностью, чем и поддерживается закрытое состояние лампы  $\mathcal{L}_2$ .

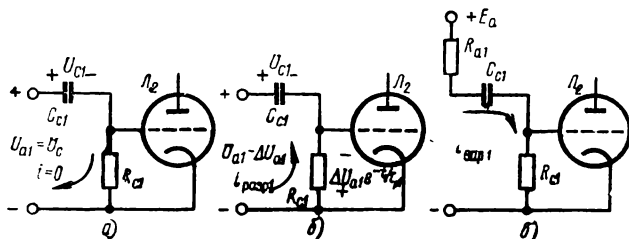


Рис. 12.4. Цепи разряда и заряда конденсатора связи  $C_{c1}$ :  
а — разряда перед скачком; б — разряда сразу после скачка; в — заряда сразу после скачка

Очевидно,  $\mathcal{L}_2$  будет закрыта лишь до тех пор, пока напряжение  $u_{Rc1}$  больше, чем напряжение запираения  $U_{отс2}$  лампы. По мере разряда конденсатора наступит момент, когда  $u_{Rc1}$  по абсолютной величине станет меньше, чем  $U_{отс2}$ , и через лампу  $\mathcal{L}_2$  пойдет анодный ток. Тогда потенциал ее анода понизится, что через конденсатор связи  $C_{c2}$  приведет к понижению потенциала сетки  $\mathcal{L}_1$ , уменьшению ее анодного тока, понижению потенциала анода  $\mathcal{L}_2$ , а следовательно, и потенциала сетки, из-за чего анодный ток лампы  $\mathcal{L}_2$  еще больше возрастет. Этот процесс условно запишем в следующем виде:

$$\begin{array}{c} i_{a2} \uparrow - u_{a2} \downarrow - u_{c1} \downarrow - i_{a1} \downarrow - u_{a1} \uparrow - u_{c2} \uparrow - i_{a2} \uparrow \\ \uparrow \text{-----} \end{array}$$

Тогда произойдет обратный скачок, который приведет к состоянию, когда лампа  $\mathcal{L}_2$  проводит максимальный ток, а лампа  $\mathcal{L}_1$  —

закрывается из-за наличия падения напряжения  $u_{Rc2}$  на резисторе  $R_{c2}$  от тока разряда  $i_{\text{разр}2}$  конденсатора  $C_{c2}$ . Это состояние равновесия также является временно устойчивым, так как длительность его определяется скоростью разряда конденсатора  $C_{c2}$ . После того как  $u_{Rc2}$  по абсолютной величине будет меньше, чем напряжение записывания  $U_{\text{отс}1}$  лампы  $L_1$ , снова произойдет скачок и т. д.

Сразу после очередного скачка в схеме симметричного мультивибратора начинается не только разряд одного из конденсаторов связи, но и одновременно заряд другого конденсатора. В качестве примера на рис. 12.4, в показана цепь заряда конденсатора связи  $C_{c1}$ . Аналогичную цепь можно составить и для конденсатора  $C_{c2}$ . Заряд конденсатора  $C_{c1}$  происходит от источника анодного питания  $E_a$  через резисторы  $R_{a1}$  и  $R_{c1}$ , причем параллельно последнему включен промежуток сетка — катод проводящей лампы  $L_2$ .

Заряд конденсаторов связи, как правило, протекает быстрее, чем их разряд, поэтому к моменту начала очередного скачка соответствующий конденсатор связи полностью заряжен.

Таким образом, работа мультивибратора состоит из чередующихся скачков и состояний временного равновесия, в течение которых происходит попеременно разряд и заряд конденсаторов связи. Очередной скачок наступает, когда напряжение на сетке закрытой лампы в результате разряда соответствующего конденсатора достигает значения, при котором эта лампа начинает проводить ток.

Все это справедливо и для случая, когда параметры каскадов мультивибратора будут различными.

Временные диаграммы напряжений на анодах и сетках ламп мультивибратора в общем случае показаны на рис. 12.5.

Потенциалы анодов при запираании ламп мультивибратора возрастают вначале скачком на величину, определяемую падением напряжения от тока заряда конденсатора связи на сопротивлении промежутка сетка — катод ( $R_{ic} \parallel R_c$ ), а затем по экспоненциальному закону, определяемому зарядом конденсатора связи.

Кривая изменения потенциалов сеток ламп мультивибратора на этом рисунке подобна кривой рис. 4.9 и отличается от нее только

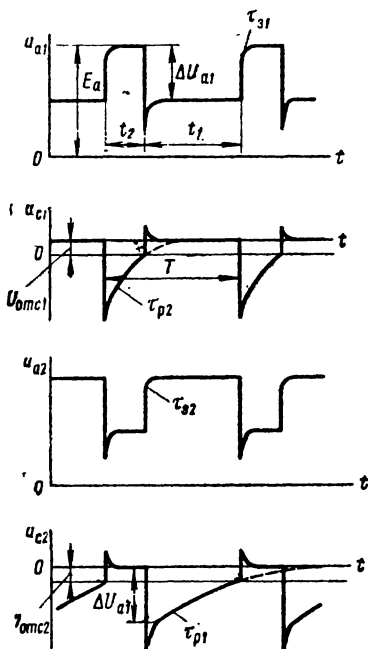


Рис. 12.5. Временные диаграммы напряжений в схеме симметричного лампового мультивибратора

наличием дополнительных отрицательных выбросов, которые являются следствием наличия положительных выбросов на сетке другой лампы.

Величину отрицательных выбросов на анодах (и положительных — на сетках) ламп можно значительно уменьшить включением в цепи сеток резисторов  $R$  (рис. 12.6), которые с сопротивлением  $R_{ic}$  образуют делители напряжения с малым коэффициентом передачи для положительных сигналов и равным единице — для отрицательных. Эти резисторы шунтируют конденсаторами  $C$  небольшой емкости, благодаря чему делители будут частотно-компенсированными.

Частота работы мультивибратора определяется выражением

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2}, \quad (12.3)$$

где  $t_1$  и  $t_2$  — времена разряда соответственно конденсаторов  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$ .

Пользуясь кривыми рис. 12.5, найдем:

$$\Delta U_{a1} e^{-t_1/\tau_{p1}} = U_{отс2};$$

$$\Delta U_{a2} e^{-t_2/\tau_{p2}} = U_{отс1},$$

где постоянная времени  $\tau_{p1}$ , как видно из рис. 12.3 и 12.4, б, равна

$$\tau_{p1} = C_{c1} (R_{c1} + R_{i1} \parallel R_{a1}) \approx C_{c1} R_{c1}.$$

По аналогии с  $\tau_{p1}$  можно записать

$$\tau_{p2} = C_{c2} (R_{c2} + R_{i2} \parallel R_{a2}) \approx C_{c2} R_{c2}.$$

Из этих уравнений определим период колебаний:

$$T = \tau_{p1} \ln \frac{\Delta U_{a1}}{U_{отс2}} + \tau_{p2} \ln \frac{\Delta U_{a2}}{U_{отс1}}. \quad (12.4)$$

Из рис. 12.5 видно, что для четкой работы схемы необходимо, чтобы величина  $\Delta u_a$  в несколько раз превышала напряжение записывания лампы. Если принять, что  $\frac{\Delta U_a}{U_{отс}} = 3 \div 10$  для каждой из ламп мультивибратора, то выражение (12.4) будет

$$T \approx (1 \div 2) (\tau_{p1} + \tau_{p2}). \quad (12.5)$$

Это выражение показывает, что для изменения частоты необходимо менять емкости конденсаторов связи или величины

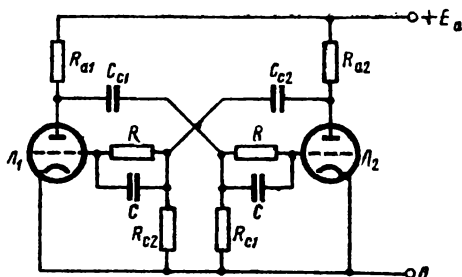


Рис. 12.6. Схема мультивибратора с RC-цепями для улучшения формы импульсов на анодах ламп



резисторов  $R_c$  одновременно. В противном случае изменение частоты будет происходить за счет изменения только одной части периода  $t_1$  или  $t_2$  (см. рис. 12.5). Это приведет также к изменению скважности генерируемых импульсов.

Стабильность частоты мультивибратора получается невысокой из-за того, что экспоненциальная кривая изменения напряжения на сетке лампы пересекает горизонтальную линию, соответствующую

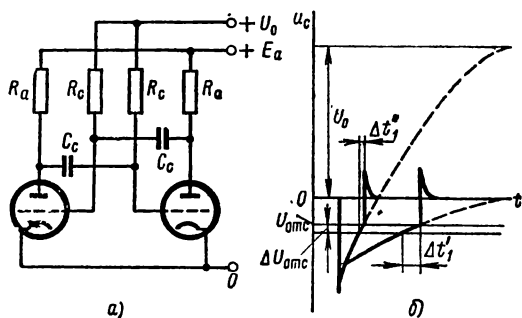


Рис. 12.7. Повышение стабильности частоты симметричного мультивибратора:

а — схема; б — временная диаграмма напряжения на сетке лампы.

уровню напряжения за-  
пирания лампы (чем определяется начало очередного скачка), под весьма малым углом. Поэтому незначительное изменение этого уровня приводит к заметному изменению  $t_1$  или  $t_2$ . Эту нестабильность можно уменьшить, если резисторы  $R_c$  включить, как показано на рис. 12.7, а. В этом случае напряжение на сетках ламп

меняется также по экспоненциальному закону, но стремясь к уровню  $U_0$  (рис. 12.7, б). Следует заметить, что, изменяя величину  $U_0$ , можно менять частоту мультивибратора.

Из этого рисунка видно, что период мультивибратора в этом случае

$$T = \tau_{p1} \ln \frac{\Delta U_{a1} + U_0}{U_{отс} + U_0} + \tau_{p2} \ln \frac{\Delta U_{a2} + U_0}{U_{отс1} + U_0}.$$

Положительные фронты импульсов на анодах ламп мультивибратора приближенно можно считать экспоненциальными в соответствии с уравнением

$$u_a = E_a - \Delta U_a + \Delta U_a (1 - e^{-t/\tau_3}) = E_a - \Delta U_a e^{-t/\tau_3},$$

где

$$\tau_3 = C_{c1} (R_{a1} + R_{ic2} \parallel R_{c1}) \approx C_{c1} R_{a1}.$$

Если принять, что временем нарастания  $t_n$  напряжения является время, в течение которого напряжение на аноде лампы достигнет 0,9 от максимального значения  $\Delta U_a$ , то

$$E_a - 0,1 \Delta U_a = E_a - \Delta U_a e^{-t_n/\tau_3},$$

откуда

$$t_n = \tau_3 \ln 10 \approx 2,4 \tau_3. \quad (12.6)$$

Рассмотрим теперь работу симметричного мультивибратора на транзисторах. На рис. 12.8 показана схема на транзисторах типа *n-p-n* (в этом случае аналогия со схемой на лампах рис. 12.3 будет наиболее полной вплоть до полярности токов, напряжений; в схеме на *p-n-p* триодах указанные полярности будут обратными).

Описание работы схемы рис. 12.8 такое же, как и схемы на лампах рис. 12.3, т. е. когда один транзистор, например  $T_1$ , открывается, то второй  $T_2$  закрывается, происходит разряд конденсатора связи  $C_1$  и заряд другого конденсатора  $C_2$  и т. д.

Будем считать, что транзистор закрыт, если его коллекторный ток  $I_K$  равен обратному току  $I_{обр}$  коллекторного перехода, для этого напряжение  $u_{б.э.}$  между базой и эмиттером должно быть отрицательным. Транзистор находится в открытом состоянии, если напряжение  $u_{б.э.}$  положительно, при этом коллекторный ток  $I_K$  примерно равен току эмиттера  $I_э$ .

Резисторы  $R_б$  и  $R_K$  в схеме рис. 12.8 обычно выбираются такими, чтобы открытый транзистор находился в режиме насыщения, т. е. его рабочая точка лежала бы на линии критического режима (точка  $O$  на рис. 12.9). В этом случае колебания температуры и замена транзистора на однотипный не будут приводить к заметному изменению тока  $I_K$ , а следовательно, и параметров схемы мультивибратора. Недостатком этого режима является значительное время рассасывания накопленного в базе заряда при переходе транзистора из открытого состояния в закрытое. Если рабочая точка открытого транзистора будет расположена на пологом участке семейства характеристик (точки  $O'$  и  $O''$ ), то время рассасывания заряда и, следовательно, время перехода мультивибратора из одного состояния в другое будут меньше, но неустойчивость работы схемы возрастет.

Для получения положительного напряжения  $u_{б.э.}$ , обеспечивающего режим насыщения, резистор  $R_б$  следует выбирать небольшим. Определим максимально допустимую величину этого резистора  $R_{max}$ . Когда рабочая точка находится на пологом участке коллекторной характеристики, то величины токов коллектора и базы, согласно (3.29), связаны соотношением

$$I_K \approx S_K R_{i6} I_б. \quad (12.7)$$

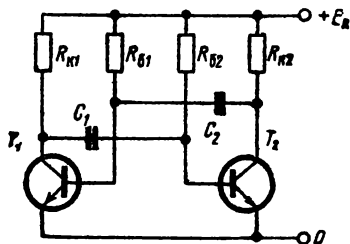


Рис. 12.8. Симметричный мультивибратор на транзисторах типа *n-p-n*

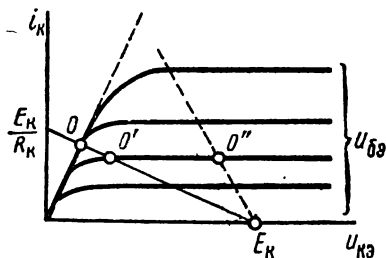


Рис. 12.9. Положения динамической рабочей точки (ДРТ) на характеристиках транзистора в схеме мультивибратора

В реальных схемах мультивибраторов положительное напряжение  $u_{б.э} = U_{б0}$  открытого транзистора не превышает десятых долей вольта, а напряжение питания  $E_k$  — десятка вольт, т. е.  $U_{б0} \ll E_k$ ; напряжение  $U_{к.э}$  открытого насыщенного транзистора (см. рис. 12.9)  $U_{к.э} = U_{к0}$  обычно не превышает десятых долей единиц вольт, т. е.  $U_{к0} \ll E_k$ . Следовательно, приближенно можно записать

$$I_б = \frac{E_k - U_{б0}}{R_б} \approx \frac{E_k}{R_б}; \quad I_k \approx \frac{E_k - U_{к0}}{R_k} \approx \frac{E_k}{R_k}.$$

Подставляя эти значения в (12.7), получим

$$R_{б\max} \approx S_k R_{иб} R_k. \quad (12.8)$$

Очевидно, что для перевода транзистора из ненасыщенного состояния в насыщенное необходимо, чтобы  $R_б < S_k R_{иб} R_k$ .

Таким образом, приближенно можно считать, что все электроды транзистора, находящегося в режиме насыщения, накоротко замкнуты.

Для закрытого транзистора

$$u_{б.э} < 0; \quad I_k = I_{обр} \ll I_{к0}; \quad u_{к.э} = E_k - I_{обр} R_k.$$

Пренебрегая малым током  $I_{обр}$ , получим:

$$I_k \approx 0; \quad u_{к.э} \approx E_k.$$

При таких допущениях можно считать, что у закрытого транзистора все электроды как бы изолированы.

Когда один из транзисторов, например  $T_1$ , открыт, то конденсатор связи  $C_1$  разряжается через него с постоянной времени

$$\tau_p \approx C_1 (R_{б2} + R_{ик} \parallel R_k), \quad (12.9)$$

где  $R_{ик}$  — внутреннее сопротивление транзистора, имеющее на линии критического режима малую величину.

Обычно  $R_{ик} \ll R_б$ , поэтому приближенно можно записать

$$\tau_p \approx C_1 R_{б2}.$$

За счет тока разряда конденсатора  $C_1$  база  $T_2$  находится под отрицательным потенциалом, запирающим этот транзистор. По мере разряда конденсатора потенциал базы закрытого транзистора увеличивается по экспоненциальному закону, стремясь (как и в схеме лампового мультивибратора с положительной сеткой) к уровню  $+E_k$ . Когда этот потенциал достигнет нулевого уровня, то закрытый транзистор  $T_2$  перейдет в открытое состояние, а открытый  $T_1$  закроется.

С этого момента конденсатор  $C_1$  заряжается от источника питания  $E_K$  с постоянной времени

$$\tau_3 = C_1 (R_{K1} + R_{i62}) \approx C_1 R_{K1} \quad (12.10)$$

(обычно  $R_K \gg R_{i6}$ ). Из-за значительной величины  $R_K$  заряд конденсатора происходит сравнительно медленно и поэтому форма положительного перепада напряжения на коллекторе далека от прямоугольной.

Сказанное поясняют временные зависимости  $u_6(t)$  и  $u_K(t)$ , построенные на рис. 12.10 для одного из транзисторов (при полностью симметричной схеме).

Считая схему рис. 12.8 полностью симметричной, найдем период колебаний мультивибратора  $T = t_3 - t_1 = 2(t_2 - t_1)$ . За время  $t_2 - t_1$  потенциал базы закрытого триода меняется по закону (см. рис. 12.10)

$$u_6 \approx E_K \left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau_p}}\right), \quad (12.11)$$

так как  $\Delta U_K \approx E_K$ . При  $t = t_2$   $u_6 = U_{отс} = 0$ , поэтому из формулы (12.11)

$$\frac{T}{2} \approx \tau_p \ln \frac{2E_K}{E_K} \approx 0,7\tau_p$$

или

$$T \approx 1,4\tau_p. \quad (12.12)$$

Для получения при заданном периоде  $T$  колебаний формы кривой  $u_K(t)$ , близкой к прямоугольной, нужно уменьшать величину  $R_K$ . Однако это приводит, как видно из рис. 12.9, к переходу рабочей точки на пологий участок характеристики и к нестабильности параметров схемы: рабочей частоты и амплитуды импульсов.

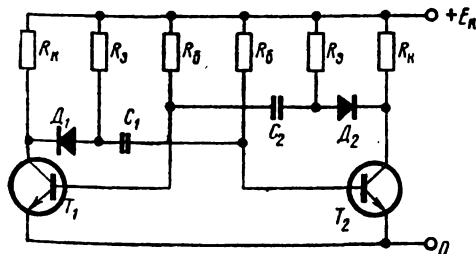


Рис. 12.11. Схема мультивибратора на транзисторах для получения почти прямоугольных выходных импульсов

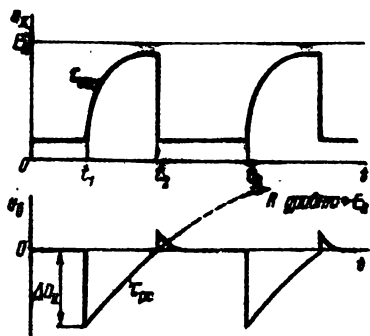


Рис. 12.10. Временные диаграммы напряжений в схеме симметричного мультивибратора на транзисторах

В схеме мультивибратора на рис. 12.11 этот недостаток устраняется. Действительно, при заряде соответствующего конденсатора, например  $C_1$ , соединенный с ним диод  $D_1$  находится в закрытом состоянии и постоянная времени заряда  $C_1$  равна

$$\tau_3 \approx C_1 (R_3 + R_{i6}) \approx C_1 R_3, \quad (12.13)$$



ее анода  $u_{a2}$  понизится, что приведет к понижению потенциала сетки  $u_{c2}$  лампы  $L_2$  (через конденсатор связи), уменьшению ее анодного тока  $i_{a2}$ , уменьшению падения напряжения на  $R_K$ , что эквивалентно уменьшению отрицательного напряжения  $u_{ck1}$  между сеткой и катодом лампы  $L_1$  и в результате — к дальнейшему возрастанию тока  $i_{a1}$  лампы  $L_1$ . Если результирующее изменение анодного тока больше первоначального, то произойдет процесс, который можно представить следующей условной записью:

$$u_{\text{пуск}} \rightarrow i_{a1} \uparrow \rightarrow u_{a1} \downarrow \rightarrow u_{c2} \downarrow \rightarrow i_{a2} \downarrow \rightarrow u_K \downarrow \rightarrow u_{ck1} \uparrow \rightarrow i_{a1} \uparrow$$

Этот процесс протекает скачком и приведет к тому, что лампа  $L_1$  будет проводить максимальный анодный ток, а лампа  $L_2$  закроется.

Следует заметить, что уже после начала этого скачка пусковой сигнал можно снять, так как дальнейший процесс сам себя поддерживает благодаря действию положительной обратной связи.

После окончания скачка лампа  $L_1$  будет находиться в проводящем состоянии, так как через резистор  $R_K$  протекает только ток  $i_{a1}$ .

Лампа  $L_2$  окажется закрытой, потому что на резисторе  $R$  будет падение напряжения от тока разряда конденсатора  $C$ . Действительно, если перед подачей  $u_{\text{пуск}}$  этот конденсатор заряжен до напряжения  $E_a - i_{a2}R_K$ , равного напряжению  $u_{a,k1}$  между анодом и катодом  $L_1$  (рис. 12.13, а), то сразу после скачка напряжение  $u_{a,k1}$  уменьшится до величины

$$u_{a,k1} - \Delta u_{a,k1} = E_a - i_{a1}R_{a1} - i_{a2}R_K.$$

При этом напряжение на конденсаторе за время скачка не изменилось. На резисторе  $R$  сразу после скачка возникает падение напряжения, равное изменению напряжения на лампе  $L_1$   $\Delta u_{a,k1}$  (рис. 12.13, б):

$$u_R = u_{a,k1} - u_{\text{конд}} - \Delta u_{a,k1} = -i_{a1}R_{a1}. \quad (12.15)$$

Это напряжение и запирает лампу  $L_2$ . По мере разряда конденсатора  $u_R$  уменьшается и спустя некоторое время достигает величины, равной напряжению запираения лампы  $L_2$ . Тогда эта лампа откроется, через нее потечет анодный ток  $i_{a2}$  и далее произойдет процесс

$$i_{a2} \uparrow \rightarrow u_{ck1} \uparrow \rightarrow u_{ck1} \downarrow \rightarrow i_{a1} \downarrow \rightarrow u_{a1} \uparrow \rightarrow u_{c2} \uparrow \rightarrow i_{a2} \uparrow,$$

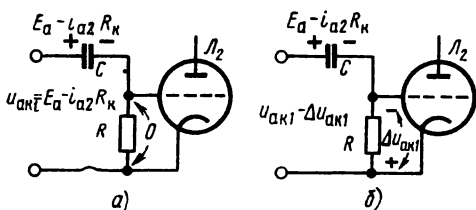


Рис. 12.13. Цепь разряда конденсатора  $C$  в одновибраторе с катодной связью:  
а — перед срабатыванием; б — сразу после срабатывания

в результате которого схема одновибратора вернется в исходное состояние, когда лампа  $\mathcal{L}_1$  закрыта, а лампа  $\mathcal{L}_2$  проводит максимальный ток.

Оба скачкообразных изменения состояний одновибратора будут возникать лишь при условии, что результирующее изменение какой-либо величины, например тока  $i_{a1}$ , в процессе скачка больше, чем первоначальное (как и в схеме мультивибратора).

Таким образом, схема одновибратора всегда находится в состоянии устойчивого равновесия. При подаче пускового импульса она переходит в состояние временного равновесия, длительность которого, называемая временем выдержки  $t_{\text{выд}}$ , определяется временем закрытого состояния лампы  $\mathcal{L}_2$ , т. е. разряда конденсатора  $C$ .

Постоянная времени разряда конденсатора, как видно из рис. 12.12,

$$\tau_p \approx C \left[ R + \frac{R_{i1}(R_{a1} + R_k)}{R_{i1} + R_{a1} + R_k} \right]. \quad (12.16)$$

Выражение (12.16) записано приближенно, так как в нем не учтено действие обратной связи по току в каскаде на лампе  $\mathcal{L}_1$ . Обычно  $R \gg R_{i1}$  и  $R \gg R_{a1}$ , поэтому

$$\tau_p \approx CR. \quad (12.16a)$$

По окончании времени выдержки (после обратного скачка) лампа  $\mathcal{L}_1$  закрыта и конденсатор  $C$  заряжается от источника питания  $E_a$  через резисторы  $R_{a1}$ ,  $R_k$  и  $R$ . Параллельно последнему оказывается включенным проводящий промежуток сетка — катод  $R_{ic2}$  лампы  $\mathcal{L}_2$ , так как напряжение на ее сетке относительно катода после второго скачка становится на время заряда конденсатора положительным. Поэтому постоянная времени заряда конденсатора  $C$

$$\tau_3 \approx C \left( R_{a1} + \frac{RR_{ic2}}{R + R_{ic2}} + R_k \right). \quad (12.17)$$

Это выражение также записано приближенно, так как в нем не учтено влияние цепи  $R_{i2} - R_{a2}$ , включенной параллельно  $R_k$ .

Практически выполняются неравенства  $R_{ic2} \ll R$ ,

$$R_{ic2} \ll R_{a1} \text{ и } R_k < R_{a1}, \text{ поэтому } \tau_3 \approx CR_{a1}. \quad (12.17a)$$

Графики изменения потенциалов в различных точках одновибратора показаны на рис. 12.14. В основном они подобны графикам изменения потенциалов ламп мультивибратора, однако потенциал сетки  $\mathcal{L}_2$  одновибратора изменяется относительно катода, потенциал которого также меняется. На рис. 12.14 величины  $U_{k1}$  и  $U_{k2}$  представляют собой потенциалы катодов, когда проводит ток только одна из ламп:

$$U_{k1} = i_{a1}R_k; \quad U_{k2} = i_{a2}R_k.$$

Величина  $U_{K1}$  всегда меньше  $U_{K2}$ , так как в проводящем состоянии у лампы  $L_1$  есть автоматическое смещение на сетке за счет падения напряжения на  $R_K$ , а смещение на сетке второй лампы равно нулю.

Потенциальный уровень напряжения запирающей лампы  $L_2$  отсчитывается от уровня потенциала катода  $U_{K1}$  (рис. 12.14).

Время выдержки одновибратора получается более стабильным, если резистор  $R$  включить по схеме рис. 12.15, а. В этом случае, как и в схеме мультивибратора, потенциальный уровень, к которому асимптотически стремится экспоненциальная кривая разряда конденсатора  $C$ , меняется таким образом, что эта кривая пересекается с горизонтальной прямой, соответствующей  $U_{отс2}$ , под большим углом (рис. 12.15, б). Следовательно, момент обратного срабатывания одновибратора фиксируется более четко. Из рис. 12.15, б следует, что уравнение разряда конденсатора имеет вид

$$\begin{aligned} (\Delta u_{a1} - U_{K2} + U_0) e^{-t_{\text{выд}}/\tau_p} &= \\ &= U_0 - U_{K1} + |U_{отс2}|. \end{aligned}$$

Тогда

$$t_{\text{выд}} = \tau_p \ln \frac{U_0 + \Delta u_{a1} - U_{K2}}{U_0 - U_{K1} + |U_{отс2}|}, \quad (12.18)$$

где  $\Delta u_{a1}$  — скачок напряжения на аноде лампы  $L_1$  без учета влияния пускового импульса.

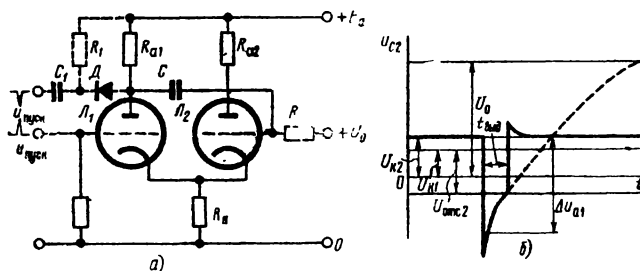


Рис. 12.15. Стабилизация работы одновибратора с катодной связью:

а — схема; б — временная диаграмма напряжений на сетке лампы  $L_2$

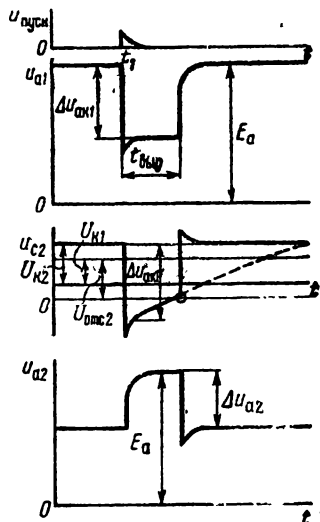


Рис. 12.14. Временные диаграммы напряжений в одновибраторе с катодной связью



Для схемы рис. 12.12 выражение для  $t_{\text{выд}}$  найдем, положив в (12.18)  $U_0 = U_{K1}$ .

Так как анод второй лампы одновибратора не нагружен дополнительными цепями, изменение напряжения на нем имеет довольно хорошую прямоугольную форму с крутыми фронтами. При этом передний фронт импульса нарастает приблизительно по экспоненциальному закону с постоянной времени

$$\tau_{\text{пер}} = C_{\text{пар}} R_{a2}, \quad (12.19)$$

а для заднего фронта постоянная времени получается еще меньше, так как при этом лампа  $L_2$  открывается:

$$\tau_{\text{задн}} = C_{\text{пар}} \frac{R_{l2} R_{a2}}{R_{l2} + R_{a2}}. \quad (12.20)$$

В этих выражениях  $C_{\text{пар}}$  — полная паразитная емкость между анодом лампы  $L_2$  и нулевой шиной.

В схеме рис. 12.12 первоначальный скачок напряжения на аноде  $L_1$  при срабатывании одновибратора зависит от амплитуды пускового импульса. Поэтому на кривой изменения напряжения на аноде  $L_1$  на рис. 12.14 во время действия  $u_{\text{пуск}}$  возникнет отрицательный выброс.

Если этот выброс по длительности соизмерим с  $t_{\text{выд}}$ , то он влияет на скорость разряда конденсатора. Поэтому время выдержки при таком способе подачи  $u_{\text{пуск}}$  зависит от длительности и амплитуды последнего.

Схема запуска одновибратора, изображенная на рис. 12.15, а пунктиром, имеет то преимущество, что после срабатывания одновибратора потенциал анода  $L_1$  понижается, вследствие чего диод  $D$

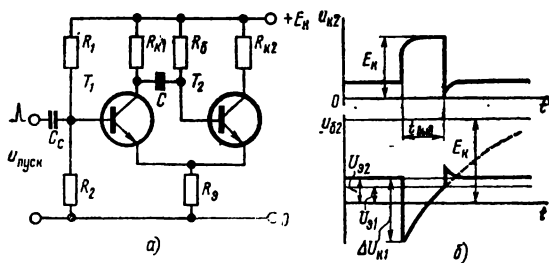


Рис. 12.16. Одновибратор на транзисторах типа  $p-n-p$ :

а — схема; б — временные диаграммы напряжений на коллекторе и базе транзистора  $T_2$

закрывается и отсоединяет источник входного сигнала от одновибратора на все время  $t_{\text{выд}}$ . Поэтому пусковой сигнал в течение времени выдержки не оказывает влияния на работу схемы.

Схема одновибратора на транзисторах  $p-n-p$  (рис. 12.16, а) аналогична схеме лампового одновибратора (см. рис. 12.12), поэто-

му качественная сторона работы одинакова. В исходном состоянии схемы транзистор  $T_2$  открыт, а  $T_1$  закрыт. Открытый транзистор (как и в схеме транзисторного мультивибратора) ставится в насыщенный режим. Следовательно, можно приближенно принять, что

у него все электроды соединены (см. § 12.2) накоротко, т. е.  $u_{62} \approx u_{32} \approx u_{к2}$ . Тогда потенциал эмиттера  $T_2$

$$U_{32} \approx \frac{E_k R_9}{R_9 + R_6 \parallel R_{к2}},$$

а токи:

$$I_6 \approx \frac{E_k - U_{32}}{R_6}; \quad I_k \approx \frac{E_k - U_{32}}{R_{к2}}.$$

Потенциал базы транзистора  $T_1$  (если пренебречь  $I_{61} = I_{обp} \approx 0$ )

$$U_{61} \approx \frac{E_k R_2}{R_1 + R_2}$$

с помощью делителя  $R_1 - R_2$  подбирается таким, чтобы напряжение  $U_{61} - U_{32}$  было отрицательным. Оно и запирает  $T_1$ . Следовательно,  $I_{к1} = I_{обp} \approx 0$ ,

$$U_{к1} = E_k - I_{обp} R_{к1} \approx E_k.$$

При подаче положительного пускового импульса  $u_{пуск}$  транзистор  $T_1$  открывается и скачком переходит в насыщенный режим, а за счет разряда конденсатора  $C$  база  $T_2$  становится отрицательной относительно эмиттера и транзистор  $T_2$  закрывается.

Если пренебречь величиной тока разряда конденсатора и считать электроды транзистора  $T_1$  короткозамкнутыми, то в этом состоянии схемы потенциал эмиттера обоих транзисторов равен

$$U_{31} \approx \frac{E_k (R_2 \parallel R_9)}{R_1 \parallel R_{к1} + R_2 \parallel R_9},$$

а токи транзистора  $T_1$ :

$$I_{к1} \approx \frac{E_k - U_{31}}{R_{к1}}, \quad I_{61} \approx \frac{E_k - U_{31}}{R_1}.$$

После прекращения пускового импульса транзистор  $T_1$  будет открыт только при  $U_{31} < U_{32}$ .

Разряд конденсатора происходит с постоянной времени

$$\tau_p \approx C [R_6 + R_{к1} \parallel (R_{к1} + R_9)] \approx CR_6. \quad (12.21)$$

По мере его разряда потенциал базы  $T_2$  растет и в тот момент времени, когда он станет примерно равным  $U_{31}$ , произойдет обратный скачок и транзистор  $T_2$  откроется. Схема вернется в исходное состояние после заряда конденсатора  $C$  с постоянной времени

$$\tau_3 = C (R_{к1} + R_9) \approx CR_{к1} \quad (12.22)$$

до напряжения

$$U_c = E_k - U_{32}.$$

Сказанное иллюстрируют временные диаграммы рис. 12.16, б, где

$$\Delta U_{к1} \approx E_k - U_{з1} \approx E_k.$$

Из этого рисунка следует, что время выдержки  $t_{\text{выд}}$  т. е. время открытого состояния  $T_1$  будет

$$t_{\text{выд}} \approx \tau_p \ln \frac{2E_k}{E_k} = 0,7\tau_p. \quad (12.23)$$

Одновибраторы широко применяются в качестве устройств для формирования импульсов, преобразования сигналов случайной формы волны в упорядоченные прямоугольные импульсы напряжения, для получения фиксированной или управляемой задержки по времени в устройствах время-импульсной модуляции и т. д.

#### § 12.4. СИММЕТРИЧНЫЙ ПОЛУВИБРАТОР

Симметричный полувибратор представляет собой двухкаскадный усилитель с гальванической связью, в котором выход соединен со входом. Связь между каскадами и обратная связь в этой схеме осуществляются через делители напряжения (рис. 12.17, а).

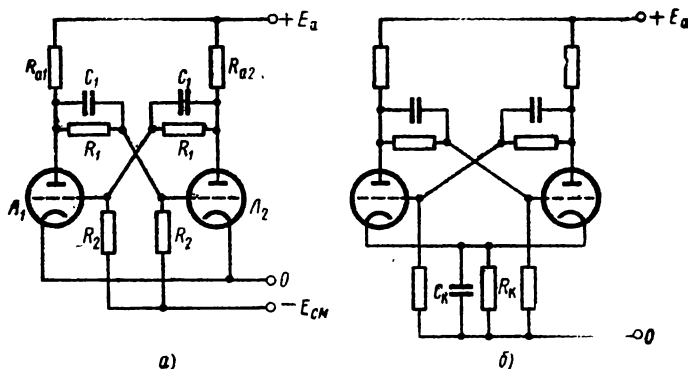


Рис. 12.17. Симметричный полувибратор на лампах:  
а — с фиксированным смещением; б — с автоматическим смещением

Если схема полувибратора симметрична, т. е. лампы одинаковы и соответствующие сопротивления равны, то после ее включения подобно тому, как это было в мультивибраторе, полувибратор скачком придет в состояние, когда одна из ламп будет проводить максимальный анодный ток, а вторая окажется закрытой. Однако в отличие от мультивибратора в схеме полувибратора после скачка

нет переходных процессов, так как связь между каскадами гальваническая. Поэтому оба состояния равновесия полувибратора являются устойчивыми и для симметричной по параметрам схемы — равновероятными.

Одна из ламп проводит максимальный ток потому, что на ее сетку подан положительный (или нулевой) потенциал, снимаемый через делитель  $R_1—R_2$  с анода закрытой лампы.

Вторая лампа закрыта, так как потенциал ее сетки относительно катода ниже напряжения запирающего. Этот потенциал определяется делителем напряжения, соединенным с анодом открытой лампы.

Перевод схемы симметричного полувибратора из одного устойчивого состояния в другое можно осуществить лишь подачей внешнего пускового напряжения, с помощью которого необходимо хотя бы на короткое время либо приоткрыть закрытую лампу, либо уменьшить ток проводящей лампы.

Пусть, например, лампа  $L_1$  закрыта, а  $L_2$  открыта. Если теперь подачей положительного пускового сигнала (на рис. 12.17, *а* способ подачи  $u_{\text{пуск}}$  не показан) вызвать появление анодного тока лампы  $L_1$ , то процесс перевода схемы из одного состояния в другое условно можно записать в следующем виде:

$$u_{\text{пуск}} \rightarrow i_{a1} \uparrow \rightarrow u_{a1} \downarrow \rightarrow u_{c2} \downarrow \rightarrow i_{a2} \downarrow \rightarrow u_{a2} \uparrow \rightarrow u_{c1} \uparrow \rightarrow i_{a1} \uparrow.$$

Если результирующее изменение анодного тока больше первоначального, то после начала этого процесса пусковой сигнал может быть убран, так как изменения токов и напряжений в схеме за счет положительной обратной связи взаимно поддерживают друг друга. В результате этого скачка ток лампы  $L_1$  достигнет максимально возможного в данных условиях значения, а ток лампы  $L_2$  уменьшается до нуля. После этого наступает устойчивое состояние равновесия, которое может продолжаться сколь угодно долго.

Для устойчивого состояния с помощью уравнения (6.11) можно записать выражения, описывающие режимы ламп полувибратора. Так, если лампа  $L_1$  открыта, то  $u_{c1} \approx 0$ ;

$$u_{a1} = E_a - (i_{a1} + i_d) R_{a1};$$

$$i_{a1} = \frac{E_a - E_n - i_d R_{a1}}{R_i + R_{a1}}, \quad (12.24)$$

где  $i_d$  — ток через делители  $R_1—R_2$ . Так как часто  $i_d \ll i_a$ , то им можно пренебречь.

Приблизительно нулевая величина напряжения на сетке  $L_1$  объясняется следующим. Сопротивления делителей  $R_1$  и  $R_2$  обычно достаточно велики (десятки или сотни кОм). Соотношение этих сопротивлений выбирается так, чтобы потенциал, передаваемый через делитель на сетку открытой лампы (в данном примере  $L_1$ ), был бы положительным и составлял без учета влияния сеточного тока лампы несколько единиц или десятков вольт. Тогда за счет

сеточного тока потенциал сетки  $\mathcal{L}_1$  будет близким к нулю, так как промежуток сетка — катод и выходное сопротивление делителя

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2$$

образуют диодный ограничитель амплитуды (см. § 5.2). Поэтому потенциал сетки открытой лампы почти не меняется даже при непостоянстве параметров схемы и нестабильности источников питания.

Для режима закрытой лампы ( $\mathcal{L}_2$ ) можно записать:

$$\left. \begin{aligned} i_{a2} &= 0; \\ u_{a2} &= E_a - i_d R_{a2} \approx E_a; \\ u_{c2} &= (u_{a1} + E_c) \frac{R_2}{R_1 + R_2} - E_c. \end{aligned} \right\} \quad (12.25)$$

Так как лампа  $\mathcal{L}_2$  закрыта, то, очевидно,  $u_{c2} < U_{\text{отс2}}$ .

Схема полувибратора симметрична, поэтому уравнения (12.24) и (12.25) справедливы и для другого состояния схемы, когда  $\mathcal{L}_1$  закрыта, а  $\mathcal{L}_2$  открыта: нужно лишь поменять индексы в этих уравнениях.

Скорость изменения потенциалов на анодах и сетках ламп, т. е. скорость срабатывания полувибратора, определяется скоростью перезаряда паразитных емкостей.

Постоянная времени заряда паразитной емкости  $C_a$  (между анодом каждой лампы и нулевой шиной)

$$\tau_{a.3} \approx C_a R_a. \quad (12.26)$$

Разряд этой емкости происходит через параллельно соединенные сопротивления  $R_a$  и  $R_i$  с постоянной времени

$$\tau_{a.p} \approx C_a (R_a \parallel R_i) < \tau_{a.3}. \quad (12.26a)$$

Приближения в (12.26) и (12.26a) связаны с тем, что в них не учтены высокоомные параллельные цепи делителей  $R_1$ — $R_2$ .

Постоянная времени заряда паразитной емкости  $C_{\text{вх}}$  (между сеткой каждой лампы и нулевой шиной)

$$\tau_{c.3} \approx C_{\text{вх}} (R_1 \parallel R_2 \parallel R_{ic}) \approx C_{\text{вх}} R_{ic}. \quad (12.27)$$

Заметим, что  $C_{\text{вх}}$  определяется формулой (6.16). Когда лампа закрыта или на ее сетке нулевой (положительный) потенциал, коэффициент усиления каскада  $K=0$  и поэтому

$$C_{\text{вх}} = C_{c.k} + C_{a.c} + C_{\text{монт.}}$$

Постоянная времени разряда этой емкости равна

$$\tau_{cp} = C_{\text{вх}} (R_1 \parallel R_2). \quad (12.27a)$$

В уравнениях (12.27) и (12.27а) не учтено сравнительно малое выходное сопротивление каскада, к которому присоединен данный делитель. Кроме того, выражения (12.27) — (12.27а) записаны в предположении, что параметры цепей заряда и разряда паразитных емкостей и сами емкости в течение всего процесса остаются неизменными.

При подаче на сетку лампы перепада напряжения с крутым фронтом, напряжение на ее аноде изменяется с наибольшей постоянной времени  $\tau_{a.з.}$ , определяемой (12.26). Если резкий перепад напряжения возник на аноде одной лампы, то на сетке другой — напряжение изменится с наибольшей из постоянных времени  $\tau_{ср.}$ , определяемой (12.27а). Обычно выполняется соотношение

$$\tau_{ср.} \gg \tau_{a.з.}, \quad (12.28)$$

так как, если даже  $C_a$  и  $C_{вых}$  одного порядка, то  $(R_1 || R_2) \gg R_a$ . Поэтому можно считать, что время срабатывания полувибратора определяется постоянной времени  $\tau_{ср.}$ . Так как непосредственно уменьшить  $\tau_{ср.}$  затруднительно, то скорость срабатывания полувибратора увеличивают шунтированием резисторов  $R_1$  конденсаторами  $C_1$ , как это показано на рис. 12.17, а. Если выполняется условие компенсации делителя

$$C_1 R_1 \approx C_{вых} R_2, \quad (12.29)$$

то скорость срабатывания полувибратора приблизительно определяется постоянными времени

$$\tau'_{a.з.} \approx \left( \frac{C_{вых} C_1}{C_{вых} + C_1} + C_a \right) R_a. \quad (12.30)$$

Практически время срабатывания полувибратора на лампах (без принятия специальных мер) может составлять единицы или десятки доли микросекунды.

Запуск полувибратора производят либо импульсами одной полярности, подаваемыми попеременно на сетки ламп через конденсаторы  $C_c$  (рис. 12.18, а), или импульсами попеременно разной полярности, подаваемыми на сетку одной из ламп (рис. 12.18, б) в зависимости от конкретного случая применения полувибратора.

Часто требуется, чтобы полувибратор срабатывал каждый раз с приходом очередного импульса одной полярности, подаваемого на один вход. Для этого возможны несколько способов подачи  $u_{пуск.}$  Одним из наиболее удобных является запуск со стороны анодов через диоды  $D_1$  и  $D_2$  (рис. 12.18, в). При таком способе запуска напряжение  $u_{пуск.}$  представляет собой импульсы отрицательной полярности, которые подаются на один вход и через диоды  $D_1$  и  $D_2$ , открывающиеся поочередно, попадают на аноды ламп и далее через соответствующие делители на сетки.

Если лампа  $L_1$  проводит ток, то потенциал ее анода понижен и, следовательно, на диоде  $D_1$  большое обратное напряжение  $u_{a.к1}$

(падения напряжения на резисторе  $R$  нет). В это же время лампа  $\mathcal{L}_2$  закрыта и поэтому напряжение  $u_{a.k2}$  на диоде  $D_2$  равно нулю. Естественно, с подачей очередного отрицательного импульса  $u_{\text{пуск}}$  через конденсатор  $C$  диод  $D_2$  откроется и пропустит отрицательный сигнал через делитель  $R_1-R_2$  на сетку открытой лампы  $\mathcal{L}_1$ . После срабатывания полувибратора следующий пусковой импульс пройдет через незапертый теперь диод  $D_1$  на сетку лампы  $\mathcal{L}_2$ .

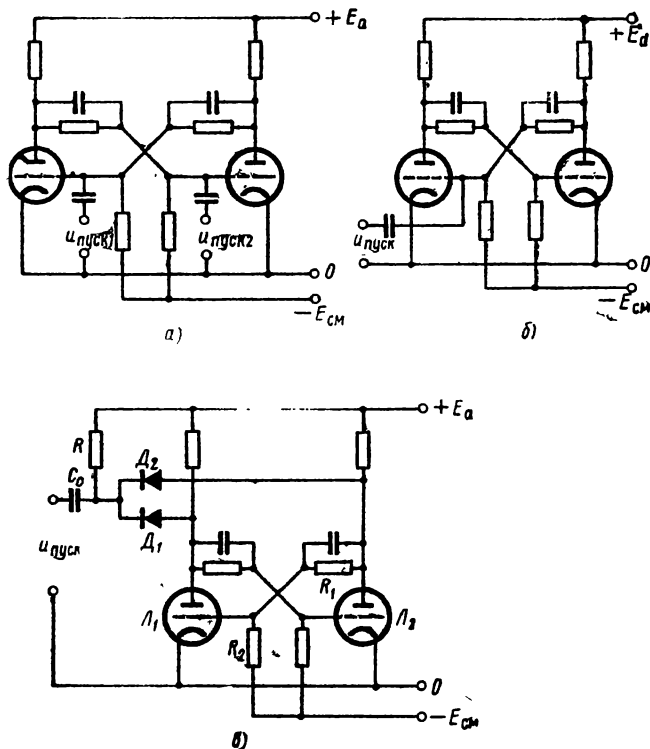


Рис. 12.18. Способы запуска полувибратора:

*а* — сигналами одной полярности на разные входы; *б* — сигналами разной полярности на один вход; *в* — сигналами одной полярности на один вход

Амплитуда пусковых импульсов должна быть достаточной для открывания закрытой лампы и вывода ДРТ на участок с такой крутизной характеристики лампы, при которой выполняется условие генерации  $K\beta=1$ .

Вместо дополнительной шины питания  $E_{\text{см}}$  для создания отрицательного смещения иногда применяют общее катодное сопротивление  $R_k$  (см. рис. 12.17, б), пользуясь тем, что при симметричной схеме и одинаковых лампах полувибратора их суммарный анодный ток приблизительно постоянен.

Схема симметричного полувибратора на  $n-p-n$ -транзисторах с запуском со стороны коллектора приведена на рис. 12.19, а. Принцип действия этой схемы такой же, как и схемы лампового полувибратора рис. 12.18 (различие в способах задания отрицательного смещения не принципиально). Поэтому описание работы этой схемы здесь не приводится, а дается только определение режимов открытого и закрытого транзисторов.

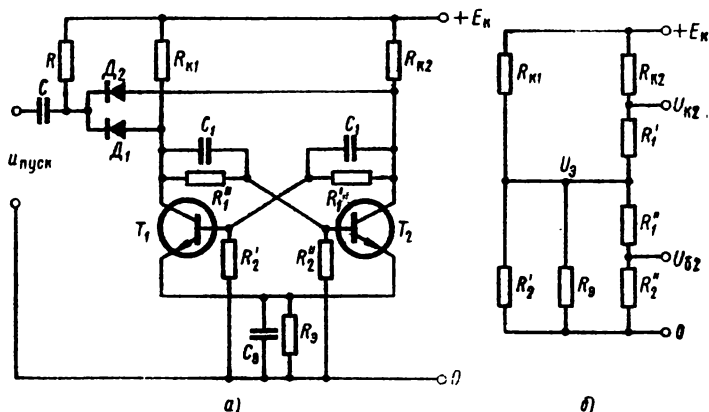


Рис. 12.19. Симметричный полувибратор на транзисторах:  
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для определения статического режима

Пусть триод  $T_1$  открыт, а  $T_2$  закрыт. Открытый транзистор находится в режиме насыщения (см. § 12.2), поэтому можно принять, что электроды  $T_1$  короткозамкнуты и имеют один и тот же потенциал  $U_3$ . Если теперь пренебречь обратным током транзистора  $T_2$   $I_{к2} = I_{обр}$   $I_{б2} = -I_{обр}$ , то найдем потенциалы всех точек схемы рис. 12.19, а с помощью эквивалентной схемы рис. 12.19, б. Заметим лишь, что величины  $R_1$  и  $R_2$  подбираются так, чтобы напряжение  $u_{б2} - U_3$  было отрицательно для надежного запираания  $T_2$ .

Применение транзисторов открывает широкие возможности для создания самых разнообразных схем полувибраторов. В частности, используя транзисторы с различной проводимостью, можно построить схему симметричного полувибратора (рис. 12.20), в которой

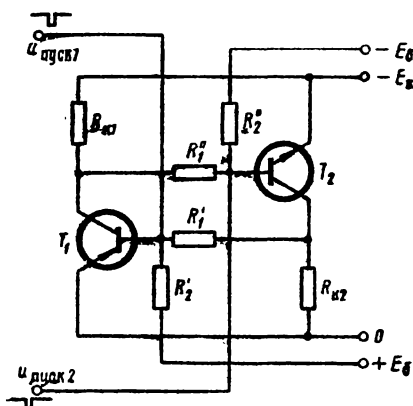


Рис. 12.20. Симметричный полувибратор на транзисторах разного проводимости



в одном из состояний оба транзистора открыты, а в другом — оба закрыты. Такие схемы применяются в случаях, когда длительности нахождения полувибратора в одном и другом состояниях по условиям работы схемы различны, а вопрос экономии энергии источника питания является существенным.

Полувибраторы широко используются в качестве различных быстродействующих переключающих устройств, в пересчетных схемах, электронных реле в устройствах автоматики, счетных ячеек в математических машинах дискретного счета и т. д.

## **§ 12.5. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ**

Линейно изменяющимся является напряжение, которое возрастает или убывает по линейному закону во времени. Это изменение происходит до некоторого предела, определяемого параметрами схемы. Далее величина напряжения остается неизменной или возвращается к начальному уровню по какому-либо закону (обычно нелинейному).

Кривая линейно изменяющегося напряжения во времени состоит из линейного участка, называемого прямым ходом напряжения, и участка возврата к начальному уровню, называемому обратным ходом. Если этот ход происходит также по линейному закону, то форма кривой напряжения называется треугольной. Весь цикл прямого и обратного ходов может быть однократным или повторяться периодически.

В случае однократного изменения напряжения соотношение времени прямого  $t_{пр}$  и обратного  $t_{обр}$  ходов часто не оговаривается. При периодически меняющемся напряжении обычно стремятся выполнить неравенство  $t_{пр} \gg t_{обр}$ .

Периодическое линейно изменяющееся напряжение, для которого выполняется это условие, называется пилообразным. Примеры кривых линейно изменяющихся напряжений показаны на рис. 12.21, а.

Пилообразные напряжения применяются для непрерывной горизонтальной развертки луча в осциллографах, в измерительных схемах с динамической компенсацией и т. д.

Однократное линейно изменяющееся напряжение применяется для ждущих разверток в осциллографах, в электронных реле времени, в измерительных схемах и т. д.

Параметрами линейно изменяющегося напряжения являются амплитуда  $U$ , представляющая собой разность между максимальным и минимальным уровнями напряжений; период или частота  $T=1/f$  для периодических напряжений; отношение времени  $t_{пр}/t_{обр}$  для периодических напряжений и время  $t_{пр}$  для однократно линейно изменяющихся напряжений; нелинейность изменения напряжения, т. е. отклонение от идеально линейного закона изменения напряжения во времени.

Величину коэффициента  $\xi$  нелинейности оценивают по-разному. Удобнее определять  $\xi$  как отношение разности максимальной и минимальной производных по времени для кривой прямого хода к производной в начальной точке:

$$\xi = \frac{\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\max} - \left(\frac{dU}{dt}\right)_{\min}}{\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\max}}. \quad (12.31)$$

Это выражение определяет разницу тангенсов максимального и минимального углов наклона касательных к кривой прямого хода напряжения во времени, отнесенную к тангенсу угла наклона этой кривой в начальной точке.

Общая структурная схема формирования линейно изменяющегося напряжения показана на рис. 12.21, б. Эта схема состоит из накопителя электрической энергии 2, включенного через зарядное устройство 1 к источнику напряжения. Параллельно накопителю энергии включено разрядное устройство 3.

Схема работает следующим образом. Первоначально разрядное устройство 3 не пропускает тока, поэтому накопитель 2 накапливает электрическую энергию со скоростью, определяемой его параметрами и свойствами зарядного устройства.

Это накопление происходит до насыщения, или до момента, когда за счет внешнего воздействия откроется разрядное устройство и реализует энергию накопителя (или часть ее) со скоростью, определяемой параметрами накопителя и разрядного устройства. Далее, если зарядное устройство перейдет в непроводящее состояние, снова начнется накопление энергии.

В зависимости от характера управления зарядным или разрядным устройством в этой схеме можно получить периодический или непериодический режим. В качестве накопителя применяются конденсатор или катушка индуктивности, однако удобнее применять конденсатор.

В качестве зарядных и разрядных устройств применяются резисторы, индуктивность, электронная лампа, полупроводниковый или газоразрядный прибор. Важно, чтобы в данной схеме хотя бы одно из устройств было управляемым. Например, если в качестве зарядного устройства применяется резистор, то разрядным устройством

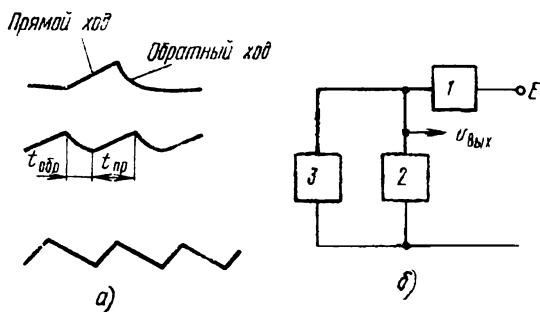


Рис. 12.21. Примеры кривых линейно изменяющихся напряжений и схема генератора:

1 — зарядное устройство; 2 — накопитель; 3 — разрядное устройство

должны быть электронная лампа, транзистор, тиристор или газоразрядный прибор.

Рассмотрим изменение напряжения на конденсаторе при его заряде и разряде через различные элементы цепи.

При заряде или разряде конденсатора через резистор  $R$  напряжения на нем соответственно равны:

$$\begin{aligned} u_c &= E(1 - e^{-t/\tau}); \\ u_c &= Ee^{-t/\tau}, \end{aligned} \quad (12.32)$$

где  $u_c$  — текущее значение напряжения на конденсаторе;  $E$  — напряжение источника;  $\tau = RC$  — постоянная времени.

Представим  $e^{-t/\tau}$  в виде ряда:

$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2!\tau^2} - \frac{t^3}{3!\tau^3} + \frac{t^4}{4!\tau^4} - \dots \quad (12.33)$$

Если  $t/\tau \ll 1$ , то можно пренебречь слагаемыми с высшими степенями  $t/\tau$ , начиная со второй. Тогда, подставив (12.33) в (12.32), получим приблизительно линейное изменение напряжения на конденсаторе во времени соответственно при его заряде и разряде:

$$\left. \begin{aligned} u_c &\approx E \frac{t}{\tau}; \\ u_c &\approx E \left(1 - \frac{t}{\tau}\right). \end{aligned} \right\} \quad (12.34)$$

Наличие высших степеней отношения  $t/\tau$  с ростом времени  $t$  дает вначале малое, а затем все большее отклонение изменения напряжения на конденсаторе от линейного.

Найдем максимальное значение  $t_{\max}$  для заданного коэффициента нелинейности  $\xi$ . В соответствии с уравнением (12.31) для случая заряда конденсатора  $C$  через резистор  $R$  с учетом (12.33) имеем

$$\xi = \frac{\left(\frac{dU_c}{dt}\right)_{t=0} - \left(\frac{dU_c}{dt}\right)_{t=t_{\max}}}{\left(\frac{dU_c}{dt}\right)_{t=0}}, \quad (12.35)$$

откуда

$$t_{\max} = \tau \ln \frac{1}{1 - \xi}. \quad (12.36)$$

Аналогичное уравнение получается и для случая разряда конденсатора. Эти уравнения показывают, что для получения линейно изменяющегося напряжения с заданным коэффициентом нелинейности  $\xi$  можно использовать начальный участок экспоненциальной кривой заряда или разряда конденсатора через резистор при условии, что время  $t$  не превышает значения  $t_{\max}$ . Напряжение на кон-

денсаторе, например, при его заряде с учетом (12.36) в момент времени  $t = t_{\max}$

$$U_c|_{t=t_{\max}} = E \left( 1 - e^{-\frac{t_{\max}}{\tau}} \right) = E\xi. \quad (12.37)$$

Таким образом, уменьшение значения коэффициента нелинейности неизбежно приводит к уменьшению амплитуды напряжения на конденсаторе, т. е. амплитуды линейно изменяющегося напряжения.

Аналогичный анализ, проведенный для случая заряда (разряда) конденсатора через нелинейное сопротивление с характеристикой типа рис. 4.3, б (например, ламповый триод), приводит к следующему выражению:

$$U_c|_{t=t_{\max}} = (E - E_n) \xi. \quad (12.38)$$

Поэтому заряд или разряд конденсатора через ламповый триод применяют, как правило, для создания обратного хода линейно изменяющегося напряжения и только с использованием участка 2—1 его характеристики (рис. 4.3, б).

Лучшую линейность при данной амплитуде (или большую амплитуду при заданной нелинейности) можно получить при заряде или разряде конденсатора через нелинейный элемент с характеристикой типа рис. 4.3, а (например, пентод или транзистор).

Уравнение для напряжения на конденсаторе в этом случае имеет вид

$$U_c|_{t=t_{\max}} = (E + E_n) \xi. \quad (12.39)$$

Поэтому заряд или разряд конденсатора через пентод и транзистор выгодно использовать как для прямого, так и для обратного ходов линейно изменяющегося напряжения.

Эквивалентное внутреннее сопротивление пентода  $R_{i_{\text{экв}}}$  можно значительно увеличить, если в цепь его катода включить сопротивление  $R_k$ . Тогда за счет действия обратной связи по току в соответствии с (10.15)

$$R_{i_{\text{экв}}} = R_i + R_k (\mu + 1) \approx R_i (1 + SR_k).$$

Увеличение эквивалентного внутреннего сопротивления означает, что наклон рабочей вольт-амперной характеристики пентода с сопротивлением  $R_k$  будет еще меньше и, следовательно, значение  $E_n$  увеличится. При большой величине  $SR_k$  улучшается линейность изменения напряжения на конденсаторе. Аналогично можно увеличить внутреннее сопротивление  $R_{i_k}$  транзистора.

Для газоразрядных приборов и тиристоров характерно весьма малое внутреннее сопротивление, благодаря чему постоянные времени заряда и разряда конденсатора в этом случае получаются довольно малыми. Поэтому такие приборы целесообразно использовать при формировании обратного хода пилообразного напряжения.

Схемы возможных сочетаний зарядных и разрядных устройств с емкостным накопителем энергии, построенные по структурной схеме рис. 12.21, б, показаны на рис. 12.22. Аналогичные схемы можно построить на транзисторах или тиристорах.

На схемы рис. 12.22, а, б, в, г, и, к необходима подача управляющего напряжения, определяющего периодический или ждущий режимы их работы.

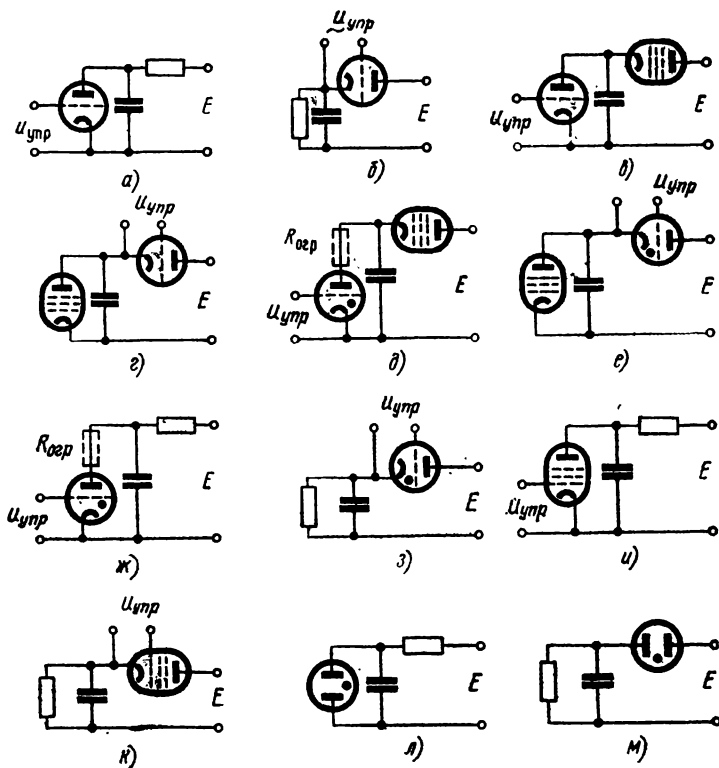


Рис. 12.22. Варианты схем генераторов на основе структурной схемы рис. 12.21, б

Схемы рис. 12.22, д, е, ж, з могут работать как с внешним управляющим напряжением, так и в автоколебательном режиме.

Схемы рис. 12.22, л, м могут работать только в автоколебательном периодическом режиме.

В схеме рис. 12.22, а триод закрыт и периодически открывается положительными импульсами управляющего напряжения  $U_{упр}$ .

В схеме рис. 12.22, б управляющие импульсы подаются на зарядное устройство, и поэтому напряжение на конденсаторе изменяется в обратной фазе по сравнению с фазой пилообразного напря-

жения в схеме рис. 12.22, а. В остальном работа этих схем одинакова.

Схемы рис. 12.22, в, г отличаются от схем рис. 12.22, а, б применением непрерывно проводящего пентода в качестве зарядного и разрядного устройств, формирующих прямой ход пилообразного напряжения. Благодаря этому, как уже было показано, можно получить более высокую линейность пилообразного напряжения.

В схемах рис. 12.22, д, е за счет применения тиратрона в качестве разрядного и зарядного устройств значительно уменьшается время обратного хода и лучше фиксируется один из потенциальных уровней напряжения на выходе или на конденсаторе ( $U_{c \min}$  в схеме д и  $U_{c \max}$  в схеме е). Пентод в этих схемах также включен в непрерывно проводящем режиме.

Так как внутреннее сопротивление тиратрона весьма мало (единицы Ом и меньше), то в момент его зажигания ток конденсатора независимо от его емкости достигает весьма большого значения (десятки и сотни ампер), что может привести к выходу тиратрона из строя. Поэтому в практических схемах в цепи конденсатор — тиратрон в схемах рис. 12.22, д, ж включают ограничительный резистор  $R_{огр}$ .

Обычно резистор  $R_{огр}$  включают непосредственно у анода тиратрона, как это показано на рис. 12.22, д, ж пунктиром.

В схемах рис. 12.22, е, з роль  $R_{огр}$  выполняет внутреннее сопротивление источника  $E$ .

Работа схем рис. 12.22, ж, з протекает так же, как и в схемах рис. 12.22, а, б. Благодаря применению тиратрона вместо триода в них также уменьшается время обратного хода пилообразного напряжения и лучше фиксируется потенциальный уровень начала прямого хода.

Подобным же образом работают схемы рис. 12.22, и, к, в которых для разряда и заряда конденсатора во время обратного хода применен пентод. Использование пентода для формирования обратного хода пилообразного напряжения позволяет получить быстрое и линейное изменение напряжения на конденсаторе с хорошей фиксацией потенциального уровня начала прямого хода (конца обратного хода).

Для всех перечисленных схем характерна зависимость амплитуды пилообразного напряжения  $U_{\Pi} = U_{c \max} - U_{c \min}$  от частоты управляющих импульсов. Поэтому при необходимости иметь генератор пилообразного напряжения с регулируемой частотой и неизменной амплитудой приходится одновременно менять частоту управляющих импульсов и ту постоянную времени ( $\tau_3$  или  $\tau_p$ ), которая определяет время прямого хода пилообразного напряжения, так как  $U_{\Pi}$  зависит от частоты  $f_{упр}$  и  $\tau_3$ .

Управление моментами зажигания и гашения газоразрядного прибора в схемах рис. 12.22, л, м осуществляется автоматически при достижении соответствующего потенциального уровня. Поэтому в этих схемах фиксируются оба уровня  $U_{c \max}$  и  $U_{c \min}$  независимо от частоты получаемого пилообразного напряжения. Для

управления частотой в этих схемах достаточно менять только величину емкости конденсатора  $C$  или резистора  $R$ .

Величина

$$R > \frac{E - U_{\text{гаш}}}{i_{\text{min}}}, \quad (12.40)$$

где  $i_{\text{min}}$  — минимальный ток через газоразрядный прибор, достаточный для поддержания газового разряда;  $U_{\text{гаш}}$  — напряжение на газоразрядном приборе, при котором разряд гаснет.

При невыполнении этого условия газовый разряд будет происходить непрерывно и схема не будет работать как генератор пилообразных колебаний.

Несмотря на простоту управления частотой в схемах рис. 12.22, *л, м*, они из-за общей нестабильности работы и плохой линейности пилообразного напряжения практически применяются редко.

Таким образом, с точки зрения большей линейности и меньшего времени обратного хода лучшими являются схемы рис. 12.22, *в, г, д, е*. Из этих схем первые две могут работать в довольно большом диапазоне частот (до нескольких сотен килогерц), тогда как в схемах с тиратроном из-за его инерционности максимальная частота ограничивается несколькими килогерцами.

Иногда в схемах рис. 12.22, *в, г* вместо триода применяют второй пентод с большим анодным током, что, как и в схемах рис. 12.22, *и, к*, уменьшает время обратного хода и дает лучшую фиксацию потенциального уровня начала прямого хода пилообразного напряжения.

В практических схемах в качестве генератора управляющего напряжения могут применяться различные мультивибраторы и генераторы импульсов. При этом больший интерес представляют схемы, в которых разрядная или зарядная лампа одновременно работает и в схеме генератора управляющих импульсов. Примером может быть схема, приведенная на рис. 12.23, *а*. В этой схеме заряд накопительного конденсатора  $C$  производится через пентод  $\mathcal{L}_1$ , а разряд — через триод  $\mathcal{L}_2$  (с резистором  $R_{a2}$ ). Лампа  $\mathcal{L}_2$ , являясь разрядной, одновременно работает в схеме мультивибратора ( $\mathcal{L}_2$ — $\mathcal{L}_3$ ). Мультивибратор выполнен по несимметричной схеме, в которой длительность состояний временного равновесия определяется постоянными времени разряда конденсатора  $C_1$  и заряда конденсатора  $C$ .

Прямой ход пилообразного напряжения заканчивается в тот момент, когда по мере заряда конденсатора  $C$  потенциал катода закрытой лампы  $\mathcal{L}_2$ , понижаясь, достигнет такого уровня, при котором он будет превышать потенциал сетки этой лампы на величину, меньшую ее напряжения отсечки  $U_{\text{отс2}}$  (в начале заряда конденсатора  $C$  потенциал катода лампы  $\mathcal{L}_2$  был значительно выше потенциала ее сетки).

Появление анодного тока через лампу  $\mathcal{L}_2$  приводит к очередному скачку, в результате которого лампа  $\mathcal{L}_3$  запирается, а  $\mathcal{L}_2$  про-

водит максимальный ток. Наступает второе состояние временного равновесия, в течение которого  $L_3$  закрыта за счет падения напряжения на резисторе  $R_1$  от тока разряда конденсатора  $C_1$ , а конденсатор  $C$  разряжается через  $L_2$ . Следующий скачок наступает тогда, когда падение напряжения на  $R_1$ , уменьшаясь, достигнет значения, меньшего напряжения запирания лампы  $L_3$ , и она начнет проводить ток. В этот момент произойдет следующий скачок, в результате которого лампа  $L_3$  откроется,  $L_2$  закроется, а конденсатор  $C$  начнет заряжаться через пентод  $L_1$  и т. д.

Кривые изменения напряжения в схеме рис. 12.23, а показаны на рис. 12.23, б.

Таким образом, в этой схеме фиксированы оба потенциальных уровня  $U_{\text{вых max}}$  и  $U_{\text{вых min}}$  выходного напряжения, что обеспечивает постоянство амплитуды пилообразного напряжения с изменением частоты.

Схема ждущего генератора линейно изменяющегося напряжения показана на рис. 12.24, а. Здесь накопительный конденсатор  $C$  включен параллельно нормально открытой лампе  $L_2$  одновибратора. В качестве анодной нагрузки лампы  $L_2$  в этой схеме выгодно использовать пентод  $L_3$ . До прихода пускового импульса лампа  $L_1$  закрыта,  $L_2$  и  $L_3$  проводят ток, на конденсаторе  $C_1$  устанавливается определенное начальное напряжение  $U_{c \text{ min}}$ .

С приходом пускового импульса  $U_{\text{пуск}}$  лампа  $L_1$  открывается,  $L_2$  закрывается и конденсатор  $C$  начинает заряжаться через  $L_3$ .

Время заряда конденсатора  $C$  определяется временем выдержки одновибратора.

При изменении длительности прямого хода (времени выдержки одновибратора) в этой схеме необходимо менять также емкость накопительного конденсатора, чтобы при разных длительностях

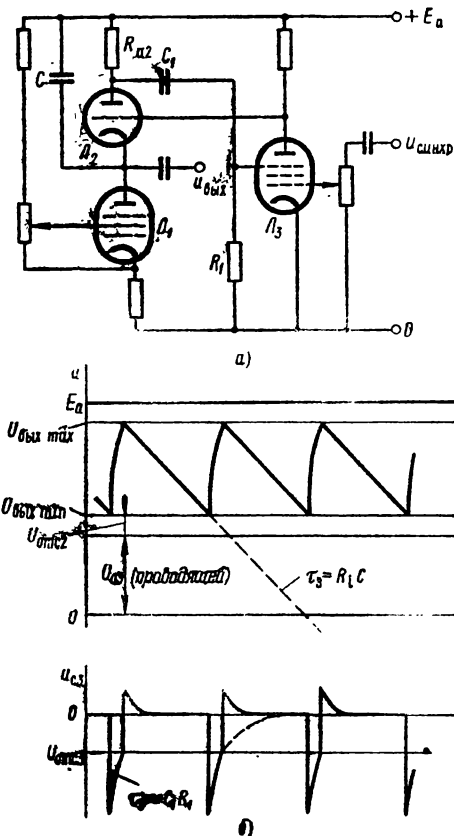


Рис. 12.23. Генератор пилообразного напряжения:

а — принципиальная схема; б — временные диаграммы напряжений



сохранить постоянство амплитуды пилообразного напряжения. Это несущественно, так как обычно в подобных генераторах применяется ступенчатая регулировка длительности прямого хода, что позволяет легко подобрать фиксированные значения емкостей конденсаторов  $C$  и  $C_1$ .

Кривые изменения потенциалов схемы рис. 12.24, *а* показаны на рис. 12.24, *б*.

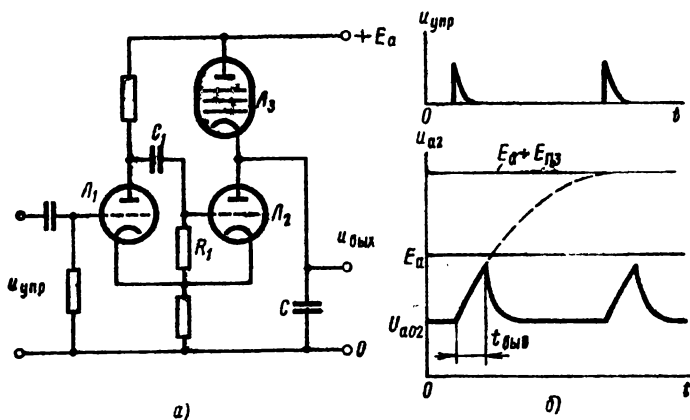


Рис. 12.24. Генератор ждущей фазвертки:

*а* — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы напряжений

Рассмотренные схемы генераторов линейно изменяющегося напряжения, благодаря своей простоте, широко применяются в электронных осциллографах, схемах автоматики и других устройствах.

В тех случаях, когда требуется иметь линейно изменяющееся напряжение с весьма высокой линейностью (например, в прецизионных электронных измерительных устройствах), используются схемы с обратной связью. К ним относятся интегрирующий усилитель, транзистронный генератор, фантастронные схемы и т. д.

## § 12.6. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ ТОКА

Генераторы тока пилообразной формы используются реже, чем генераторы пилообразного напряжения, и применяются главным образом в качестве генераторов развертки для электроннолучевых трубок (ЭЛТ) с магнитным управлением (см. гл. 14).

В таких ЭЛТ угол отклонения луча пропорционален току в отклоняющей катушке. Следовательно, для получения линейной развертки ток  $i_k$  в катушке во время  $t_{пр}$  прямого хода развертки должен меняться также по линейному закону. Форма тока во время  $t_{обр}$  обратного хода обычно не имеет значения, важно лишь полу-

чить  $t_{\text{обр}} \ll t_{\text{пр}}$ . В дальнейшем будем считать, что и во время  $t_{\text{обр}}$  ток  $i_k$  меняется также по линейному закону (рис. 12.25, а).

Получение линейно изменяющегося тока  $i_k$  оказывается сложным, так как отклоняющие катушки представляют собой комплексную нагрузку для генератора тока  $i_k$  (рис. 12.26).

Действительно, в схему замещения катушки кроме индуктивности  $L_k$  и активного сопротивления  $R_k$  катушки входит паразитная емкость  $C_{\text{п}}$ . Для уменьшения действия этой емкости приходится уменьшать число витков катушки, но при этом, чтобы сохранить нужную для отклонения луча величину ампервитков, генератор должен отдавать в такую низкоомную систему значительный ток. Эта задача облегчается тем, что в большинстве случаев допускается сравнительно большая величина коэффициента нелинейности (порядка нескольких процентов). Считая, что в тщательно сконструированной отклоняющей системе паразитная емкость  $C_{\text{п}}$  имеет небольшую величину, пренебрежем влиянием этой емкости (работа генератора пилообразного тока с учетом емкости  $C_{\text{п}}$  будет рассмотрена в гл. 14) и рассмотрим схему рис. 12.26. Найдем форму и величину э. д. с.  $e(t)$  генератора, необходимые для создания в отклоняющей катушке тока  $i_k$  пилообразной формы данной амплитуды.

За время  $t_{\text{пр}}$  ток в катушке должен меняться по линейному закону

$$i_k = \frac{I_k}{t_{\text{пр}}} t,$$

где  $I_k$  — требуемая для максимального смещения луча амплитуда отклоняющего тока (см. рис. 12.25, а).

Тогда падение напряжения на индуктивности  $L_k$  катушки в течение времени  $t_{\text{пр}}$  будет постоянной величиной (рис. 12.25, б):

$$u_L = L \frac{di_k}{dt} = \frac{I_k}{t_{\text{пр}}} L.$$

Ток  $i_k$ , протекая через сопротивление  $R_k$  катушки и внутреннее сопротивление  $R_{\text{вн}}$  источника, создаст падение напряжения

$u_{R\text{в}} = u_{Rk} + u_{R\text{вн}} = i_k R = \frac{I_k}{t_{\text{пр}}} t (R_k + R_{\text{вн}})$ ,  
меняющееся по линейному закону (рис. 12.25, в).

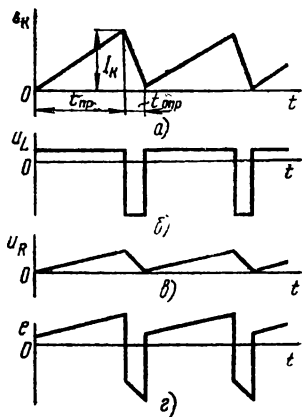


Рис. 12.25. Временные диаграммы, поясняющие принцип получения пилообразного тока в индуктивно-активной нагрузке

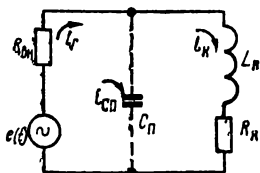


Рис. 12.26. Схема для пояснения формы кривой запускающего напряжения генератора, необходимой для получения пилообразного тока

Таким образом, для получения линейно-изменяющегося тока  $i_k$  за время  $t_{пр}$  генератор э. д. с. должен иметь напряжение

$$e(t) = u_L + u_{R\Sigma} = \frac{I_k}{t_{пр}} [L + t(R_k + R_{вн})]. \quad (12.41)$$

трапецидальной формы (рис. 12.25, з). Аналогичная картина будет и в интервале  $t_{обр}$ . Заметим лишь, что для обеспечения  $t_{обр} \ll t_{пр}$  необходимо иметь большую среднюю скорость  $I_k/t_{обр}$  изменения отклоняющего тока, что требует значительного увеличения амплитуды отрицательного перепада ( $E_{(-)}$ ) напряжения  $e(t)$  по сравнению с положительным перепадом ( $E_{(+)}$ ). Из приведенных формул для интервала  $t_{пр}$  и аналогичных формул для  $t_{обр}$  легко найти, что

$$\frac{E_{(-)}}{E_{(+)}} \approx \frac{t_{пр}}{t_{обр}}. \quad (12.42)$$

Трапецидальное напряжение  $e(t)$  соответствующей амплитуды и длительности можно получить так же, как и напряжение пилообразной формы (см. § 12.5) с тем существенным отличием, что напряжение  $e(t)$  снимается с зажимов 1—2 цепи, состоящей из конденсатора  $C$  и активного сопротивления  $R$  (рис. 12.27).

С размыканием ключа (начало интервала  $t_{пр}$ ) начинается заряд конденсатора  $C$  током  $I_0$ . Если во время  $t_{пр}$  обеспечить постоянство зарядного тока  $I_0$ , то при значительном входном сопротивлении усилителя ( $R_{вх} \rightarrow \infty$ ) напряжение на его входе меняется по закону

$$u_{1,2} = e(t) = u_C + u_R =$$

$$= \frac{1}{C} \int I_0 dt + I_0 R = \frac{I_0}{C} t + I_0 R, \quad (12.43)$$

т. е. имеет трапецидальную форму.

Для получения в отклоняющей катушке линейно-изменяющегося тока с требуемой амплитудой  $I_k$  необходимо так выбрать величины  $C$  и  $R$ , чтобы падение напряжения на суммарном сопротивлении  $R_\Sigma = R_k + R_{внх}$  было равно линейно-изменяющемуся напряжению  $Ku_C$ :

$$K \frac{I_0}{C} t = \frac{I_k}{t_{пр}} t (R_k + R_{внх}), \quad (12.44)$$

а падение напряжения на индуктивности  $L_k$  равнялось постоянно-му напряжению  $Ku_R$ :

$$KI_0 R = L \frac{I_k}{t_{пр}}.$$

Усилитель должен иметь возможно большее входное сопротивление и отдавать в нагрузку требуемый ток  $I_K$  при минимальных нелинейных искажениях, для чего в нем целесообразно применять отрицательную обратную связь.

В зависимости от конкретных условий этот усилитель может быть построен как на лампах, так и на транзисторах.

В качестве примера на рис. 12.28, а приведена принципиальная схема генератора пилообразного отклоняющего тока, а на рис. 12.28, б — временные диаграммы его работы.

Эта схема соответствует структурной схеме рис. 12.27. На лампе  $\mathcal{L}_1$  (вместе с  $R_{a1}$ ,  $C$  и  $R$ ) собран генератор трапецеидального напряжения, а на лампе  $\mathcal{L}_2$  — усилитель.

В исходном состоянии лампы  $\mathcal{L}_1$  открыта и потенциал ее анода, равный напряжению на конденсаторе  $C$ :

$$U_{a0} = U_c = \\ = E_a - I_{a0}R_{a1} \approx E_a - \\ - \frac{E_a - E_n}{R_{i1} + R_{a1}} R_{a1},$$

имеет небольшую величину.

С подачей на сетку  $\mathcal{L}_1$  запирающего импульса  $u_{вх}$  длительностью  $t_{пр}$  потенциал анода скачком увеличивается до значения

$$u_a = E_a - \\ - \frac{E_a - U_{a0}}{R_{a1} + R} R_{a1} = \\ = E_a - I_0 R_{a1},$$

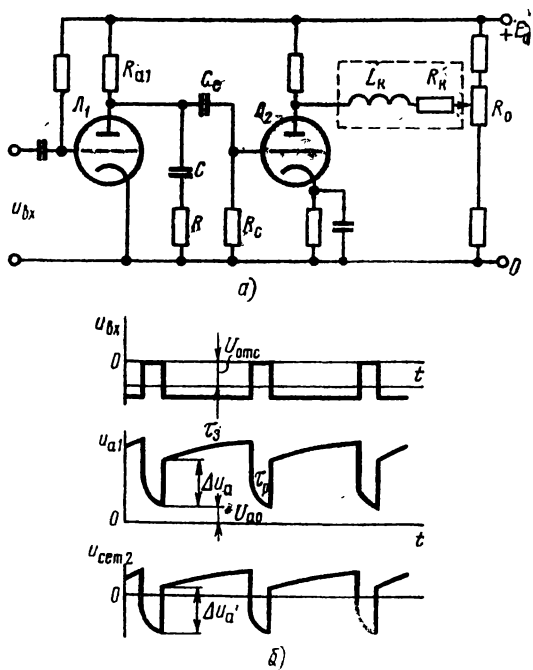


Рис. 12.28. Схема генератора пилообразного тока (а) и временные диаграммы напряжений (б)

после чего начинается заряд конденсатора  $C$  от источника питания  $E_a$  через  $R_{a1}$  и  $R$  с постоянной времени  $\tau_3 = C(R_{a1} + R) \approx CR_{a1}$ . Так как обычно  $R_{a1}$  берется большим за счет выбора  $\tau_3 \gg t_{пр}$ , зарядка  $C$  происходит почти по линейному закону (зарядный ток  $I_0$  мало меняется за время  $t_{пр}$ ). С окончанием импульса  $u_{вх}$  лампы  $\mathcal{L}_1$  открывается и конденсатор  $C$  быстро разряжается через нее с постоянной времени  $\tau_p = C(R + R_{a1} \parallel R_{i1}) \ll \tau_3$ , в результате чего напряжение на аноде  $\mathcal{L}_1$  быстро возвращается к первоначальному значению  $U_{a0}$ .

Таким образом, через разделительную цепь  $C_c - R_c$  на сетку лампы  $\mathcal{L}_2$  поступает переменная составляющая анодного напряже-

ния  $u_{a1}$ , имеющая форму, близкую к трапецеидальной. Следовательно, ток, отдаваемый усилительным каскадом в отклоняющую катушку, за время  $t_{пр}$  будет меняться примерно по линейному закону.

Так происходит один цикл генерации пилообразного тока. При подаче на вход схемы периодической последовательности импульсов генератор будет работать с той же частотой повторения.

С помощью резистора  $R_0$  осуществляется регулировка начального тока отклоняющей катушки.

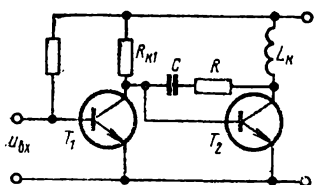


Рис. 12.29. Генератор пилообразного тока на транзисторах

На рис. 12.29 приведена другая схема генератора пилообразного тока, которую, как и схему рис. 12.28, *а*, можно выполнить как на лампах, так и на транзисторах. Принципиальное отличие этой схемы заключается в том, что формирующая  $RC$ -цепь включена в цепи обратной связи усилителя. Этим достигается повышенная стабильность работы такого генератора.

## § 12.7. LC-ГЕНЕРАТОРЫ

Генераторы синусоидальных колебаний делятся на генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) и с независимым возбуждением. Первые полностью отвечают определению, данному в § 12.1, вторые представляют собой мощные усилители (обычно высокой частоты) колебаний, подаваемых от генераторов с самовозбуждением.

Схема простейшего автогенератора приведена на рис. 12.30, *а* и представляет собой однокаскадный усилитель, в качестве анодной нагрузки которого применен колебательный контур  $LC$ . С катушкой  $L$  колебательного контура индуктивно связана катушка  $L_{ос}$  обратной связи. Режим лампы задается напряжениями  $E_a$  и  $E_c$ .

Для схемы рис. 12.30, *а* можно записать:

$$\left. \begin{aligned} K &= -\frac{\mu Z_a}{R_l + Z_a}; \\ \beta &= -\frac{M}{L}. \end{aligned} \right\} (12.45)$$

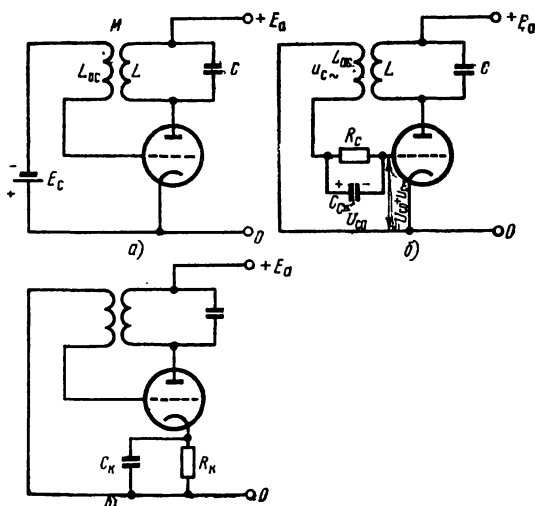


Рис. 12.30. Схемы  $LC$ -генераторов синусоидальных колебаний:

*а* — с фиксированным смещением; *б* — с автоматическим смещением в сеточной цепи; *в* — с автоматическим смещением в катодной цепи

Тогда в соответствии с (12.1) условие генерации имеет вид

$$K\beta = \frac{\mu M Z_a}{L(R_i + Z_a)} = -\frac{SMZ_a}{L\left(1 + \frac{Z_a}{R_i}\right)} = 1, \quad (12.46)$$

откуда

$$S = \frac{L}{MZ_a} \left(1 + \frac{Z_a}{R_i}\right) = \frac{L}{M} \left(\frac{1}{Z_a} + \frac{1}{R_i}\right). \quad (12.47)$$

В этих выражениях  $M$  — взаимная индуктивность катушек  $L$  и  $L_{o.c.}$ ;  $S$  — крутизна характеристики лампы;  $Z_a$  — полное сопротивление колебательного контура.

Отрицательный знак  $\beta$  в (12.45) отражает требуемую полярность включения катушки для получения положительной обратной связи.

Как показано в § 12.1, амплитуда генерируемых колебаний устанавливается в зависимости от начальной величины  $K\beta$ . При фиксированном смещении на сетке лампы режим самовозбуждения обычно получается «жестким». Поэтому в практических схемах генераторов применяют автоматическое смещение с помощью звена  $R_c C_c$ , вводимого в цепь сетки или катода лампы, как это показано на рис. 12.30, б, в. Более удобной является схема рис. 12.30, б, в которой до возникновения колебаний смещение на сетке лампы равно нулю, что облегчает процесс самовозбуждения, так как при этом крутизна характеристики максимальна.

С появлением колебаний сеточная цепь лампы работает как однополупериодный выпрямитель (подобный схеме рис. 4.6, з), в котором роль источника сигнала выполняет катушка обратной связи, диода — промежуток сетка — катод лампы, а нагрузки с фильтром — звено  $R_c C_c$ . Выпрямленный ток создает на резисторе  $R$  падение напряжения, смещающее СРТ в отрицательную область.

С ростом амплитуды колебаний отрицательное смещение на сетке лампы увеличивается, благодаря чему уменьшается крутизна  $S$ . В результате устанавливается такое смещение на сетке лампы, при котором  $K\beta = 1$ . При этом в зависимости от начальной величины  $K\beta$  лампа может работать в режиме А, В или С.

Процесс установления колебаний в генераторе рис. 12.30, б показан на рис. 12.31.

Независимо от величины угла отсечки анодного тока лампы напряжение на ее аноде благодаря наличию колебательного контура получается синусоидальным.

Аналогично строятся и  $LC$ -генераторы на транзисторах.

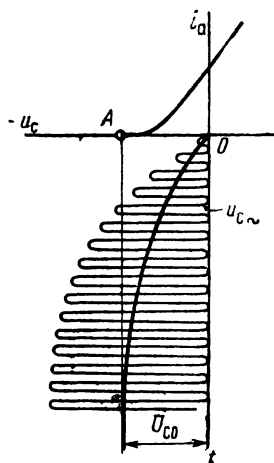


Рис. 12.31. Установление напряжения на сетке лампы генератора рис. 12.30, б

Существует много различных  $LC$ -генераторов, отличающихся способами включения колебательного контура и подачи обратной связи.

Стабильность частоты  $LC$ -генераторов определяется стабильностью параметров колебательного контура и его добротностью  $Q$ , которая, как указано в § 10.9, на низких частотах не может быть сделана достаточно большой. Поэтому  $LC$ -генераторы применяются главным образом в диапазоне радиочастот. Для генерации синусоидальных колебаний низкой частоты (например, в звуковом диапазоне и ниже) широко применяются генераторы с реостатно-емкостной настройкой или генераторы  $RC$ .

## § 12.8. $RC$ -ГЕНЕРАТОРЫ

$RC$ -генератор представляет собой усилитель с избирательной положительной обратной связью через четырехполосник, состоящий из элементов  $R$  и  $C$ , благодаря чему условие баланса фаз выполняется только для одной частоты.

Возможно много вариантов построения таких четырехполосников, однако наиболее часто применяются схемы, изображенные на рис. 12.32.

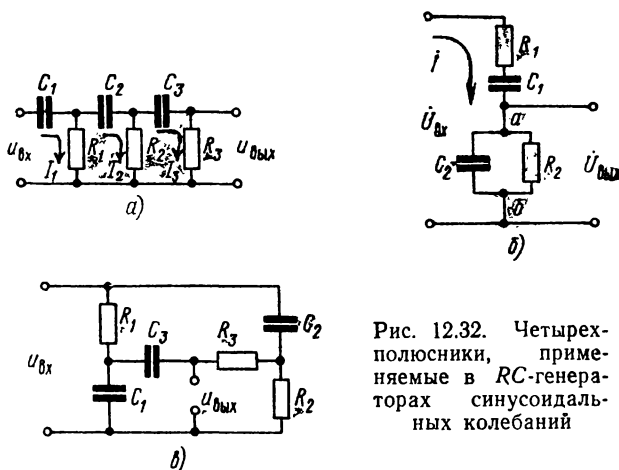


Рис. 12.32. Четырехполосники, применяемые в  $RC$ -генераторах синусоидальных колебаний

Каждое  $RC$ -звено четырехполосника рис. 12.32, а сдвигает фазу приложенного напряжения на некоторый угол, меньший  $90^\circ$ . Поэтому для получения суммарного фазового сдвига  $180^\circ$  минимальное число звеньев равно трем.

Если полное сопротивление каждого последующего  $RC$ -звена значительно больше полного сопротивления предыдущего, т. е. выполняется соотношение

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{R_2}{n} = \frac{R_3}{n^2}; \\ C_1 &= nC_2 = n^2C_3, \end{aligned} \right\} \quad (12.48)$$

где  $n \gg 1$ , то  $I_1 \gg I_2 \gg I_3$ , благодаря чему можно построить простую векторную диаграмму для произвольного значения частоты, изображенную на рис. 12.33, а. С повышением частоты углы  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  и  $\varphi_3$  уменьшаются, а с понижением — увеличиваются, вследствие чего векторная диаграмма раскрывается подобно вееру. При этом, очевидно, имеется частота  $\omega = \omega_0$ , на которой  $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 180^\circ$ , т. е. векторы  $\dot{U}_{\text{вых}}$  и  $\dot{U}_{\text{вх}}$  противоположны. Поэтому если через такой четырехполюсник подать положительную обратную связь и обеспечить необходимое усиление, то получим генератор синусоидальной формы, так как баланс фаз будет выполняться только на одной частоте  $\omega = \omega_0$ .

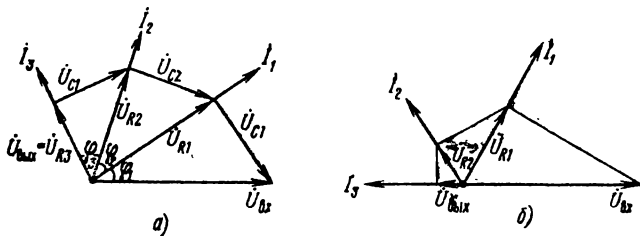


Рис. 12.33. Векторные диаграммы для цепи рис. 12.32, а:  
а — в общем случае; б — при  $\omega = \omega_0$ .

При выполнении условий (12.48) фазовые углы звеньев будут равны между собой и на резонансной частоте составят  $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 60^\circ$ .

Из построенной для  $\omega = \omega_0$  векторной диаграммы (рис. 12.33, б) видно, что в этом случае ослабление сигнала, вносимое каждым звеном, равно 2, следовательно, для трех звеньев  $\beta_0 = \frac{1}{8}$ . Поэтому минимальный необходимый для генерации коэффициент усиления усилителя равен восьми. Резонансная частота  $\omega_0$  определяется из очевидного для рис. 12.33, б соотношения

$$\frac{1}{\omega_0 C} = R \operatorname{tg} 60^\circ,$$

откуда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3} RC}. \quad (12.49)$$

Расчет показывает, что при условии

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = R_3 = R; \\ C_1 = C_2 = C_3 = C \end{aligned} \right\} \quad (12.50)$$

резонансная частота

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{6} RC}, \quad (12.51)$$



а коэффициент передачи

$$\beta_0 \approx \frac{1}{29}.$$

Простейшая схема  $RC$ -генератора с фазосдвигающей цепью показана на рис. 12.34.

Генерируемую частоту  $\omega_0$  можно изменять с помощью элементов фазосдвигающего четырехполюсника. Однако при этом необходимо сохранять величину  $\beta$ , так как иначе регулировка  $\omega_0$  будет сопровождаться изменением амплитуды генерируемых колебаний.

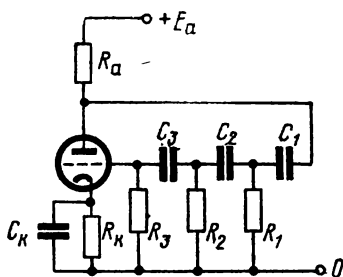


Рис. 12.34.  $RC$ -генератор с фазосдвигающей цепью

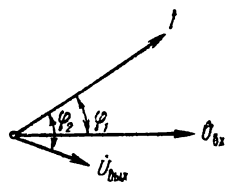


Рис. 12.35. Векторная диаграмма для цепи рис. 12.32, б

Более стабильную частоту и амплитуду имеет схема  $RC$ -генератора с фазосдвигающим звеном рис. 12.32, б. Как видно из его векторной диаграммы (рис. 12.35), ток  $I$  в цепи опережает по фазе приложенное напряжение на угол  $\varphi_1$ , а создаваемое этим током падение напряжения между точками  $a$  и  $b$  (рис. 12.32, б) отстает от него на угол  $\varphi_2$ . С изменением частоты углы  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  меняются, причем на резонансной частоте  $\omega = \omega_0$  выполняется равенство  $\varphi_1 = \varphi_2$ . Частоту  $\omega_0$  и  $\beta_0$  можно найти из выражения для коэффициента передачи цепи рис. 12.32, б

$$\dot{\beta} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)}. \quad (12.52)$$

На резонансной частоте коэффициент при мнимой части этого уравнения обращается в нуль, откуда

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}; \\ \beta_0 &= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}. \end{aligned} \right\} \quad (12.53)$$

Если  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ , то  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ , а  $\beta_0 = \frac{1}{3}$ .

Однако стабильность частоты в генераторе, построенном на усилителе с положительной обратной связью через цепь рис. 12.32, б, получается невысокой, так как значительному изменению частоты соответствует небольшой фазовый сдвиг между  $\dot{U}_{вх}$  и  $\dot{U}_{вых}$ .

Стабильность частоты можно повысить, применив вместе с положительной частотно-зависимой (избирательной) обратной связью отрицательную обратную связь, не зависящую от частоты (рис. 12.36, а). При этом, исходя из векторной диаграммы (рис. 12.36, б), можно записать

$$(u_{o.c.+} - u_{o.c.-})K = u_{вых},$$

откуда

$$\frac{u_{o.c.+}}{u_{вых}} - \frac{u_{o.c.-}}{u_{вых}} = \frac{1}{K},$$

или

$$\beta_+ - \beta_- = \frac{1}{K}. \quad (12.54)$$

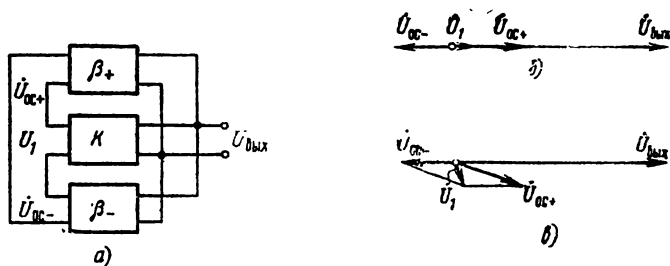


Рис. 12.36. Структурная схема RC-генератора с положительной и отрицательной обратными связями (а) и ее векторные диаграммы (б, в)

Поскольку отрицательная обратная связь не зависит от частоты, то в этом случае даже незначительному смещению по фазе вектора  $\dot{U}_{ос+}$  при изменении частоты соответствует большой фазовый сдвиг вектора  $\dot{U}_1$ , как это видно из рис. 12.36, в, благодаря чему стабильность частоты в схеме рис. 12.36, а получается весьма высокой, что достигается увеличением коэффициента усиления усилителя  $K$ .

Стабилизацию амплитуды колебаний генератора и поддержание равенства (12.54) можно осуществить автоматически, если в цепи отрицательной обратной связи применить нелинейное сопротивление, благодаря чему среднее значение коэффициента передачи  $\beta$  будет изменяться с амплитудой входного сигнала таким образом, что выходное напряжение усилителя останется почти неизменным. Принципиальная схема такого генератора на лампах приведена на рис. 12.37. В цепи отрицательной обратной связи  $R'—R''$  могут быть использованы нелинейные элементы с характеристикой вида рис. 4.3, а в нижнем плече ( $R''$ ) или вида рис. 4.3, б — в верхнем

плече  $R'$ . И в том и в другом случае всякое, например, увеличение выходного напряжения приводит к увеличению  $\beta = \frac{R''}{R' + R''}$ , с ростом напряжения внутреннее сопротивление элемента с характеристикой вида рис. 4.3, *а* растет, а на рис. 4.3, *б* — падает. Благодаря этому выходное напряжение возвращается к прежнему значению.

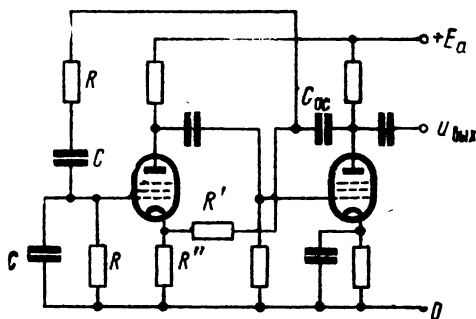


Рис. 12.37. Принципиальная схема  $RC$ -генератора на основе структурной схемы рис. 12.36, *а*

$RC$ -генераторы отличаются от  $LC$ -генераторов перекрытием частотного диапазона (изменение емкости конденсатора, например, в 10 раз меняет частоту,  $RC$ -генератора — тоже в 10 раз, а  $LC$ -генератора — только в  $\sqrt{10}$  раз), а также лучшими характеристиками при генерации синусоидальных колебаний низкой частоты. Практически такие

генераторы широко применяются на электронных лампах и транзисторах, особенно в диапазоне звуковых частот.

## § 12.9. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР

Ламповый блокинг-генератор представляет собой однокаскадный генератор с сильной положительной обратной связью через импульсный трансформатор и автоматическим смещением с помощью конденсатора и резистора в цепи сетки (или катода).

На рис. 12.38 приведена простейшая схема блокинг-генератора, где пунктиром показана полная паразитная емкость  $C_2$ , включающая в себя емкость сеточной цепи, приведенную в цепи сетки паразитную емкость анодной цепи и распределенную емкость трансформатора.

Особенностью схемы лампового блокинг-генератора является использование импульсной эмиссии электронной лампы, которая большую часть периода закрыта и открывается только на короткое время, измеряемое единицами микросекунд. Поэтому импульсы тока анода и сетки лампы достигают в этой схеме для маломощных ламп десятых долей и даже единиц ампер.

Рассмотрим работу схемы с момента времени  $t_1$ , когда через лампу начинает протекать анодный ток  $i_a$ . Этот ток, проходя по пер-

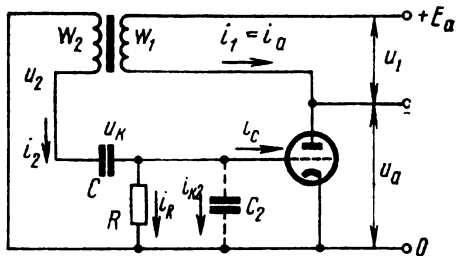


Рис. 12.38. Блокинг-генератор

вичной обмотке трансформатора  $W_1$ , вызывает в его вторичной обмотке  $W_2$  ток  $i_2$ . Если для упрощения принять  $W_1 = W_2$ , что в практике часто имеет место, и считать, что за короткое время нарастания тока  $i_a$  энергия, запасенная в трансформаторе, не успевает существенно измениться, то можно записать  $i_1 = i_2$ . Ток  $i_2$  протекает через соединенные параллельно резистор  $R$ , паразитную емкость  $C_2$ , промежуток сетки — катод лампы и заряжает конденсаторы  $C$  и  $C_2$ . Так как  $C_2 < C$ , то за короткое время нарастания токов  $i_1$  и  $i_2$  конденсатор  $C$  практически не успевает зарядиться, тогда как конденсатор  $C_2$  заряжается достаточно быстро, на сетке лампы растет положительное напряжение, что способствует дальнейшему, еще большему увеличению токов  $i_a = i_1, i_2$  и т. д.

При этом можно считать, что  $i_2 = i_c + i_{k2}$ , так как током  $i_R$  можно пренебречь ( $i_R \ll i_{k2}$  и  $i_R \ll i_c$ ).

С развитием процесса, нарастающего из-за  $K\beta \gg 1$  лавинообразно, увеличивается напряжение  $U_1$  на первичной обмотке трансформатора, а напряжение  $U_a$  на лампе падает.

С падением  $U_a$  скорость нарастания анодного тока  $i_a$  лампы замедляется, как видно из построенных на рис. 12.39, а для этого случая рабочих характеристик.

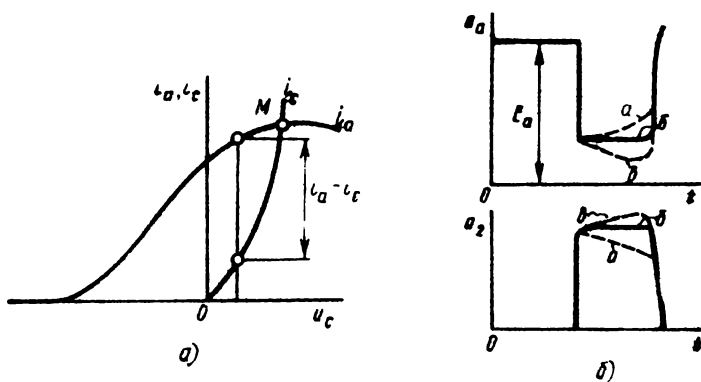


Рис. 12.39. Пояснение работы блокинг-генератора:

а — изменение анодного и сеточного токов; б — формирование вершины импульсов на аноде лампы и вторичной обмотке трансформатора

Следовательно, замедляется и скорость роста токов  $i_1$  и  $i_2$ , так как  $i_1 = i_2 = i_a$ , что приводит к уменьшению тока  $i_{k2} = i_a - i_c$ , заряжающего конденсатор  $C_2$ . Из-за этого уменьшается скорость возрастания напряжения  $U_c$  на сетке лампы, еще больше падает скорость роста  $i_a = i_1$  и весь процесс замедляется, так как  $K\beta$  уменьшается за счет  $K$ . Наконец, наступает момент, когда токи  $i_a$  и  $i_c$  равны (точка  $M$  на рис. 12.39, а), их разностный ток равняется нулю, дальнейшая зарядка конденсатора  $C_2$  прекращается и напряжение  $U_c$  перестает возрастать. На этом процесс лавинообразного изменения напряжений и токов в схеме останавливается ( $K\beta \approx 0$ ).

Далее с зарядом конденсатора  $C$  за счет напряжения, действующего на вторичной обмотке трансформатора, уменьшаются напряжение на сетке лампы  $u_c$ , анодный  $i_a$  и сеточный  $i_c$  токи лампы. Скорость уменьшения  $u_c$  определяется скоростью заряда конденсатора  $C$  током  $i_2 \approx i_c$  (токи  $i_{k2}$  и  $i_R$  малы по сравнению с током  $i_c$ ). Так как  $C \gg C_2$ , то эта скорость значительно меньше скорости заряда  $C_2$ .

Напряжения  $U_2$  и  $U_1$  в течение этого времени остаются практически неизменными, что имеет место лишь в случае, если скорости уменьшения напряжения на сетке и увеличения напряжения  $U_k$  на конденсаторе  $C$  одинаковы. В противном случае при  $\frac{dU_c}{dt} > \frac{dU_k}{dt}$  напряжение  $U_2$  будет уменьшаться (рис. 12.39, б), а при  $\frac{dU_c}{dt} < \frac{dU_k}{dt}$  возрастет. Соответственно напряжение на аноде лампы будет в первом случае расти, а во втором — падать (рис. 12.39, б).

С течением времени равенство токов первичной  $i_1$  и вторичной  $i_2$  обмоток трансформатора нарушается из-за роста тока намагничивания  $i_H = i_1 - i_2$ , или иначе  $i_H = i_a - i_c$ . Для момента, когда этот ток достигает максимального значения, запишем

$$\frac{d}{du_c} (i_a - i_c) = 0,$$

откуда

$$\frac{di_a}{du_c} = \frac{di_c}{du_c}. \quad (12.55)$$

Так как

$$\frac{di_a}{du_c} = S_{yc}; \quad \frac{du_c}{di_c} = R_{ic.k},$$

где  $S_{yc}$  — крутизна характеристики анодного тока лампы с нагрузкой;  $R_{ic.k}$  — внутреннее сопротивление промежутка сетка — катод, то (12.55) можно записать как

$$S_{yc} = \frac{1}{R_{ic.k}}, \quad (12.56)$$

или

$$S_{yc} R_{ic.k} = k = 1,$$

где  $k$  — коэффициент усиления по напряжению каскада, состоящего из лампы, анодной нагрузкой которой является (через трансформатор с  $n = \frac{W_2}{W_1} = 1$ ) сопротивление  $R_{ic.k}$ .

Таким образом, это условие соответствует возникновению генерации в схеме с обратной связью ( $k\beta = 1$ ), так как применительно к блокинг-генератору  $\beta = 1$ .

С этого момента в схеме начинается другой процесс, когда с уменьшением напряжения на сетке лампы уменьшаются ее анод-

ный ток и напряжение  $u_2$ , что ведет к дальнейшему уменьшению  $u_0$  и т. д.

Этот процесс приводит к тому, что лампа запирается, напряжение на ее аноде за счет энергии, запасенной трансформатором, становится больше  $E_a$  и затем медленно спадает. Закрытое состояние лампы поддерживается отрицательным напряжением, образующимся на резисторе  $R$  за счет протекающего по нему тока разряда  $i_{\text{разр}}$  конденсатора  $C$ . Когда он разрядится настолько, что  $i_{\text{разр}}R$  будет меньше, чем напряжение запирающей лампы, последняя начнет проводить ток и весь процесс повторится снова.

Кривые изменения напряжений и токов в схеме блокинг-генератора показаны на рис. 12.40.

Из приведенных рассуждений видно, что в блокинг-генераторе соотношение  $k\beta \gg 1$  выполняется только в моменты формирования фронта и среза импульса.

Теоретический расчет блокинг-генератора приводит к необходимости решения нелинейного дифференциального уравнения, коэффициенты которого трудно выразить аналитически.

Поэтому в практике пользуются прикидочным расчетом, при котором задаются амплитудой импульса на аноде лампы  $U_{\text{imax}} \approx 0,8 E_a$ , считая, что длительность импульса  $t_{\text{и}} \approx 2CR_{\text{ис.имп}}$ , а время нарастания фронта  $t_{\text{ф}} \approx 2C_2R_{\text{ис.имп}}$ . В этих выражениях  $R_{\text{ис.имп}}$  — внутреннее сопротивление промежутка сетка — катод лампы в импульсном режиме.

Период повторений импульсов блокинг-генератора ориентировочно определяется временем разряда конденсатора от величины  $U_{\text{imax}}$  до  $U_{\text{отс}}$  в соответствии с уравнением

$$U_{\text{imax}} e^{-\frac{T_{\text{повт}}}{\tau_{\text{разр}}}} = U_{\text{отс}}, \quad (12.57)$$

где

$$\tau_{\text{разр}} = RC.$$

Благодаря своей простоте и надежности в работе схема блокинг-генератора широко применяется в различных устройствах.

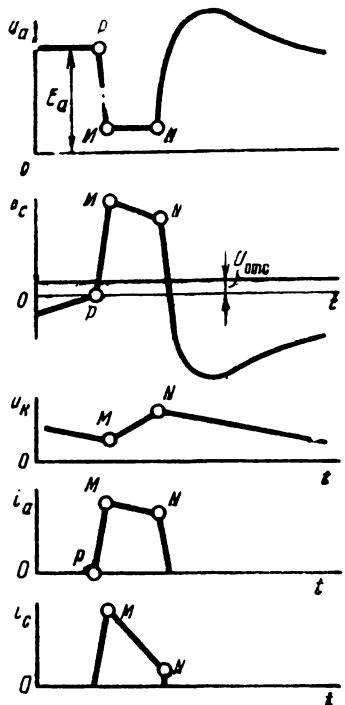


Рис. 12.40. Временные диаграммы напряжений и токов в схеме блокинг-генератора

С помощью блокинг-генератора можно получить мощные короткие импульсы для запуска других схем, для поджига тиратронов, меток времени и т. д. На блокинг-генераторах легко создать многокаскадные схемы деления частоты периодических импульсов с устойчивым коэффициентом деления на каскад до 8—10.

Сочетание блокинг-генератора с разрядной лампой позволяет построить простой генератор пилообразного напряжения (тока), широко применяемый в телевизионных приемниках.

Блокинг-генератор можно использовать в режиме автогенерации и в заторможенном ждущем режиме. В последнем случае лампа закрыта дополнительным отрицательным смещением и срабатывает однократно с подачей пускового импульса.

Схема блокинг-генератора применяется также для испытаний приемно-усилительных ламп на долговечность в импульсном режиме.

Нестабильность частоты следования импульсов этих генераторов весьма велика (порядка 10—15%) и поэтому в тех случаях, когда он используется в режиме задающего генератора, необходимо применять синхронизацию. Следует также отметить высокую экономичность блокинг-генератора. Потребление энергии от источника питания происходит лишь во время формирования импульса. Однако из-за значительной величины импульсного тока, потребляемого генератором от источника анодного питания, для устранения его влияния на другие каскады необходимы развязывающие фильтры.

## § 12.10. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ С НАКОПИТЕЛЯМИ ЭНЕРГИИ

Многие импульсные электронные схемы и устройства работают в режиме большой скважности  $K_{\text{скв}} = \frac{T}{t_{\text{и}}} \gg 1$ . При этом они потребляют от источников питания значительную мощность  $P_{\text{и}}$  лишь в течение короткого промежутка времени  $t_{\text{и}}$ , а в остальную часть периода  $T$  отбора мощности почти нет.

Средняя мощность  $P_{\text{ср}}$ , потребляемая такими импульсными схемами

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{и}}} P_{\text{и}}(t) dt$$

от источников питания, имеет гораздо меньшую величину, чем мощность в импульсе  $P_{\text{и}}$ .

Характерным примером такого импульсного режима является режим работы генераторов СВЧ в импульсных радиолокационных станциях, когда скважность лежит в пределах 1000÷10 000.

Структурная схема генератора с накопителем энергии подобна рис. 12.21, б. Накопитель, подключенный к сравнительно маломощному источнику (способному отдавать непрерывно мощность  $P_{\text{ср}}$ ),

в течение длительного промежутка времени накапливает в себе энергию

$$\mathcal{E}_n = P_{\text{ср}} (T - t_n) \approx P_{\text{ср}} T,$$

которую затем через электронный ключ (разрядное устройство) реализует за короткое время  $t_n$  в нагрузку, включенной в цепи накопитель — разрядное устройство. При этом в нагрузке выделяется значительная импульсная мощность

$$P_n = \frac{\mathcal{E}_n}{t_n} \approx P_{\text{ср}} K_{\text{св}},$$

в  $K_{\text{св}}$  раз превышающую среднюю мощность источника  $P_{\text{ср}}$ .

Чаще всего в качестве накопителя энергии используется сосредоточенная (конденсатор) или распределенная емкость (участок искусственной длинной линии).

В качестве электронных ключей применяются электронные лампы (мощные триоды и тетроды) или мощные водородные тиратроны, а также полупроводниковые аналоги тиратронов — тринисторы (тиристоры).

В настоящее время наиболее широко применяются две разновидности генераторов с накопителями энергии:

а) генераторы на электронных (жестких) лампах с частичным разрядом накопительного элемента — конденсатора;

б) генераторы на тиратронах (мягких лампах) с полным разрядом накопителя — искусственной длинной линии.

Несколько упрощенная схема лампового генератора изображена на рис. 12.41, а. Схема работает следующим образом.

В исходном режиме лампа закрыта отрицательным смещением  $E_{\text{см}}$ . От источника постоянного напряжения  $E$  происходит заряд накопительной емкости  $C$  через зарядный резистор  $R_1$  и нагрузку  $R_n$ . В тех случаях, когда нагрузка представляет собой электронный прибор, не проводящий в исходном режиме ток (например, магнетрон, анод которого соединяется с нулевой шиной), то параллельно такой нагрузке включается резистор  $R_2$  (или индуктивность), создающий замкнутую цепь для заряда конденсатора  $C$ .

Резистор  $R_1$  выбирается достаточно большим ( $R_1 \gg R_n$  или  $R_1 \gg R_2 \gg R_n$ ), поэтому заряд емкости  $C$  происходит с большой постоянной времени:

$$\tau_s = C (R_1 + R_n) \approx CR_1.$$

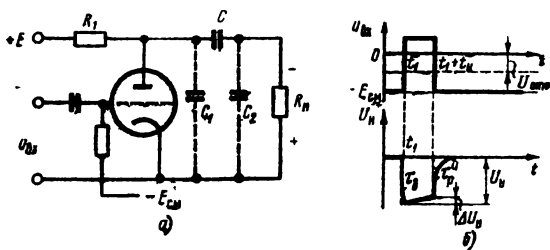


Рис. 12.41. Генератор с накопителем энергии на лампе (а) и временные диаграммы напряжений на сетке лампы и нагрузке (б)



Через время  $t_3 \approx 5\tau_3$  конденсатор  $C$  зарядится до напряжения  $u_c \approx E$ .

Заметим, что максимальное значение зарядного тока  $I_a \leq \frac{E}{R_1}$  имеет сравнительно небольшую величину и, следовательно, не создает на нагрузке (или  $R_2$ ) сколь-нибудь значительного падения напряжения.

Время заряда  $t_3$  накопительного конденсатора может быть большим, но не должно, однако, быть близким по величине периоду  $T$  повторения циклов работы схемы.

В момент  $t_1$  (рис. 12.41, б) на сетку модуляторной лампы подается положительный импульс  $u_{вх}$  (примерно прямоугольной формы) с длительностью  $t_{вх}$ , открывающий на этот промежуток времени лампу. Лампа, выполняющая роль электронного ключа, замыкает в момент времени  $t_1$  цепь разряда и начинается разряд конденсатора  $C$  на нагрузку  $R_n$  с постоянной времени

$$\tau_p = C(R_n + R_1 \parallel \dot{R}_l) \approx CR_n \\ (R_1 \gg R_n \gg R_l).$$

При разряде конденсатора на  $R_n$  создается импульс напряжения (с полярностью, указанной на схеме и на рис. 12.41, б)

$$U_n \approx I_p R_n$$

с длительностью  $t_n$ . [Ток разряда  $I_p(t) \approx \frac{U_c}{R_n + R_l}$  за время  $t_n$  изменяется мало.]

В момент времени  $t_1 + t_n$  лампа закрывается и конденсатор вновь подзаряжается до напряжения  $U_c = E$ .

Форма импульса напряжения  $U_n$  на нагрузке  $R_n$  отличается от прямоугольной следующим.

Во-первых, сказывается влияние паразитных емкостей  $C_1$  (паразитная емкость лампы) и  $C_2$  (емкость нагрузки). В исходном состоянии емкость  $C_1$  заряжена до напряжения  $U_{c1} = U_c$ , а на емкости  $C_2$  напряжения нет. Когда лампа открывается, то емкость  $C_1$  должна разрядиться до напряжения  $U_{a.к}$  лампы (обычно  $U_{a.к} \approx 0,1E$ ), а емкость  $C_2$  должна зарядиться до напряжения  $U_n \approx 0,9E$ . Токи разряда  $C_1$  и заряда  $C_2$  протекают через открывшуюся лампу в одном направлении, поэтому действие этих емкостей эквивалентно влиянию суммарной паразитной емкости:

$$C_n = C_1 + C_2,$$

которая препятствует быстрому нарастанию напряжения  $U_n$ . Время нарастания  $t_\phi$  напряжения на нагрузке  $R_n$  (и параллельно включенной емкости  $C_n$ ) определяется по приближенной формуле:

$$t_\phi \approx 2,2\tau_n = 2,2C_n(R_n \parallel R_l),$$

из которой следует, что для уменьшения  $t_{\phi}$  в реальной схеме генератора необходимо обеспечить возможно меньшую величину  $C_{\Pi}$  (практически десятки пикофарад) и брать лампу и ее режим такими, чтобы сопротивление лампы  $R_i$  было как можно меньше.

Во-вторых, в течение длительности  $t_{\Pi}$  импульса величина напряжения  $U_{\Pi}$  на нагрузке будет уменьшаться за счет разряда конденсатора  $C$  (ток разряда уменьшается, хотя и медленно). Относительный спад напряжения

$$\delta = \frac{\Delta U_{\Pi}}{U_{\Pi}} \approx \frac{t_{\Pi}}{\tau_p} \approx \frac{t_{\Pi}}{C R_{\Pi}}.$$

Следовательно, если заданы  $R_{\Pi}$ ,  $t_{\Pi}$  и относительный спад  $\delta$ , то должно выполняться неравенство

$$C \geq \frac{t_{\Pi}}{R_{\Pi} \delta}.$$

В-третьих, когда лампа закрывается, паразитная емкость  $C_1$  заряжается от источника питания  $E$ , а емкость  $C_2$  разряжается через  $R_{\Pi}$  с постоянной времени

$$\tau_p \approx C_2 R_{\Pi},$$

которая определит время среза импульса.

Лампа в схеме рис. 12.41, а работает в тяжелом режиме. В закрытом состоянии на ее аноде действует высокое напряжение (до десятков киловольт). В открытом состоянии лампа должна отдавать в нагрузку ток  $I_{\Pi} = \frac{U_{\Pi}}{R_{\Pi}}$ , достигающий в реальных условиях сотен ампер (для этого часто используется параллельное включение ламп), к которому добавляется ток перезаряда паразитной емкости

$$i_{c.\Pi} = C_{\Pi} \frac{du_{c.\Pi}}{dt} \approx C_{\Pi} \frac{\Delta u_{c.\Pi}}{\Delta t} \approx C_{\Pi} \frac{U_{\Pi}}{t_{\phi}}.$$

Мощность, рассеиваемая на аноде лампы:

$$P_A = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\Pi}} (I_{\Pi} + i_{c.\Pi}) U_{a.k} dt,$$

может достигать значительной величины. Для обеспечения возможно меньших величин  $U_{a.k}$  и  $R_i$  лампа обычно работает со значительным положительным напряжением на сетке (до сотен вольт), что приводит к увеличению мощности, рассеиваемой на управляющей сетке:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\Pi}} i_{сет}(t) u_{c.k}(t) dt.$$

Источник входного сигнала  $u_{вх}$  должен иметь мощность, необходимую для питания сеточной цепи лампы. Во многих случаях в качестве такого источника можно применять блокинг-генератор.

Теперь рассмотрим схему генератора с накопителем энергии на тиратроне (рис. 12.42, а).

В исходном состоянии тиратрон  $T$  закрыт и через дроссель  $L_{др}$  происходит колебательный заряд (см. кривую 1 на рис. 12.42, б) распределенной емкости  $C_x = nC_0$  искусственной длинной линии (состоящей из  $n$  ячеек и разомкнутой на конце). За счет выключения диода  $D$  в момент времени  $t_1$  колебательный разряд прерывается и поэтому на линии возникает постоянное напряжение  $E_{л} \approx 2E$  (кривая 2), почти вдвое превышающее напряжение  $E$  питания схемы.

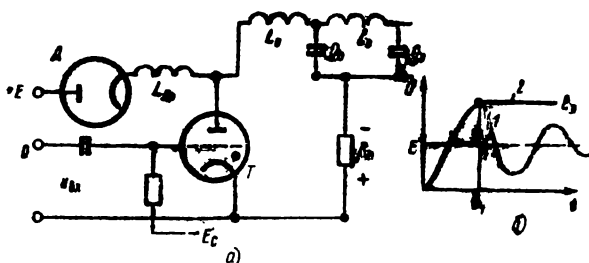


Рис. 12.42. Генератор с накопителем энергии на тиратроне (а) и временная диаграмма напряжения (б)

После подачи входного положительного импульса тиратрон открывается и через его малое сопротивление  $R_i$  замыкается цепь разряда емкости  $C_x$  на нагрузку  $R_n$ .

Если волновое сопротивление линии  $R_{л}$  выбрано таким, что

$$R_{л} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = R_n + R_i \approx R_n,$$

то на нагрузке возникнет импульс напряжения с амплитудой

$$U_n = \frac{E_{л}}{2} \approx E$$

и длительностью этого импульса (примерно прямоугольной формы), определяемой временем  $t_p$  полного разряда линии:

$$t_u = t_p = 2n \sqrt{L_0 C_0}.$$

Затем разряд в тиратроне гаснет и схема вернется в исходное состояние, когда линия опять зарядится, и т. д. И в этой схеме генератора для уменьшения длительности фронтов импульса необходимо принимать меры по уменьшению паразитной емкости  $C_n$ .

В этой схеме, иногда называемой линейным модулятором, применяются водородные тиратроны, выдерживающие без пробоя значительные напряжения (до десятков киловольт) и имеющие малое

время ионизации (десятые доли микросекунд) и деионизации (единицы микросекунд) разряда, а также большие рабочие токи (десятки и сотни ампер).

Источник входного сигнала должен иметь мощность и амплитуду, достаточные для поджигания разряда в тиратроне.

Сопоставляя рассмотренные схемы генераторов, видим следующее:

1. Ламповый генератор позволяет регулировать длительность мощного импульса  $U_n$  изменением времени открытого состояния лампы. Большие значения допустимых анодных напряжений закрытой лампы дают возможность получить на нагрузке импульсы значительной амплитуды, не прибегая к использованию импульсных трансформаторов. Недостатком лампового генератора является большое падение напряжения на лампе в рабочем режиме (единицы киловольт).

2. В генераторе на тиратроне падение напряжения на разрядном устройстве в рабочем режиме мало (сотни вольт) и длительность импульса не зависит от параметров пускового сигнала  $u_{пх}$ .

Однако в этой схеме невозможна плавная и быстрая регулировка длительности импульса, что делает ее непригодной для питания устройств, работающих в режиме кодовой импульсной модуляции. Меньшее, чем у ламп, допустимое значение напряжения на аноде тиратрона требует подключения нагрузки через повышающий импульсный трансформатор, что усложняет реальную конструкцию такого генератора.

## ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

### НЕКОТОРЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ СХЕМЫ С ПИТАНИЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

---

#### § 13.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ УСТРОЙСТВ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

При питании транзисторного каскада переменным током в схеме в качестве нагрузочного элемента можно использовать конденсатор. Это позволяет создавать устройства, потребляющие незначительную энергию от источника питания, так как в таких схемах косинус угла сдвига фаз между током и напряжением питания ( $\cos \varphi$ ) получается близким к нулю.

Опытом доказано, что конденсатор выходит из строя, или, как принято говорить, отказывает значительно реже, чем резистор. Поэтому схемы на транзисторах с емкостной нагрузкой в управляемой цепи с питанием переменным напряжением более надежны, чем схемы с активной нагрузкой, питаемые от источников постоянного напряжения.

Основным элементом импульсных устройств, питаемых от источников постоянного и переменного напряжений, является бесконтактный ключ, т. е. устройство для коммутации электрической цепи. В качестве такого ключа может быть использован, например, управляемый электронный прибор, работающий по принципу «открыт — закрыт» (такой режим обычно называют ключевым), или сочетание нескольких приборов. Применение электронных ключей позволяет создавать большое количество самых разнообразных импульсных схем.

Рассмотрим принцип работы устройств с емкостной нагрузкой при питании от источника переменного напряжения.

Коммутацию цепи переменного тока можно рассматривать как процесс скачкообразного изменения одного или нескольких параметров управляемого сигнала при воздействии на него управляющего сигнала.

В отличие от импульсных схем с питанием от источника постоянного тока, где процесс коммутации ограничивается только изменением уровня сигнала, в цепях переменного тока возможны различные виды коммутации, соответствующие трем основным параметрам сигнала: амплитуде, частоте, фазе. На практике наиболее

широко применяются схемы, использующие коммутацию, связанную с изменением амплитуды сигнала.

Управление работой бесконтактного ключа может осуществляться постоянным и переменным током. В последнем случае такой ключ способен коммутировать и отдельные (для полуволн разной полярности) и общую цепи.

Выходные напряжения таких ключей могут иметь различную форму. Вентили и фильтры позволяют преобразовывать эти напряжения в перепады постоянного напряжения и отделять полезные сигналы от помех. Для иллюстрации сказанного рассмотрим простейший ключ с раздельно коммутируемыми цепями для полуволн разной полярности, схема которого приведена на рис. 13.1, а. Ключ состоит из параллельно включенных вентиляльных элементов, в данном случае диодов  $D_1$  и  $D_2$ , коммутируемых с помощью входного сигнала  $U$  на контакты  $K_1$  и  $K_2$ . Этот ключ последовательно с нагрузкой в виде конденсатора питается напряжением  $U_{\text{пит}}$ . Цепь 2—1—0 является выходной. Принцип действия схемы основан на том, что при замыкании одного из контактов  $K_1$  или  $K_2$  создается цепь заряда или разряда конденсатора. После того как конденсатор зарядился или разрядился (в зависимости от полярности диода в этой цепи), ток в выходной цепи прекращается, так как соответствующий диод закрывается. Возобновление тока через конденсатор возможно лишь после замыкания другого контакта.

В общем случае схема ключа может содержать не только пассивные (диоды), но и активные элементы (триоды).

На рис. 13.1, б—д показаны временные диаграммы выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ , соответствующие четырем возможным состояниям контактов  $K_1$  и  $K_2$  при питании ключа напряжением синусоидальной формы.

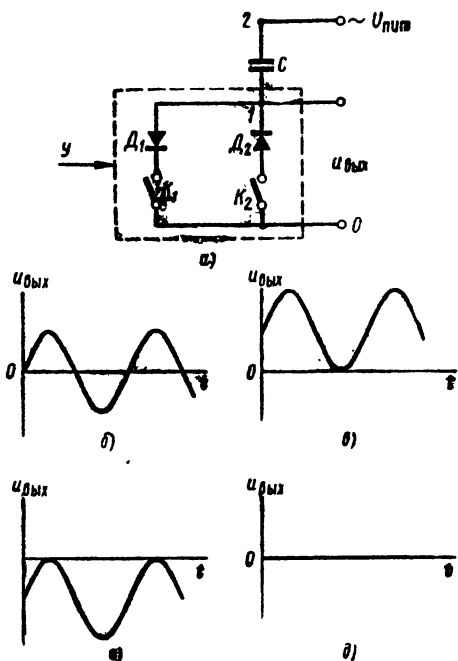


Рис. 13.1. Простейший ключ и кривые изменения его выходного напряжения во времени:

а — схема с четырьмя возможными состояниями контактов  $K_1$  и  $K_2$ ; б —  $K_1$  и  $K_2$  разомкнуты; в —  $K_1$  разомкнут,  $K_2$  замкнут; г —  $K_1$  замкнут,  $K_2$  разомкнут; д —  $K_1$  и  $K_2$  замкнуты

На этих рисунках, кроме рис. 13.1, *д*, изменение состояний  $K_1$  и  $K_2$  в стационарном режиме приводит к изменению величины постоянной составляющей  $U_{\text{вых}}$ . При этом ток через конденсатор  $C$  отсутствует и только при замыкании обоих контактов создаются условия для прохождения через него переменного тока. В этом случае напряжение на выходе ключа падает практически до нуля, так как внутренние сопротивления проводящих диодов можно считать значительно меньшими, чем  $R_{\text{вн}}$  источника питания. Таким образом, возможность нахождения схемы в одном из двух состояний (наличие или отсутствие тока в выходной цепи или напряжения на выходе) определяет ее ключевые свойства, поэтому схему рис. 13.1, *а* можно применять как самостоятельный элемент электрической цепи. Наличие нагрузки между точками 1—0 не меняет работы схемы рис. 13.1, *а*.

Далее рассмотрены некоторые схемы с использованием этого элемента.

### § 13.2. ИНВЕРТОР И ПОВТОРИТЕЛЬ С ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ

Различные варианты соединения ключа с внешней нагрузкой дают возможность создавать схемы, аналогичные усилителю-инвертору и катодному или эмиттерному повторителю, питающимся от источников постоянного тока.

При подсоединении внешней нагрузки параллельно ключу переменного тока получим схему инвертора (рис. 13.2, *а*). В этом случае, если выходным сигналом схемы считать постоянную составляющую между точками 1—0, то этот сигнал будет инверсным по отношению к сигналу постоянного тока на входе.

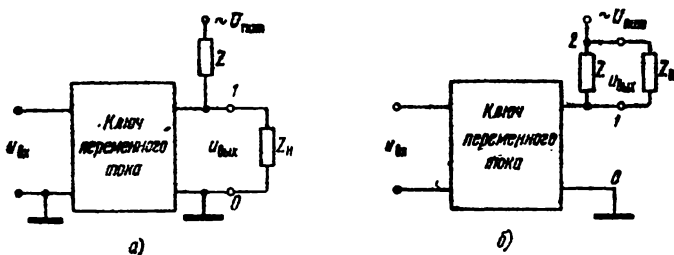


Рис. 13.2. Структурные схемы инвертора и повторителя, питающихся переменным током:

*а* — инвертор; *б* — повторитель

Если внешнюю нагрузку  $Z_{\text{н}}$  включить параллельно нагрузке ключа  $Z$  (рис. 13.2, *б*), то получится схема повторителя.

Поясним работу инвертора на конкретной электрической схеме (рис. 13.3, *а*). В начальном состоянии транзистор  $T$ , выполняющий роль контакта  $K_2$ , находится в закрытом состоянии. Ток в выходной

цепи схемы после заряда  $C_1$  через диод  $D_1$  прекратится и потенциал на выходе схемы будет меняться, как показано на рис. 13.1, г. Таким образом, на выходе схемы будет присутствовать постоянная составляющая отрицательного знака.

Если на вход подать отрицательный сигнал, то транзистор  $T$  откроется. Вследствие его низкого выходного сопротивления в режиме насыщения выходное напряжение станет близким к нулю, т. е. появится выходной сигнал с положительным знаком (постоянная составляющая на выходе изменится от отрицательной величины до нуля).

Рассмотрим теперь работу схемы повторителя, которая отличается от схемы инвертора только способом подключения внешней нагрузки (рис. 13.3, б).

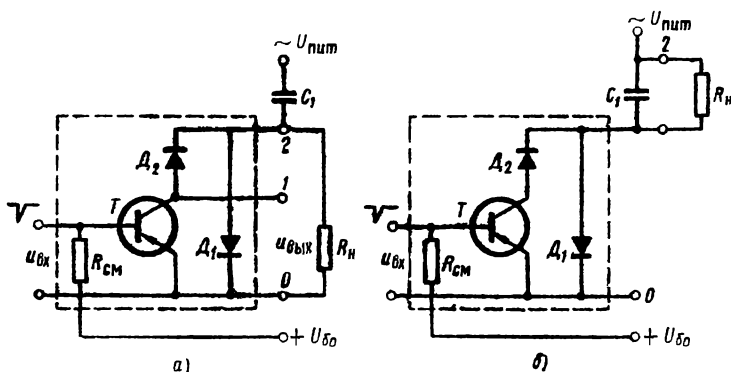


Рис. 13.3. Электрические схемы инвертора и повторителя с емкостными нагрузками:

а — инвертор; б — повторитель

В случае подачи на вход схемы положительного перепада напряжения транзистор закрывается и на выходе схемы (точки 1—0) появляется положительная постоянная составляющая напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$ , приблизительно равная амплитуде полуволны  $U_{\text{ПИТ}}$ .

Если же на вход подать отрицательный потенциал, то транзистор откроется. При этом напряжение на внешней нагрузке будет равным напряжению питания схемы.

Следовательно, *ключевые устройства, питаемые переменным током, могут управляться сигналами устройств постоянного тока и давать на выходе постоянные составляющие напряжений, которые можно использовать для управления схемами и элементами, работающими на постоянном токе, т. е. в различных схемных решениях возможен синтез схем, питающихся от источников постоянного или переменного тока.*

В рассмотренных схемах транзисторных ключей с емкостной нагрузкой (см. рис. 13.3, а, б) диоды  $D_1$ , подключенные параллельно



транзисторам, служат для защиты этих транзисторов от токов обратной полярности. Роль диодов  $D_2$  в принципе могут выполнять коллекторно-базовые переходы транзисторов. Это возможно при построении ключей, соединенных по схеме с общей базой (рис. 13.4).

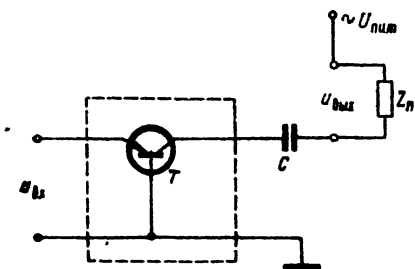


Рис. 13.4. Транзисторный ключ с емкостной нагрузкой, соединенный по схеме с общей базой

Эта схема работает следующим образом.

Если подать входное напряжение  $u_{вх}$  так, что транзистор  $T$  закроется, то ток в нагрузке  $Z_n$  будет отсутствовать. При отпирающем входном сигнале вследствие насыщения транзистора через нагрузку потечет ток. Переход база — коллектор в данном случае замыкает цепь тока обратной для транзистора полярности.

Как уже указывалось, с помощью простейших ключей можно создать большое число разнообразных импульсных устройств. Рассмотрим некоторые из них.

### § 13.3. СИНХРОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ УСТРОЙСТВАМИ С ЕМКОСТНЫМИ НАГРУЗКАМИ

Транзисторные каскады с емкостными нагрузками, питаемые переменным напряжением, позволяют создавать различные импульсные устройства с синхронным управлением.

Принцип синхронного управления состоит в использовании переменных напряжений одной и той же частоты как для питания схемы, так и в качестве входного управляющего сигнала. Схема синхронного инвертора (рис. 13.5) работает следующим образом.

В исходном состоянии транзистор  $T$  закрыт положительным смещением, создаваемым источником  $U_{б0}$ . Поэтому начальный заряд конденсатора возможен только через входное сопротивление последующего каскада  $R_n$  и диод  $D_3$ .

Следовательно, конденсатор заряжается в том случае, когда потенциал точки  $A$  относительно общей шины положителен, т. е. когда действует положительная полуволна питающего напряжения  $U_{пит}$ .

Когда потенциал точки  $A$  будет отрицательным (при отрицательной полуволне  $U_{пит}$ ), конденсатор разряжается через обратное

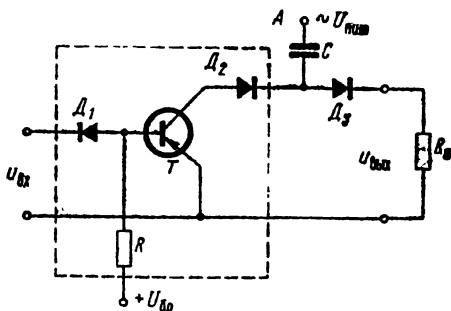


Рис. 13.5. Синхронный инвертор

сопротивление диода  $D_3$  и  $R_n$ , а также обратным коллекторным током закрытого транзистора. В следующую, положительную, полуволну  $U_{\text{пит}}$  конденсатор будет подзаряжаться через  $D_3$  и  $R_n$  до значения, близкого к величине амплитуды напряжения питания.

Таким образом, при отсутствии входного сигнала в установившемся режиме схемы в нагрузке протекает небольшой ток подзаряда конденсатора, практически являющийся током помехи.

Подадим на вход схемы, синхронно с отрицательной полуволной  $U_{\text{пит}}$ , отрицательный сигнал, достаточный для насыщения транзистора  $T$ . В этом случае конденсатор при отрицательной полуволне питающего напряжения будет перезаряжаться, так что на его нижней обкладке возникнет положительный потенциал относительно верхней обкладки. При этом ток в нагрузке практически не изменится.

В следующую положительную полуволну питающего напряжения емкость начнет вновь перезаряжаться через диод  $D_3$  и сопротивление  $R_n$ . При этом через нагрузку будет протекать большой ток перезаряда, значительно превышающий ток помехи.

Таким образом, в данной схеме при подаче на вход отрицательной полуволны напряжения на выходе с задержкой на полпериода питающего напряжения появится положительное напряжение.

Один из важнейших показателей работы данной схемы — отношение уровня выходного сигнала к уровню помехи.

Будем считать, что питающее напряжение имеет прямоугольную форму. Причем  $t_{\text{имп}} = t_{\text{паузы}}$ . Тогда разряд конденсатора будет происходить за время  $t_{\text{разр}} = T/2$ , где  $T$  — период колебаний напряжения питания.

Изменение заряда на обкладках конденсатора определяется выражением

$$\Delta Q_{\text{разр}} = (I_{\text{к0}} + I_{\text{д0}}) \frac{T}{2}, \quad (13.1)$$

или

$$\Delta Q_{\text{разр}} = (I_{\text{к0}} + I_{\text{д0}}) \frac{1}{2f}, \quad (13.2)$$

где  $I_{\text{к0}}$  — тепловой коллекторный ток закрытого транзистора;  $I_{\text{д0}}$  — обратный ток диода  $D_3$ ;  $f$  — частота колебаний питающего напряжения, а изменение напряжения на конденсаторе

$$\Delta U_{C \text{ разр}} = \frac{\Delta Q_{\text{разр}}}{C} = \frac{I_{\text{к0}} + I_{\text{д0}}}{C} \frac{1}{2f}. \quad (13.3)$$

Следовательно,  $\Delta U_{C \text{ разр}}$  представляет собой величину, на которую уменьшится напряжение на конденсаторе  $C$  вследствие его разряда через обратное сопротивление диода  $D_3$  и коллекторный переход транзистора  $T$ .

Если постоянная времени заряда конденсатора

$$\tau = CR_n < 3 \frac{T}{2},$$

то

$$\Delta U_{C\text{зар}} = \Delta U_{C\text{зар}} = \Delta U_C, \quad (13.4)$$

где  $\Delta U_{C\text{зар}}$  — величина напряжения, на которую подзарядится конденсатор при положительной полуволне питающего напряжения.

Тогда ток заряда в цепи диода  $D_3$  и  $R_n$ , являющийся током помехи ( $I_{\text{пом}}$ ), определится как

$$I_{\text{пом}} = \frac{\Delta U_C e^{-t/\tau}}{R_n}. \quad (13.5)$$

Из формул (13.3) и (13.5) находим ток помехи

$$I_{\text{пом}} = \frac{(I_{\text{к0}} + I_{\text{д0}}) e^{-t/R_n C}}{2fCR_n}. \quad (13.6)$$

Теперь определим рабочий импульс тока, который появляется на выходе через  $T/2$  после подачи входного отрицательного сигнала.

Как известно, при этом происходит перезаряд конденсатора, т. е. изменение напряжения на его обкладках:

$$\Delta U_{C\text{раб}} = 2U_{\text{пит}}, \quad (13.7)$$

где  $\Delta U_{C\text{раб}}$  — изменение напряжения на обкладках конденсатора во время его рабочей перезарядки;  $U_{\text{пит}}$  — амплитуда питающего напряжения.

Ток перезаряда  $C$  в цепи  $D_3$  и  $R_n$  определится аналогично выражению (13.5):

$$I_{\text{раб}} = \frac{2U_{\text{пит}} e^{-t/CR_n}}{R_n}. \quad (13.8)$$

Из выражения (13.6) и (13.8) можно определить отношение величины сигнала к величине помехи на выходе схемы:

$$\frac{U_{\text{сигн}}}{U_{\text{пом}}} = \frac{2U_{\text{пит}} e^{-t/CR_n}}{R_n} : \frac{(I_{\text{к0}} + I_{\text{д0}}) e^{-t/R_n C}}{2fCR_n}. \quad (13.9)$$

И окончательно

$$\frac{U_{\text{сигн}}}{U_{\text{пом}}} = \frac{4UfC}{I_{\text{к0}} + I_{\text{д0}}}. \quad (13.10)$$

Из этого выражения видно, что для увеличения отношения амплитуды сигнала к амплитуде помехи следует применять транзисторы и диоды с малыми обратными токами.

Появление выходного сигнала в данной схеме строго синхронно с положительной полуволной питающего напряжения, что является важной особенностью синхронного элемента. Это явление можно использовать в различных временных системах, к которым предъявляется требование синхронной работы.

#### § 13.4. СХЕМЫ СИНХРОННО УПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

В некоторых областях техники при построении электронных систем широко применяют схемы, на выходе которых появляется сигнал либо при появлении входных сигналов на всех входах, либо при наличии хотя бы одного входного сигнала.

Такие устройства называются элементами «И» или «ИЛИ».

Схемы этих элементов с емкостной нагрузкой строятся аналогично соответствующим элементам, питающимся от источника постоянного тока.

На рис. 13.6 приведена схема элемента «И».

В установившемся режиме оба транзистора закрыты: конденсатор заряжен, причем нижняя обкладка имеет отрицательный заряд, а верхняя — положительный. При отрицательной полуволне конденсатор незначительно разряжается обратным током диода  $D_2$  и тепловым коллекторным током транзистора  $T_1$ , а при положительной вновь подзарядается до напряжения, близкого к напряжению питания. Для того чтобы через нагрузку  $R_n$  начал протекать значительный ток, т. е. на выходе схемы появился сигнал, необходимо анод диода  $D_1$  соединить с нулевой шиной. Для этого на оба входа нужно подать отрицательные напряжения и открыть транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ .

Тогда при отрицательной полуволне напряжения питания  $U_{пит}$  конденсатор  $C$  перезарядится (разрядится) и снова зарядится, но с другой полярностью на обкладках через диод  $D_1$  и транзисторы.

В следующий цикл, при положительной полуволне  $U_{пит}$ , конденсатор снова перезарядится через диод  $D_2$  и  $R_n$ .

Следовательно, при подаче на оба входа отрицательных сигналов на выходе схемы сигнал появится синхронно с отрицательной полуволной питания, но с задержкой на полпериода.

Из рис. 13.6 видно, что при подаче только одного из входных сигналов на выходе сигнал будет отсутствовать.

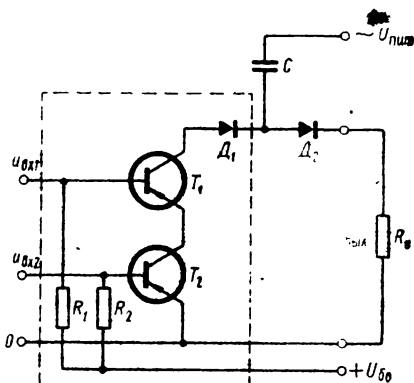


Рис. 13.6. \*Элемент «И»

Схема элемента «ИЛИ» с емкостной нагрузкой приведена на рис. 13.7.

В исходном состоянии оба транзистора закрыты. Аналогично с рассмотренными ранее синхронными схемами через  $R_H$  при отрицательной полуволне  $U_{пит}$  течет обратный ток диода  $D_3$ , а при положительной — ток заряда конденсатора.

Достаточно хотя бы на один из двух входов схемы рис. 13.7 подать отрицательный сигнал синхронно с отрицательной полуволной  $U_{пит}$ , чтобы через соответствующий открытый транзистор при отрицательной полуволне питающего напряжения  $U_{пит}$  конденса-

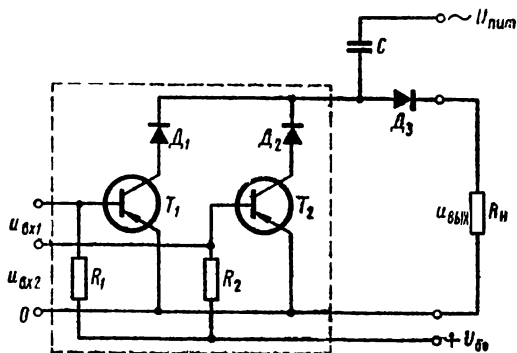


Рис. 13.7. Элемент «ИЛИ»

тор  $C$  начал перезаряжаться. Тогда в последующий положительный полупериод  $U_{пит}$  через диод  $D_3$  и  $R_H$  будет течь относительно большой ток повторного перезаряда конденсатора. Таким образом, чтобы в схеме рис. 13.7 появилось выходное напряжение, достаточно на любой ее вход подать отрицательный сигнал. Как и во всех рассмотренных синхронных элементах, на

выходе элемента «ИЛИ» сигнал появится со сдвигом по времени на полпериода питающего напряжения относительно входного сигнала. При этом существенно то, что он появляется синхронно с положительной полуволной.

В данной схеме разряд конденсатора происходит под действием обратных токов диода  $D_3$  и транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ .

Как следует из формулы (13.10), при увеличении числа транзисторов будет увеличиваться ток помехи на выходе схемы. Поэтому число входов рассмотренной схемы элемента «ИЛИ» ограничивается требуемым отношением амплитуды сигнала к амплитуде помехи.

Значительный интерес представляет линия задержки сигнала, составленная из последовательно соединенных синхронных инверторов, построенных на транзисторах с различными типами проводимостей (рис. 13.8).

При подаче напряжения питания и напряжений смещения все транзисторы запираются, а конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  и  $C_4$  заряжаются соответственно через диоды  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $D_6$ ,  $D_8$  и резисторы  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_H$ .

Полярность напряжений на обкладках конденсаторов показана на рис. 13.8.

При подаче на вход этой схемы отрицательного сигнала синхронно с отрицательной полуволной питающего напряжения  $U_{пит}$  транзистор  $T_1$  открывается, конденсатор  $C_1$  перезаряжается через диод  $D_1$  и транзистор  $T_1$ . Во время действия следующей положительной полуволны  $U_{пит}$  конденсатор  $C_1$  вновь перезаряжается через диод  $D_2$  и резистор  $R_2$ , параллельно которому включен переход база — эмиттер транзистора  $T_2$ . При этом на базе транзистора  $T_2$  возникает сигнал, который открывает его. Конденсатор  $C_2$  при этом перезаряжается через диод  $D_3$  и транзистор  $T_2$ .

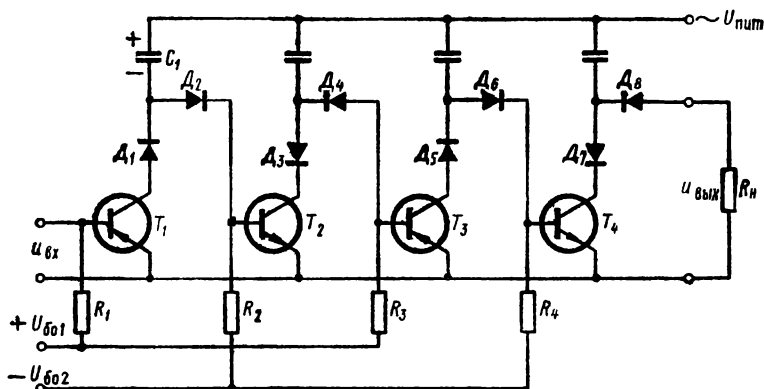


Рис. 13.8. Синхронная линия задержки

Во время следующего отрицательного полупериода питающего напряжения конденсатор  $C_2$  перезаряжается через  $D_4$ ,  $R_3$  и входное сопротивление триода  $T_3$ . В результате  $T_3$  открывается, что приводит к аналогичным процессам в конденсаторе  $C_3$ , и т. д.

Из сказанного следует, что входной сигнал появляется на выходе каскада последовательно синхронно с питающим напряжением, что приводит к задержке импульса на  $R_n$  относительно входного сигнала на два периода колебаний питающего напряжения. Аналогично можно построить линию с большим числом каскадов.

Общее время задержки выходного импульса

$$T_{зд} = T_{пит} \frac{m}{2},$$

где  $T_{пит}$  — период колебаний питающего напряжения;  $m$  — число каскадов в линии задержки.

Для описываемой схемы характерно отсутствие влияния нестациональности параметров, применяемых в схеме элементов на время задержки сигнала. Кроме того, при большом числе ячеек в линии отсутствует затухание сигнала в связи с полным его восстановлением в каждой ячейке.

Описываемая линия задержки может использоваться и как распределитель, в котором сигнал по цепи каскадов будет продвигаться

синхронно с частотой колебаний питающего напряжения, а входные импульсы снимаются с коллекторов транзисторов.

Из сказанного следует, что важнейшим параметром, определяющим качество работы синхронных устройств, является стабильность частоты питающего напряжения.

### § 13.5. ПОЛУВИБРАТОРЫ С ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрим принципы построения схем полувибраторов с емкостной нагрузкой, питаемых от источника переменного напряжения. Они также создаются на основе ключевых каскадов переменного тока.

Наличие выходного сигнала в виде переменного напряжения позволяет построить схемы несимметричных полувибраторов с двумя или одним активным элементом. Структурные схемы таких устройств приведены на рис. 13.9, а, б.

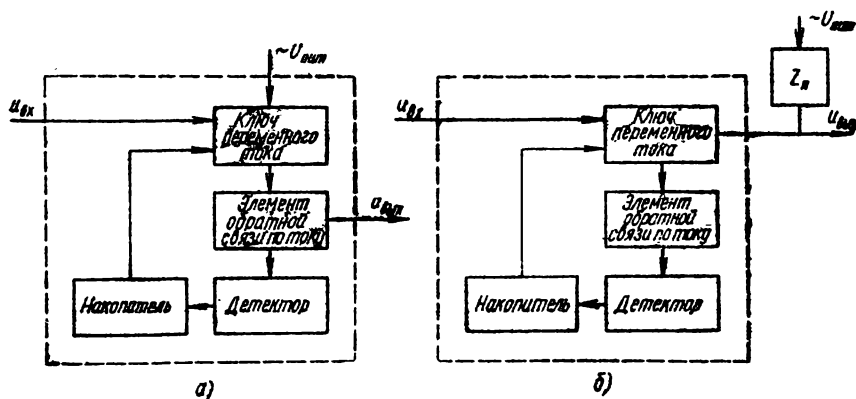


Рис. 13.9 Варианты структурных схем несимметричных полувибраторов, питающихся переменным напряжением

В схеме на рис. 13.9, а в исходном состоянии ключ переменного тока закрыт и на выходе сигнал отсутствует. При воздействии отпирающего входного сигнала ключ открывается и переменное напряжение питания оказывается приложенным к нагрузке. В полувибраторах этого типа для получения сигнала обратной связи по току используется падение напряжения на элементе обратной связи, соединенном последовательно с ключом. Это напряжение преобразуется в сигнал постоянного тока после прохождения через детектор. При этом характер обратной связи обуславливается направлением включения вентиля детектора. Сигнал обратной связи, подаваемый на вход ключа, поддерживает его в открытом состоянии. Наличие накопителя обеспечивает устойчивость работы схемы и предотвращает переключение ее под действием флюктуационных помех. Для запирания схемы достаточно закрыть ключ на время,

необходимое для предотвращения в цепи обратной связи процесса, который может привести к открыванию ключа.

Другая разновидность структурной схемы несимметричного полувибратора на одном транзисторе (рис. 13.9, б) отличается тем, что сигнал обратной связи снимается непосредственно с ключа.

Полярность вентиля в цепи обратной связи этой схемы такова, что появление в ней сигнала приводит к запертию ключа, т. е. обратная связь также является положительной.

Сочетание различных типов ключей с разными способами осуществления обратной связи и типами накопителей позволяет создать схемы полувибраторов по каждой из приведенных структурных схем.

Рассмотрим электрические схемы полувибраторов, построенные соответственно структурным схемам, приведенным на рис. 13.10, а, б.

На рис. 13.10, а представлена электрическая схема однотранзисторного полувибратора переменного тока.

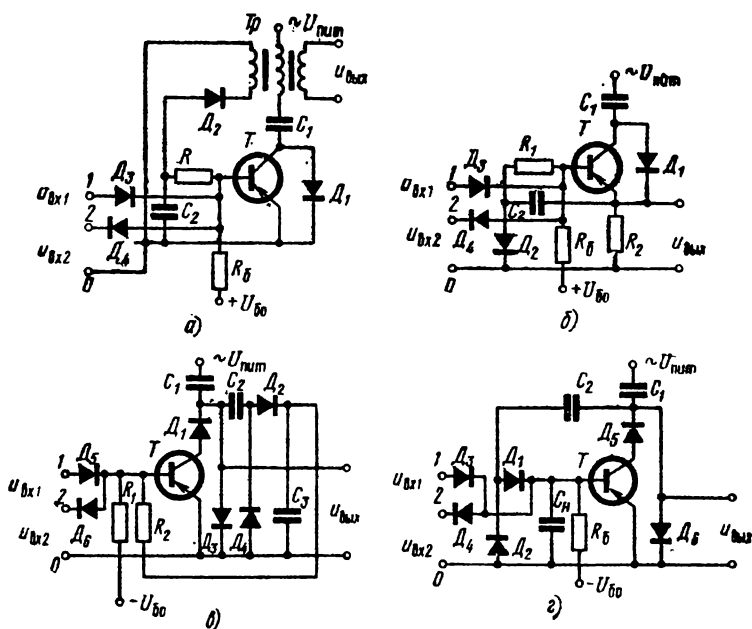


Рис. 13.10. Варианты однотранзисторных полувибраторов с емкостными нагрузками

В этой схеме цепь обратной связи состоит из трансформатора, обеспечивающего передачу сигнала из выходной цепи ключа в его входную цепь без гальванической связи между ними.

В исходном состоянии транзистор закрыт положительным смещением базы  $U_{60}$ .



При подаче отрицательного импульса на вход 2 через диод  $D_4$  транзистор открывается. Вентиль  $D_2$  и накопительный конденсатор  $C_2$  обеспечивают на входе ключа отпирающий сигнал постоянного тока, в результате чего «запоминается» открытое состояние транзистора. С подачей на вход 1 через диод  $D_3$  положительного импульса схема переводится в исходное состояние.

Отличительной особенностью схемы полувибратора, приведенной на рис. 13.10, б, является то, что в ней сигнал обратной связи снимается с резистора нагрузки  $R_2$ . Несмотря на то что он включен в эмиттерную цепь транзистора, обратная связь в данной схеме является положительной.

При подаче управляющих импульсов на базу транзистора схема работает как эмиттерный повторитель.

На рис. 13.10, в дана схема однотранзисторного полувибратора третьего типа.

В этой схеме транзистор имеет постоянное отпирающее смещение. Запирание транзистора с помощью внешнего управляющего сигнала приводит к появлению в цепи обратной связи переменного напряжения, которое выпрямляется диодами  $D_4$ ,  $D_5$ , накапливается с помощью конденсатора  $C_3$  и, действуя на входе транзистора через резистор  $R_2$ , удерживает его в запертом состоянии. Особенностью данной схемы является то, что в ней цепь обратной связи выполняет роль пассивного инвертора.

Другой вариант полувибратора такого же типа представлен на рис. 13.10, г.

При подаче напряжений питания транзистор открыт благодаря наличию отрицательного напряжения смещения ( $-U_{60}$ ).

Конденсатор  $C_1$  непрерывно перезаряжается с каждой полуволной  $U_{пит}$ . Величина электрического заряда на конденсаторе  $C_н$  обусловлена величиной напряжения смещения  $U_{60}$ . При этом на выходе схемы сигнала нет.

При подаче положительного импульса на вход 1 через диод  $D_3$  транзистор закрывается. На выходе схемы появится пульсирующее напряжение. Через конденсатор  $C_2$  и диод  $D_1$  потечет ток, который зарядит конденсатор  $C_н$  таким образом, что к базе транзистора будет приложен положительный потенциал, удерживающий его в закрытом состоянии. Напряжение на конденсаторе  $C_н$  получается пульсирующим, так как он разряжается при отрицательной полуволне питающего напряжения  $U_{пит}$  через резистор  $R_6$  и закрытый транзистор. При этом минимальное остаточное напряжение на конденсаторе  $C_н$  должно быть достаточным для надежного запираения транзистора, что необходимо учитывать при расчете полувибратора и выборе величины емкости конденсатора  $C_н$ . Величина  $C_н$  определяется требованиями быстродействия схемы, так как длительность поданного на вход полувибратора отпирающего импульса должна обеспечивать полный разряд конденсатора  $C_н$ . Это необходимо для обеспечения надежного отпираания триода после окончания действия входного сигнала.

Заметим, что диод  $D_6$  необходим при использовании в схеме дрейфовых транзисторов, у которых коэффициент усиления по току в прямом направлении значительно больше, чем в обратном.

При использовании сплавных транзисторов, у которых эти коэффициенты приблизительно равны, диод  $D_6$  можно исключить.

Двухтранзисторные схемы полувибраторов с питанием от источника переменного напряжения, так же как и симметричные полувибраторы с питанием постоянным напряжением, представляют собой двойные инверторы с внутренними обратными связями.

Несмотря на существенные различия в режимах работы, характере связей и т. д., обусловленные способами питания, с точки зрения функциональной зависимости структура симметричного полувибратора переменного тока аналогична структуре полувибратора на постоянном токе. Это позволяет для расчета полувибратора переменного тока использовать методику расчета полувибраторов, питаемых постоянным током.

Такой подход позволяет упростить ряд соотношений, хотя и не является достаточно строгим. В частности, предполагается, что начальный режим работы транзистора в полувибраторе с питанием переменным током существенно не отличается от соответствующего режима при питании схемы постоянным током.

Для относительно невысоких частот при проектировании полувибраторов переменного тока можно пользоваться с учетом указанных особенностей их работы методикой расчета схем, питаемых постоянным током.

Схема симметричного двухтранзисторного полувибратора приведена на рис. 13.11. При соответствующем выборе параметров деталей благодаря наличию положительных обратных связей через  $R_{C1}$  и  $R_{C2}$  в установившемся режиме транзисторы могут находиться только в противоположных состояниях (если один из них открыт, то второй закрыт, и наоборот).

Предположим, в исходном состоянии транзистор  $T_1$  находится в режиме отсечки, а  $T_2$  — насыщения. При этом конденсатор  $C_{K1}$  заряжается через диод  $D_2$  так, что верхняя обкладка (рис. 13.11)

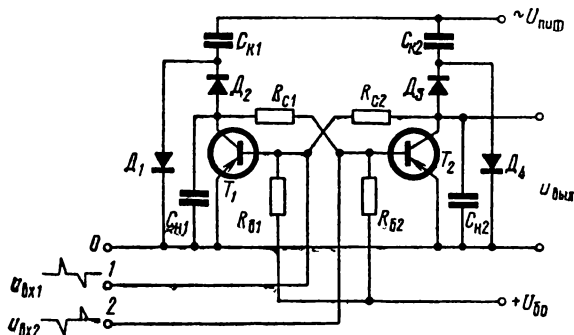


Рис. 13.11. Симметричный полувибратор с емкостными нагрузками

имеет отрицательный заряд и через резистор  $R_{c1}$  поддерживает транзистор  $T_2$  в открытом состоянии.

Если подать на вход  $I$  отрицательный импульс, то транзистор  $T_1$  открывается и потенциал его коллектора начинает уменьшаться (становится близким к нулю). В результате этого база транзистора  $T_2$  получает положительное смещение относительно его эмиттера, что приводит к запирающему этому транзистору. Тогда потенциал коллектора  $T_2$  становится отрицательным, что вызывает еще большее отпирание  $T_1$ , т. е. процесс перехода полувибратора из одного состояния в другое в схемах с питанием переменным напряжением, как и в схемах на постоянном токе, является регенеративным и происходит скачком.

После окончания этого скачка транзистор  $T_2$  переходит в режим отсечки, а  $T_1$  — насыщения. При этом накопительный конденсатор  $C_{к2}$  заряжается через диод  $D_3$  так, что обеспечивается надежное отпирание  $T_1$  в течение полного периода колебаний питающего напряжения.

Благодаря тому, что напряжение питания данных схем является переменным, установкой в коллекторные цепи транзисторов трансформаторов можно получить гальванически развязанные выходы. Это имеет большое значение при использовании таких устройств, например, в коммутационных цепях измерительной аппаратуры.

Следовательно, все рассмотренные в этой главе устройства экономичны, надежны, выделяют очень мало тепла и поэтому особенно удобны для использования в микросхемных вариантах.

## ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

### СХЕМЫ С ЭЛЕКТРОСВЕТОВЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПРИБОРАМИ

---

#### § 14.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Электросветовыми электронными приборами называются такие приборы, которые преобразуют электрические сигналы низкой (в том числе нулевой) или высокой частоты в когерентное или некогерентное излучение видимой и прилежащих к ней областей электромагнитного спектра, т. е. в световые сигналы или сигналы лучистой энергии.

К электросветовым приборам относятся электроннолучевые трубки (осциллографические, приемные телевизионные — кинескопы, радиолокационные индикаторы), электронносветовые индикаторы, лазеры и мазеры, а также все источники света (осветительные и индикаторные лампы).

В этой главе будут рассмотрены схемы включения и применение только наиболее распространенных электросветовых приборов, изучаемых в основных курсах специальности «Электронные приборы».

#### § 14.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВЫХ ТРУБОК С ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ

Из всех электросветовых приборов, рассматриваемых в этой главе, наиболее распространены осциллографические электроннолучевые трубки (ЭЛТ).

В осциллографических ЭЛТ используется, как правило, электростатическое управление электронным лучом. Электростатическое отклонение луча обеспечивает практическую безынерционность работы (вплоть до диапазона сверхвысоких частот), а следовательно, широкополосность отклоняющих систем таких ЭЛТ. При этом способе управления входное сопротивление отклоняющей системы весьма велико и отбора тока (мощности) от источника сигнала почти нет. Использование электростатической фокусировки электронного луча также не требует сколь-нибудь значительного расхода мощности. Эти свойства и обеспечили широкое применение осциллографических ЭЛТ.

Типовая схема включения современной ЭЛТ с электростатическим управлением приведена на рис. 14.1.

Катод  $K$ , модулятор  $M$ , ускоряющий электрод  $УЭ$ , первый  $A_1$  и второй  $A_2$  аноды, образующие электронный прожектор (пушку) ЭЛТ, подключены к делителю  $R_1—R_4$ , на который от источника питания подается выпрямленное напряжение  $U$ .

На модулятор подается отрицательное (относительно катода) напряжение порядка десятков вольт, первый анод имеет положительный потенциал в десятки — сотни вольт, на соединенные вместе

ускоряющий электрод и второй анод подается положительное напряжение порядка сотен вольт — единиц киловольт (в зависимости от типа трубки).

Регулировка яркости свечения экрана Э осуществляется изменением потенциала модулятора. В схеме рис. 14.1 перемещением движка потенциометра  $R_1$  производится плавная (статическая) регулировка, если же на

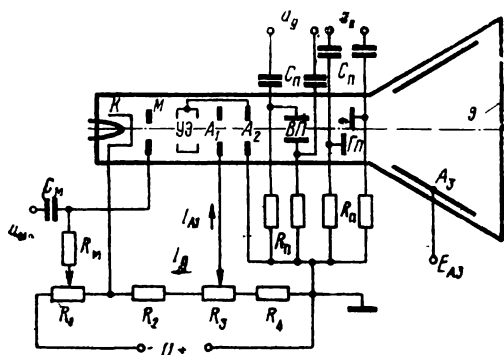


Рис. 14.1. Схема включения ЭЛТ с электростатическим управлением

модулятор ЭЛТ подавать переменное напряжение  $u_m \sim$ , то яркость свечения экрана будет меняться периодически с частотой этого напряжения (динамическая регулировка).

Величины емкости конденсатора  $C_m$  и резистора  $R_m$  утечки модулятора, образующих цепь связи между источником сигнала  $u_m \sim$  и модулятором, выбираются из тех же соображений, что и в схемах на электронных лампах (см. § 8.2).

Фокусировка электронного луча на экране ЭЛТ обеспечивается изменением потенциала первого анода с помощью потенциометра  $R_3$ . Суммарное сопротивление всего делителя  $R_1—R_4$  выбирается таким, чтобы ток  $I_d$ , протекающий через него, был много больше тока  $I_{a1}$  первого анода (ток  $I_{a1}$  даже в электронном прожекторе ЭЛТ с «нулевым» током анода может достигать величины в десятки микроампер). В противном случае при регулировке яркости свечения экрана будет меняться потенциал первого анода, что приведет к дефокусировке луча на экране ЭЛТ.

В трубках с послеускорением луча, имеющих одну или несколько ступеней послеускорения (на рис. 14.1 условно обозначена одна ступень — третий анод), напряжения послеускорения, превышающие напряжение между вторым анодом и катодом  $U_{a2k}$  в 1,5—3 раза, должны подаваться от отдельного источника питания ( $E_{a3}$  в схеме рис. 14.1), с тем чтобы в динамическом режиме ЭЛТ не происхо-

дило изменение напряжения  $U_{a2k}$ , величина которого практически определяет чувствительность  $h$  ЭЛТ по отклонению:

$$h \approx \frac{\text{const}}{U_{a2k}}. \quad (14.1)$$

При работе ЭЛТ в реальных электронных схемах положительный полюс источника питания  $U$ , а следовательно, и второй анод зачастую заземляются, что облегчает согласование начальных режимов каскадов схемы в целом. В этом случае трансформатор накала ЭЛТ должен иметь высоковольтную изоляцию (подогреватель может иметь относительно катода потенциал, не превышающий для большинства ЭЛТ десятков вольт).

При выборе начального режима ЭЛТ необходимо учитывать, что значительное увеличение ускоряющего напряжения (для получения большей яркости свечения экрана) приводит согласно (14.1) к уменьшению чувствительности ЭЛТ, а увеличение отношения потенциала третьего (и других ступеней послеускорения) анода к напряжению второго анода вызывает рост искажений изображения на экране.

Отклоняющие пластины, расположенные ближе ко второму аноду, обычно используются для вертикального отклонения луча, так как имеют несколько большую чувствительность  $h$ . На другую пару пластин чаще всего подается пилообразное напряжение  $u_{x\sim}$ , вызывающее линейное во времени горизонтальное смещение луча. На рис. 14.1 схематически изображены соответствующие пары пластин вертикального ВП и горизонтального ГП отклонения.

Для уменьшения расфокусировки луча и нелинейных искажений изображения на экране ЭЛТ средний потенциал каждой пары отклоняющих пластин должен быть примерно равным потенциалу второго анода ЭЛТ. Для этого, во-первых, отклоняющие пластины гальванически соединяются со вторым анодом, как это изображено на рис. 14.1 (в этой схеме не показаны дополнительные цепи постоянного тока, предназначенные для статического смещения всего изображения по вертикальной и горизонтальной осям экрана ЭЛТ). Во-вторых, отклоняющее напряжение на каждую пару пластин должно подаваться симметрично. Например, если на одну из пластин вертикального отклонения подан сигнал  $-u_{y\sim}/2$ , то на вторую должен быть подан противофазный сигнал  $+u_{y\sim}/2$ .

Выбор величин резисторов  $R_{\Pi}$  утечки пластин и конденсаторов  $C_{\Pi}$  осуществляется так же, как и выбор параметров цепи  $C_{\Pi}$ ,  $R_{\Pi}$ , причем обычно величины резисторов  $R_{\Pi}$  и  $R_{\Pi}$  не должны превышать 1,0—1,5 МОм.

При наблюдении сигналов  $u_{y\sim}$ , медленно меняющихся во времени, обе пары отклоняющих пластин ЭЛТ должны соединяться с источником сигналов  $u_{y\sim}$  и  $u_{x\sim}$  гальванически. Такая гальваническая связь требует тщательного согласования начальных режимов ЭЛТ и схем источников сигналов  $u_{y\sim}$  и  $u_{x\sim}$ .

Источники постоянных напряжений  $U$  и  $E_{a3}$ , имеющих величину порядка нескольких киловольт, можно построить по схемам выпря-

мителей, описанных в § 5.3, с использованием высоковольтных диодов (электронных или полупроводниковых). Ток делителя  $I_d$  обычно имеет величину порядка нескольких миллиампер, а ток третьего анода — порядка десятков микроампер. Следовательно, такие выпрямители будут сравнительно маломощными. В этом случае фильтрацию выпрямленного напряжения можно обеспечить довольно просто, применив в качестве фильтра интегрирующую  $C-R$ -цепь (см. гл. 2). Однако при выборе параметров такого фильтра необходимо учитывать, что сколь-нибудь заметная пульсация напряжения  $U$  будет вызывать изменение чувствительности по отклонению (в первую очередь) и дефокусировку луча. Изменение чувствительности не будет практически сказываться на качестве изображения, если смещение луча на экране трубки за счет пульсации выпрямленного напряжения не превышает диаметра светового пятна.

Для получения на экране ЭЛТ четкого и неискаженного изображения часто применяют стабилизацию напряжений питания (см. гл. 11). Стабилизация напряжения накала ЭЛТ используется, когда трубка применяется для наблюдения сигналов, медленно меняющихся во времени.

Двухлучевые осциллографические ЭЛТ, позволяющие одновременно наблюдать на экране изображения двух сигналов, конструктивно представляют собой две ЭЛТ, смонтированные в одном баллоне. Причем один и тот же вывод имеют только те одноименные электроды обеих систем, потенциалы которых при работе ЭЛТ не должны регулироваться. Поэтому схема включения двухлучевой осциллографической ЭЛТ состоит из двух самостоятельных схем (рис. 14.1), у которых объединены лишь источники питания.

### § 14.3. ТИПОВАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЭЛЕКТРОННОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

Возможность визуального наблюдения электрических сигналов, практическая безынерционность, большое входное сопротивление отклоняющих пластин, возможность подачи управляющих сигналов как на две пары отклоняющих пластин, так и на модулятор (или катод) — эти положительные свойства осциллографических ЭЛТ обусловили их применение в схемах электронных осциллографов самого различного назначения.

На рис. 14.2 изображена типовая структурная схема электронного осциллографа. Исследуемый сигнал  $u_{\text{вх}}$  обычно подается на вход  $Y$  осциллографа. Катодный повторитель  $КП_1$  обеспечивает (см. § 10.1) большое входное сопротивление осциллографа по каналу  $Y$ . Ослабитель, представляющий собой компенсированный делитель напряжения (см. § 2.2), осуществляет ступенчатую регулировку величины сигнала, поступающего на последующие каскады, причем катодный повторитель  $КП_2$  устраняет влияние этих каскадов на работу ослабителя. С выхода  $КП_2$  сигнал поступает на каскады усиления «вертикального» канала, а также (через переключ-

читель  $\Pi_1$ ) на вход генератора пилообразного напряжения непрерывной ГНР и ждущей ГЖР разверток (см. § 12.5).

Основной усилитель ВУ канала вертикального отклонения является широкополосным импульсным усилителем (см. § 10.10) с плавной регулировкой коэффициента усиления. Широкополосный парафазный усилитель ПФУ<sub>1</sub> создает (см. § 10.3 и 10.5) на своих выходах два равных по величине и противофазных напряжения  $\pm u_{вх}K/2$  ( $K$  — коэффициент усиления всего вертикального канала от входа  $Y$  до отклоняющих пластин), которые симметрично подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ.

Синхронизацию частоты генератора развертки в непрерывном режиме или запуск его в ждущем режиме (перевод генератора из одного режима в другой осуществляется

соответствующим переключением в его схеме) производят через переключатель  $\Pi_1$  либо исследуемым сигналом, либо от сети, либо от внешнего источника ВС.

С выхода генератора развертки пилообразное напряжение (через переключатель  $\Pi_4$ ) подается на второй парафазный усилитель ПФУ<sub>2</sub>, который осуществляет симметричную подачу усиленного развертывающего напряжения на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ.

В схеме генератора развертки во время  $t_{обр}$  обратного хода создается отрицательный прямоугольный импульс с длительностью  $t_{г} \geq t_{обр}$ . Этот импульс подается на модулятор трубки, что приводит к запиранию луча во время  $t_{обр}$ .

При запуске генератора развертки в ждущем режиме в его схеме формируется импульс, который на время  $t_{пр}$  запускает генератор калибровочных меток ГМ. Генератор меток представляет собой генератор синусоидальных колебаний (см. § 12.7) с фиксированной частотой  $f = 1/T_m$ . Эти колебания подаются затем на модулятор (или катод) ЭЛТ; в результате через каждый промежуток времени  $T_m/2$  яркость изображения на экране изменяется от максимальной до минимальной (и обратно), что позволяет измерять длительности наблюдаемых сигналов.

При наблюдении импульсных сигналов малой длительности и большой скважности в канал вертикального отклонения включается (тумблер  $\Pi_2$  размыкается) искусственная линия задержки ЛЗ (см. § 12.10). Благодаря этому генератор ждущей развертки запу-

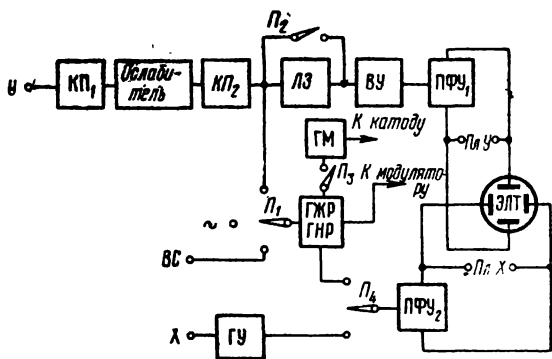


Рис. 14.2. Структурная схема электронного осциллографа



скается раньше, чем на вертикально отклоняющих пластинах появится исследуемый сигнал.

На пластины горизонтального отклонения через дополнительный усилитель ГУ горизонтального канала могут подаваться сигналы от внешнего источника, подключаемого ко входу  $X$  осциллографа. Этот режим часто используется при исследовании сигналов методом фигур Лиссажу: сравнение и измерение частот и т. д.

Предусмотрена также возможность непосредственной подачи сигналов на отклоняющие пластины и модулятор, для чего от этих электродов ЭЛТ делаются выводы на панель осциллографа.

Питание схемы электронного осциллографа осуществляется от стабилизированных источников питания.

#### § 14.4. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК С КОМБИНИРОВАННЫМ И МАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Наряду с ЭЛТ с электростатическим управлением широко применяются трубки с магнитным и комбинированным управлением (фокусировка электростатическая, а отклонение магнитное).

Использование в ЭЛТ магнитной фокусировки позволяет получить большой ток луча при малом размере светового пятна на экране, т. е. увеличить яркость свечения экрана и разрешающую способность ЭЛТ.

Магнитное отклонение обеспечивает меньшую зависимость чувствительности ЭЛТ по отклонению

$$h \approx \frac{\text{const}}{\sqrt{U}} \quad (14.2)$$

от питающего напряжения. Кроме того, при магнитном отклонении можно получить меньшие искажения осциллограмм и обеспечить отклонение луча на больший угол, чем при электростатическом отклонении.

Магнитное и комбинированное управления используются в приемных телевизионных трубках — кинескопах. В современных кинескопах чаще всего применяется комбинированное управление.

Типовая схема включения кинескопа с комбинированным управлением приведена на рис. 14.3.

Катод кинескопа гальванически связан с анодом выходной лампы  $\Pi$  виде усилителя канала изображения телевизионного приемника (при емкостной свя-

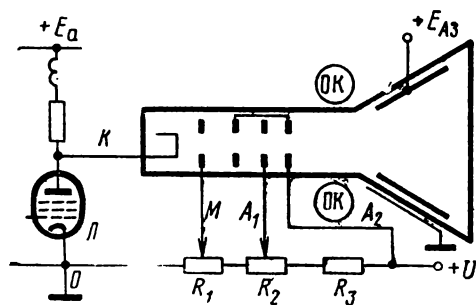


Рис. 14.3. Схема включения кинескопа

зи катода ЭЛТ с выходом видеоусилителя произошла бы потеря постоянной составляющей сигнала изображения, пропорциональной средней освещенности принимаемого изображения). Этот катод имеет потенциал относительно нулевой шины

$$u_k = U_{a0} + u(t),$$

где  $u(t)$  — видеосигнал.

Напряжения на модулятор, ускоряющий электрод, первый и второй аноды подаются с делителя  $R_1—R_3$ , подключенного к источнику выпрямленного напряжения  $U$  (сотни вольт).

Регулируя потенциал модулятора (отрицательного относительно катода), можно менять яркость, а регулируя потенциал первого анода, — фокусировку изображения на экране ЭЛТ.

Выбор величин делителя  $R_1—R_3$  производится так же, как и в схеме рис. 14.1.

Отклоняющие катушки ОК кадровой и строчной разверток питаются от генераторов пилообразного тока.

Периоды колебаний этих генераторов жестко связаны (синхронизированы) между собой и с соответствующими генераторами развертки телевизионного передатчика (см. § 15.5) следующим образом: за время передачи одного кадра изображения (частота смены кадров равна 25 Гц) генератор кадровой развертки телевизора генерирует два пилообразных импульса тока (при системе чересстрочной развертки), благодаря чему электронный луч на экране ЭЛТ дважды за это время смещается по вертикали.

В течение этого же промежутка времени генератор строчной развертки генерирует 625\* импульсов пилообразного тока, каждый из которых вызывает смещение луча по горизонтали.

В результате совместного синхронного действия генераторов кадровой и строчной разверток на экране ЭЛТ создается растр: 625 светящихся строк. Видеосигнал  $u(t)$ , поступающий на катод, осуществляет яркостную модуляцию луча вдоль каждой строки (при увеличении мгновенной амплитуды видеосигнала яркость свечения уменьшается) и, таким образом, на экране кинескопа появляется световое изображение объекта.

Сигнал изображения можно подавать и на модулятор, для чего необходимо на выходе видеоусилителя получить видеосигнал обратной полярности (например, изменив полярность включения диода в схеме амплитудного детектора, предшествующего видеоусилителю). Практически оба способа подачи сигнала (на катод или модулятор) равноценны.

Генераторы пилообразного тока кадровой развертки строятся по схемам, аналогичным схеме рис. 12.28, а (см. § 12.6), однако часто для лучшего согласования нагрузки (отклоняющие катушки) с выходной лампой генератора отклоняющие катушки включаются

---

\* Число строк, на которое раскладывается передаваемое телевизионное изображение.

в анодную цепь лампы не непосредственно, а через трансформатор (см. § 8.3 и § 8.5).

Частота строчной развертки гораздо выше, поэтому на работу генератора оказывает влияние паразитная емкость  $C_{\Pi}$  катушек горизонтального отклонения (см. § 12.6). Поэтому схемы выходных каскадов генераторов строчной развертки сложнее, а лампы в этих каскадах работают в более тяжелых режимах. На рис. 14.4, а, б приведены схема выходного каскада такого генератора и кривые, показывающие работу выходного каскада. Принцип работы схемы проще объяснить, начиная с момента  $t_1$ , когда выходная лампа  $\Pi$  (мощный тетрод) запирается отрицательным перепадом трапецеидального напряжения. При этом анодный ток лампы будет равным нулю, а за счет накопленной до этого момента в отклоняющей катушке электромагнитной энергии в контуре, образованном  $L_K$  и  $C_{\Pi}$ , возникают колебания с частотой

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_{\Pi}}}.$$

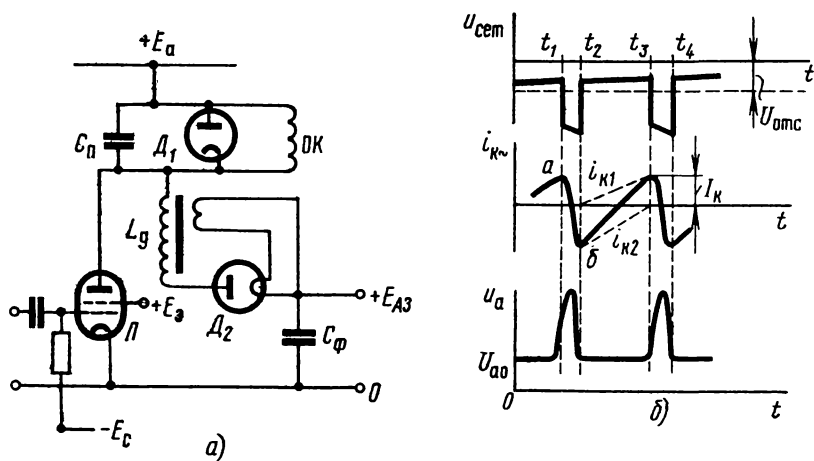


Рис. 14.4. Генератор строчной развертки:

а — принципиальная схема; б — графики напряжений на сетке и аноде лампы, тока в отклоняющей катушке

В промежуток времени  $t_2 - t_1$ , являющийся временем  $t_{обp}$  обратного хода луча кинескопа, полярность напряжения на отклоняющей катушке такова, что демпфирующий диод  $D_1$  заперт; поэтому ток в катушке меняется по синусоидальному закону (участок а—б), причем параметры контура  $C_{\Pi}$ ,  $L_K$  выбираются такими, чтобы

$$t_2 - t_1 = t_{обp} = \frac{1}{2f}. \quad (14.3)$$

В момент времени  $t_2$  полярность напряжения  $u_L \approx L_K \frac{di_K}{dt}$ , на ОК, а следовательно, и на диоде  $D_1$  меняется. Поэтому в этот момент

одновременно с открытием лампы  $L$  открывается и диод  $D_1$ . В интервале времени  $t_3 - t_2$ , равном времени прямого хода луча, через отклоняющую катушку протекает ток

$$i_k = i_{k1} + i_{k2},$$

где  $i_{k1}$  — анодный ток открывшейся лампы, возрастающий по примерно линейному закону, а  $i_{k2}$  — ток разряда контура, который теперь (при открывшемся диоде  $D_1$ ) меняется примерно по экспоненциальной кривой. В результате через отклоняющую катушку будет протекать ток, практически линейно нарастающий с полным размахом  $2I_k$ .

В момент времени  $t_3$  лампа опять закрывается и цикл повторяется.

Вместо диода  $D_1$  (прекращающего в момент времени  $t_2$  колебательный процесс в контуре) в схеме рис. 14.4, а можно применить и активное сопротивление такой величины, что оно будет также устранять колебательный процесс в схеме. Однако это приводит к увеличенному расходу мощности, отбираемой от источника питания.

Так как в промежуток времени  $t_2 - t_1 = t_{\text{обр}}$  (когда лампа закрыта) ток в отклоняющей катушке меняется с большой скоростью, то на аноде лампы возникает импульс напряжения

$$U_a \approx L_k \frac{di_k}{dt} \approx L_k \frac{2I_k}{t_{\text{обр}}} \quad (14.4)$$

большой амплитуды, который суммируется с  $U_{a0} \approx E_a$ . Амплитуда этих импульсов с помощью дополнительной обмотки автотрансформатора  $L_d$  увеличивается до значений единиц — десятков киловольт (в зависимости от типа ЭЛТ).

Затем эти импульсы выпрямляются высоковольтным кенотроном  $D_2$  и с конденсатора фильтра  $C_f$  высокое напряжение  $E_{a3}$  подается на третий анод кинескопа.

Преимуществом такой схемы питания третьего анода является использование в качестве фильтра конденсатора сравнительно малой емкости (частота пульсации равна частоте строк) и отсутствие высокого напряжения  $E_{a3}$  при выходе из строя строчного генератора, что предохраняет экран ЭЛТ от прожога.

ЭЛТ с комбинированным управлением (как и ЭЛТ с электростатическим управлением) применяются и в радиолокации в качестве индикаторов, причем в основном при индикации цели способом отклонения. Когда же необходима индикация по способу яркостной отметки сигнала, то используются главным образом ЭЛТ с магнитным управлением (фокусировкой и отклонением).

Большая крутизна

$$S_m = \frac{\partial i_d}{\partial u_{m.k}}$$

( $i_d$  — ток луча;  $u_{m.k}$  — напряжение между модулятором и катодом ЭЛТ) модуляционной характеристики трубок с магнитным

управлением, их высокая разрешающая способность обусловили применение этих трубок в качестве радиолокационных индикаторов.

Схема включения ЭЛТ с магнитным управлением показана на рис. 14.5. Катод, модулятор и первый анод, образующие электронную пушку, подключены к делителю напряжения;

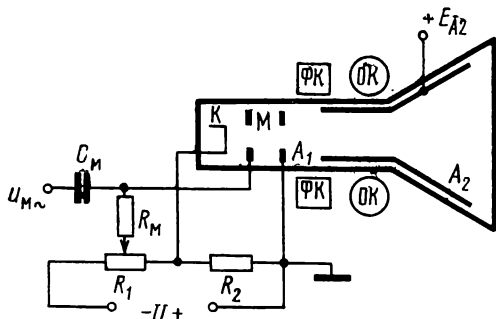


Рис. 14.5. Схема включения ЭЛТ с магнитным управлением

на второй анод высокое напряжение подается от отдельного источника. Яркость свечения экрана ЭЛТ регулируется изменением потенциала модулятора, а фокусировка луча — изменением постоянного тока, протекающего через фокусирующую катушку ФК. В зависимости от выбранного способа обзора пространства через отклоняющие катушки ОК радиолокационного индикатора пропускают токи пилообразной или другой формы (см. далее).

#### § 14.5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВИДЫ РАЗВЕРТОК

Кроме широко распространенного способа линейной развертки луча в электроннолучевых трубках применяются и другие виды разверток.

В § 14.4 был рассмотрен способ получения раstra на экране кинескопа с магнитным отклонением электронного луча.

Растровая развертка применяется также в радиолокационных индикаторах типа азимут — дальность (или угол места — дальность) для повышения разрешающей способности при отсчете углов и расстояний. Причем более медленное отклонение луча по вертикали (кадру) используется для отметки угла, а более быстрое по горизонтали (строкам) для отметки по суммарной длине прочерченных строк дальности цели. В таких индикаторах для отметки цели используется (как и в кинескопах) яркостная модуляция луча.

Для получения раstra на экране ЭЛТ с электростатическим отклонением на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ подаются пилообразные напряжения двух генераторов, частоты которых жестко синхронизируются.

По сути дела растр является более сложной разновидностью простейшего случая линейной развертки, когда смещение луча на экране ЭЛТ прямо пропорционально времени.

В схемах современных электронных осциллографов иногда применяются так называемые л у п ы в р е м е н и, с помощью которых

можно более детально наблюдать отдельные участки исследуемых сигналов.

Рассмотрим принцип работы такой лупы. Пусть исследуемый сигнал представляет собой последовательность радиоимпульсов с внутримпульсной фазовой модуляцией. На рис. 14.6, а условно изображена осциллограмма этого сигнала, полученная при линейной развертке (кривая 0—1—2 на рис. 14.6, б). В этом случае смещение луча по горизонтали (рис. 14.6, а) прямо пропорционально времени:

$$X = at = h_x S_p t, \quad (14.5)$$

где  $S_p = \frac{du_p}{dt}$  — скорость нарастания пилообразного напряжения;  $h_x$  — чувствительность ЭЛТ по оси  $X$ .

Рассмотрим детали кривой около точки А, т. е. в интервале от  $t_1$  до  $t_2$ . Для этого вместо линейного напряжения развертки возьмем нелинейное напряжение развертки, меняющееся во времени по кривой 0—1—3—4 (см. рис. 14.6, б). Причем на интересующем нас интервале  $t_2—t_1$  крутизна напряжения  $u_p$  больше, чем у линейной развертки (например, в два раза). Тогда на экране ЭЛТ видно кривую рис. 14.6, в, где временной интервал оказался растянутым (в два раза).

Если в кривой «нелинейного» напряжения развертки обеспечить перемещение интервала  $t_2—t_1$  (изменяя при необходимости его величину) внутри периода  $T_p = t_3$  развертки, то можно детально рассмотреть любой участок кривой  $u(t)$ .

Таким образом, для осуществления лупы времени необходимо обеспечить (в заданном интервале  $t_2—t_1$ ) увеличение скорости изменения напряжения развертки, что можно достигнуть, применив дополнительное усиление пилообразного напряжения в заданный промежуток времени.

Одна из принципиальных схем лупы времени приведена на рис. 14.7.

Пластины горизонтального отклонения ЭЛТ подключены к анодам ламп первого параллельного балансного каскада ПБУ<sub>1</sub>, на сетку левой лампы которого подается нарастающее напряжение

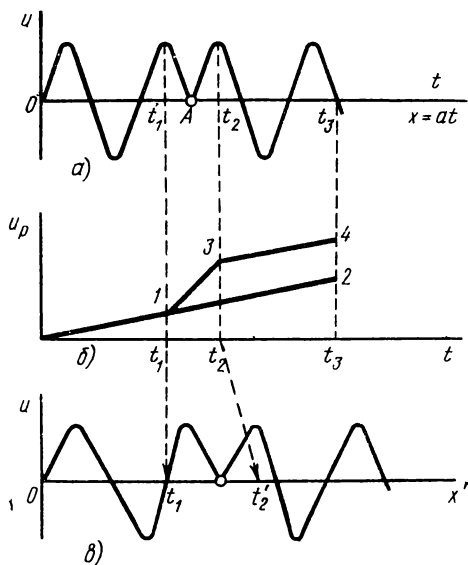


Рис. 14.6. К принципу работы лупы времени:

а — осциллограмма сигнала; б — осциллограмма напряжения развертки; в — осциллограмма с растянутым участком

генератора пилообразной развертки. На сетку правой лампы этого каскада сигнал подается с анода левой лампы второго параллельного балансного каскада ПБУ<sub>2</sub>, который работает в режиме двустороннего ограничителя (см. § 10.5). Регулировкой потенциала правой сетки ПБУ<sub>2</sub> начальный режим ламп этого каскада подобран так, что его левая лампа закрыта и потенциал ее анода  $u_a = E_a$ .

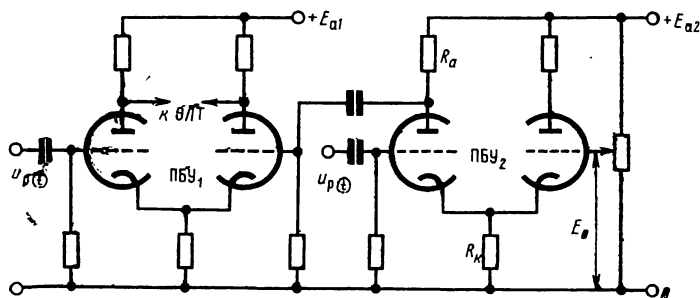


Рис. 14.7. Принципиальная схема лупы времени

Если напряжение  $E_0$  на сетке правой лампы ПБУ<sub>2</sub> установлено достаточно большим, то дополнительный пилообразный импульс, поступающий на сетку левой лампы ПБУ<sub>2</sub>, не откроет ее. Поэтому с выхода ПБУ<sub>1</sub> на отклоняющие пластины ЭЛТ будет симметрично подаваться усиленное в  $K_{\text{дифф1}}$  раз (см. § 10.5) пилообразное напряжение генератора (кривая 0—1—2 на рис. 14.6, б).

Если уменьшить уровень  $E_0$ , то пилообразное напряжение генератора откроет левую лампу ПБУ<sub>2</sub>, например, в момент времени  $t_1$  и ПБУ<sub>2</sub> начнет работать как усилитель, создавая на аноде своей левой лампы линейно падающее напряжение с крутизной

$$S_p \frac{K_{\text{дифф2}}}{2}. \quad (14.6)$$

В момент времени  $t_2$  за счет роста потенциала катодов ламп ПБУ<sub>2</sub> его правая лампа закроется и он будет работать как усилитель с анодной и катодной нагрузками (на левой лампе). Так как обычно  $R_k \gg R_a$ , то в этом режиме усиление пилообразного напряжения от сетки к аноду левой лампы ПБУ<sub>2</sub> будет много меньше единицы (см. § 10.3). Поэтому в момент времени  $t_2$  потенциал анода левой лампы ПБУ<sub>2</sub> (и потенциал сетки правой лампы ПБУ<sub>1</sub>) зафиксируется на достигнутом к этому моменту уровне.

Следовательно, в результате вычитающих свойств ПБУ<sub>1</sub> пилообразное напряжение на его выходе (т. е. на отклоняющих пластинах ЭЛТ) в интервале времени  $t_2 - t_1$  будет иметь крутизну в

$$\frac{K_{\text{дифф2}}}{2} + 1 \quad (14.7)$$

раз большую, чем на остальных участках периода  $T_p = t_3$  развертки.

Для отклонения луча в ЭЛТ с электростатическим и магнитным управлением используются также круговая и спиральная развертки, которые в основном применяются для измерения временных интервалов, например, в системах кругового обзора радиолокаторов.

Круговая развертка используется прежде всего в ЭЛТ с радиальным отклонением. Схема включения отклоняющих пластин и сигнального электрода таких трубок показана на рис. 14.8 (остальные электроды ЭЛТ включают, как в схеме рис. 14.1). На вертикально отклоняющие пластины  $Y$  от вспомогательного генератора подаются синусоидальные колебания  $u_Y$  с частотой  $f_r$ , а на пластины  $X$  горизонтального отклонения напряжение  $u_X$  той же частоты, но сдвинутое по фазе на  $90^\circ$ . Тогда светящийся луч, перемещаясь по экрану ЭЛТ, создаст замкнутую кривую. Если при этом амплитуды напряжений  $u_Y$  и  $u_X$  будут подобраны так, что

$$h_Y U_Y = h_X U_X = r, \quad (14.8)$$

( $h_Y$ ,  $h_X$  — чувствительность ЭЛТ по осям  $Y$  и  $X$ ), то эта кривая будет окружностью (с радиусом  $r$ ), по которой светящаяся точка перемещается с круговой частотой  $\omega = 2\pi f_r$ .

Если теперь на радиальный электрод РЭ подать исследуемый сигнал, то он вызовет дополнительное радиальное смещение луча относительно окружности (как криволинейной линии развертки).

Применение ЭЛТ с радиальным отклонением для наблюдения формы сигналов нецелесообразно, так как в этом случае чувствительность ЭЛТ оказывается весьма малой (порядка сотых долей миллиметра на вольт) и к тому же является нелинейной функцией напряжения сигнала. Поэтому такие трубки применяются только для измерения временных (и частотных) интервалов и в качестве различных индикаторов.

Круговую развертку указанным ранее способом можно получить и на экране обычных ЭЛТ с электростатическим и магнитным управлением, подавая в первом случае на отклоняющие пластины  $Y$  и  $X$ , сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ , синусоидальные напряжения, а во втором — пропуская через эти катушки синусоидальные токи, сдвинутые по фазе на тот же угол.

Для получения таких напряжений можно использовать схему рис. 14.9. С симметричного выхода генератора  $\Gamma$  синусоидальное напряжение подается на фазосдвигающую  $RC$ -цепь, средняя точка которой «заземлена». При выбранной частоте  $f_r$  генератора подбор величины резистора  $R$  на входы парафазных усилителей ПФУ подаются два равных по величине и сдвинутых на  $90^\circ$  напряжения.

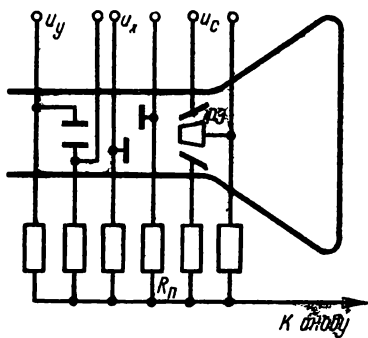


Рис. 14.8. Схема включения электродов ЭЛТ с радиальным отклонением



Следовательно, на отклоняющие пластины ЭЛТ будут симметрично поданы напряжения разверток, сдвинутые на тот же угол.

Эта же схема используется для получения в отклоняющих катушках синусоидальных токов, сдвинутых на  $90^\circ$  (в этом случае парафазные усилители должны обеспечить отдачу в отклоняющие катушки значительной мощности).

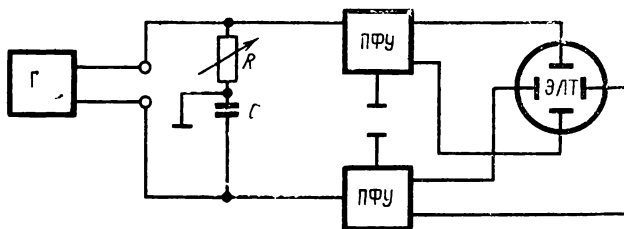


Рис. 14.9. Структурная схема генератора круговой развертки

Для наблюдения сигналов на экране ЭЛТ при круговой развертке можно использовать два способа подачи этих сигналов: на катод (или модулятор) ЭЛТ — при этом будет получаться яркостная отметка сигнала, либо предварительно промодулировать по амплитуде исследуемым сигналом синусоидальные напряжения  $u_Y$  и  $u_X$  — в этом случае будет радиальная отметка по отклонению.

Применение круговой развертки позволяет (по сравнению с линейной разверткой) увеличить при том же периоде длину линии развертки примерно в три раза, что увеличивает в то же число раз точность измерения интервалов времени.

Еще большую длину линии развертки можно получить, применив спиральную развертку луча на экране ЭЛТ.

Для получения спиральной развертки луча на экране «статической» ЭЛТ на отклоняющие пластины  $Y$  и  $X$  необходимо подавать также сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  синусоидальные напряжения. Их амплитуда увеличивается (рис. 14.10, а) или уменьшается по пило-

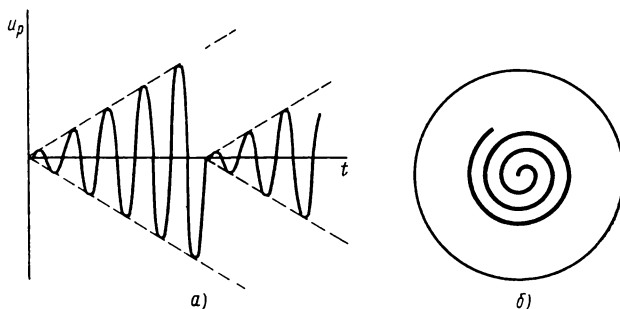


Рис. 14.10. Спиральная развертка:  
а — отклоняющее напряжение; б — траектория луча на экране

образному закону; в первом случае спираль на экране будет раскручиваться (рис. 14.10, б), а во втором — сжиматься.

В радиолокационных индикаторах кругового обзора на «магнитных» ЭЛТ для получения в неподвижных отклоняющих катушках, сдвинутых по фазе на  $90^\circ$  токов, амплитуды которых меняются по пилообразному закону, применяются различные электромеханические системы.

## § 14.6. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННО-СВЕТОВЫХ ИНДИКАТОРОВ

Электронно-световые индикаторы широко применяются в измерительной аппаратуре в качестве нулевых индикаторов состояния, для отметки минимальных и максимальных значений сигналов в различных измерительных устройствах и радиоприемниках.

Схема включения электронно-лучевого индикатора с одним входом приведена на рис. 14.11, а. Напряжение  $E_a$  (порядка 100—200 В) подается на люминесцирующий экран Э и через резистор  $R_a$  (сотни килоом — единицы мегом) на анод А триодной части лампы и на соединенный с ним управляющий электрод УЭ индикаторной части лампы.

При увеличении потенциала  $u_{вх}$  управляющей сетки за счет роста анодного тока триода потенциал управляющего электрода (как и анода) понижается; в результате траектории электронов, движущихся от катода к экрану индикатора, отклоняются от управляющего электрода и нелюминесцирующий сектор на экране увеличивается (угол  $\alpha$  растет). С уменьшением  $u_{вх}$  траектории электронов приближаются к УЭ и угол  $\alpha$  уменьшается (рис. 14.11, б).

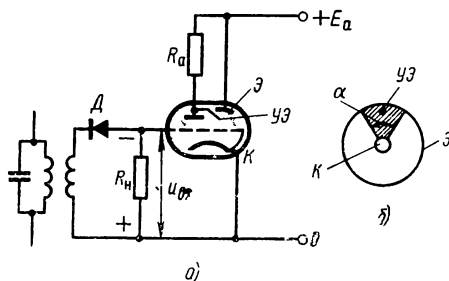


Рис. 14.11. Принцип работы электронно-светового индикатора:

а — схема включения; б — изображение на экране индикатора

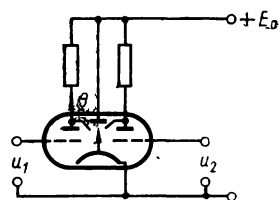


Рис. 14.12. Схема включения индикатора с двумя управляющими сигналами

Этот принцип действия электронно-светового индикатора положен в основу работы индикатора настройки радиовещательного приемника. При точной настройке приемника на принимаемую

станцию напряжение на контуре промежуточной частоты будет максимальным. Следовательно, максимальным будет отрицательное напряжение на сетке лампы индикатора, снимаемое с нагрузки  $R_n$  последовательного детектора (на диоде  $D$ ). Поэтому при точной настройке приемника на частоту станции угол  $\alpha$  будет минимальным. (В схеме рис. 14.11, *a* на триодной части индикатора собран и работает усилитель низкой частоты.)

Схему рис. 14.11, *a* можно использовать и в качестве нуль-индикатора, если обеспечить подачу на сетку лампы напряжения, пропорционального разности сравниваемых сигналов.

Однако для этого проще использовать электронно-световые индикаторы, имеющие два входа. Схема включения такого индикатора показана на рис. 14.12.

При равенстве входных сигналов  $u_1 = u_2$  потенциалы обоих управляющих электродов (при симметричных параметрах обеих половин дифференциального индикатора) также будут равны. Поэтому электронный луч, проходящий на экран между этими электродами, попадет в центр светового экрана, вызывая свечение этого участка. Если же  $u_1 \neq u_2$ , то светящийся участок сместится по экрану влево при  $u_1 < u_2$ .

## ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

### СХЕМЫ СО СВЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПРИБОРАМИ

---

#### § 15.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В главе рассматриваются основы применения светоэлектрических электронных приборов, преобразующих сигналы лучистой энергии (излучение видимой и прилегающих к ней областей электромагнитного спектра) в электрические сигналы низкой (включая нулевую) или высокой частоты.

К светоэлектрическим электронным приборам относятся фотоэлектронные приборы всех классов: фотоэлементы с внешним и внутренним фотоэффектом, фотоумножители, передающие электроннолучевые трубки, а также термоэлементы, термисторы, болометры. К этим приборам условно можно отнести и электронно-оптические преобразователи.

Светоэлектрические приборы, если их сопоставить с электро-световыми, осуществляют обратное преобразование сигналов: на входе действует сигнал лучистой энергии, а на выходе возникает электрический сигнал.

Любой светоэлектрический прибор\*, являющийся управляемым нелинейным элементом, согласно сказанному в § 3.4, для преобразования сигнала лучистой энергии в электрический сигнал включается по схеме рис. 3.8, а. Управляющим фактором  $Y$  в этом случае является либо мощность  $F$  потока лучистой энергии, либо световой поток  $\Phi$ .

#### § 15.2. ОСНОВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ФОТОЭЛЕМЕНТОВ С ВНЕШНИМ ФОТОЭФФЕКТОМ

Простейшая схема включения вакуумных и газонаполненных фотоэлементов ФЭ с внешним фотоэффектом приведена на рис. 15.1, а.

В этой схеме резистор  $R_n$  — нагрузка фотоэлемента (в случае газонаполненного ФЭ он одновременно ограничивает ток при зажигании самостоятельного разряда в таком ФЭ).

---

\* За исключением электронно-оптических преобразователей.

Питание схемы обычно осуществляется от источника постоянного напряжения  $E_a$  (хотя возможно питание и от сети переменного тока); один из полюсов источника  $E_a$  соединяется с общей нулевой точкой всей электронной схемы, куда включен рассматриваемый электронный узел с ФЭ.

При изменении светового потока  $\Phi$  проводимость ФЭ меняется. Это приводит к изменению тока  $I_a$ , протекающего в цепи ФЭ и регистрируемого гальванометром (микроамперметром).

Работу схемы (рис. 15.1, а) можно пояснить графически, проведя построение, аналогичное рис. 3.9. Такое построение для схемы с вакуумным и газонаполненным фотоэлементами показано на рис. 15.1, б, в.

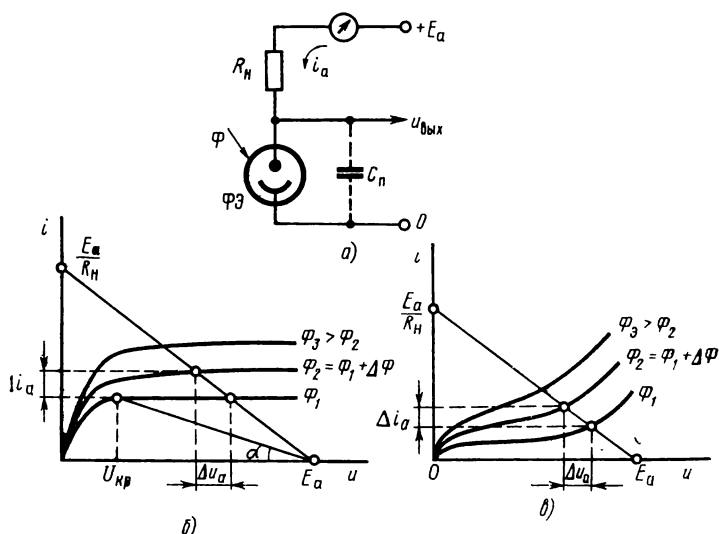


Рис. 15.1. Включение фотоэлемента с внешним фотоэффектом:  
а — схема включения; б — положение рабочей точки на характеристиках вакуумного фотоэлемента; в — положение рабочей точки на характеристиках газонаполненного фотоэлемента

При аналитическом рассмотрении работы схемы рис. 15.1, а справедливы формулы § 3.4.

Действительно, при подаче на ФЭ светового сигнала  $\Delta\Phi$  изменение тока, согласно формуле (3.32), будет

$$i_{a\sim} = \Delta i_a = \frac{S_{\Phi} R_{i\Phi} \Delta\Phi}{R_{i\Phi} + R_H}. \quad (15.1)$$

Входящие в формулу (15.1) параметры  $S_{\Phi}$  и  $R_{i\Phi}$  являются соответственно интегральной чувствительностью и внутренним сопротивлением данного фотоэлемента (в § 3.4 эти параметры для обобщенного случая назывались крутизной характеристики выходного

тока по управляющему фактору и выходным сопротивлением соответственно), т. е.

$$S_{\Phi} = \frac{\partial i_a}{\partial \Phi}, \quad R_{i\Phi} = \frac{\partial U_{a.k}}{\partial i_a}.$$

Интегральная чувствительность имеет величину от десятков (у вакуумных ФЭ) до сотен (у газонаполненных ФЭ) микроампер на люмен, внутреннее сопротивление — от десятков (у газонаполненных ФЭ) до сотен (у вакуумных ФЭ) мегом.

При использовании вакуумных фотоэлементов  $R_{i\Phi} \gg R_n$ , поэтому формула (15.1) упрощается:

$$\Delta i_a \approx S_{\Phi} \Delta \Phi. \quad (15.2)$$

Исходя из указанных параметров видим, что даже при измерении заметных световых потоков порядка сотых долей люмена изменения тока в схеме рис. 15.1 не будут превышать единиц микроампер, что требует применения чувствительных микроамперметров и гальванометров. Кроме того, при измерении быстропеременных световых сигналов будет сказываться инерционность измерителей тока.

Поэтому обычно выходной сигнал ФЭ в схеме рис. 15.1 измеряют по падению напряжения на нагрузке  $R_n$ :

$$u_{\text{вых}} = \Delta u_a = -i_a R_n. \quad (15.3)$$

В этом случае вводится важный параметр схемы

$$S_u = \frac{\partial u_a}{\partial \Phi} = -\frac{S_{\Phi} R_{i\Phi} R_n}{R_{i\Phi} + R_n}, \quad (15.4)$$

который можно назвать чувствительностью схемы (а не фотоэлемента) по напряжению.

Из (15.4) следует, что чувствительность по напряжению, а следовательно, и выходное напряжение  $u_{\text{вых}} \sim$  при данном входном сигнале  $\Delta \Phi$  растут с увеличением нагрузки  $R_n$ . Однако значительное увеличение  $R_n$  затруднено рядом обстоятельств.

У газонаполненных ФЭ наклон световых характеристик (т. е. интегральная чувствительность  $S_{\Phi}$ ) растет с увеличением напряжения  $u_{a.k}$  между анодом и катодом ФЭ. Поэтому при значительной величине  $R_n$  режим схемы рис. 15.1, а становится нелинейным: с увеличением светового сигнала  $\Phi$  интегральная чувствительность  $S_{\Phi}$  и чувствительность схемы по напряжению  $S_u$  уменьшаются. В реальных условиях приходится подбирать оптимальную величину  $R_n$ , чтобы обеспечить хотя бы приближенно пропорциональность между  $\Delta \Phi$  и  $u_{\text{вых}} \sim$ .

В схеме с вакуумным ФЭ при чрезмерной величине нагрузки ( $R_{n1}$  на рис. 15.1, б,  $\text{ctg } \alpha = R_{n1}$ ) с увеличением светового потока до  $\Phi > \Phi_1$  напряжение  $u_{a.k}$  может стать меньше  $U_{kr}$ , ФЭ выйдет из режима насыщения, а режим работы схемы будет нелинейным.

Для устранения этого недостатка в схеме с вакуумным ФЭ можно применить в качестве  $R_H$  нелинейный элемент с большим внутренним сопротивлением, например тоже вакуумный ФЭ<sub>2</sub>, катод которого освещается постоянным световым потоком ( $\Phi_{II} = \text{const}$ ). Тогда при изменении измеряемого потока эквивалентной нагрузкой «основного» фотоэлемента ФЭ<sub>1</sub> будет внутреннее сопротивление второго фотоэлемента  $R_{H.э} = R_{i\Phi 2}$ . Вместо ФЭ<sub>2</sub> в схеме рис. 15.1, а можно включить высокочастотный пентод с большим внутренним сопротивлением, поставленный в режим малого анодного тока. Этот способ позволяет при большом эквивалентном сопротивлении нагрузки сохранить линейный режим схемы без значительного увеличения напряжения питания  $E_a$ .

При измерении весьма малых световых потоков фототок (составляющая анодного тока, вызванная световым потоком) может оказаться соизмеримым с темновым током ФЭ. Основной составляющей темнового тока является ток утечки  $I_{ут}$  между анодом и катодом (термоэмиссионную составляющую можно уменьшить охлаждением фотоэлемента). Для уменьшения влияния  $I_{ут}$  на работу схе-

мы применяются фотоэлементы с охранным кольцом, включаемые по схемам рис. 15.2, а, б. Однако в этих схемах измеряемый фототок будет протекать в основном через нагрузку  $R_H$ , если она будет много меньше сопротивлений утечек  $R'$  и  $R''$  между охранным кольцом  $R$  и электродами ФЭ.

Применяя вакуумные ФЭ для измерения световых сигналов, меняющихся с боль-

шой частотой, необходимо учитывать влияние паразитной емкости  $C_n$  (см. рис. 15.1, а), состоящей из емкости  $C_{a,к}$  анод — катод фотоэлемента и емкости  $C_m$  монтажа. Верхняя частота  $f_v$ , при которой чувствительность схемы по напряжению уменьшится в  $\sqrt{2}$  раз, определяется из соотношения

$$f_v = \frac{1}{2\pi\tau_v}, \quad (15.5)$$

где

$$\tau_v = C_n \frac{R_{i\Phi} R_H}{R_{i\Phi} + R_H} = C_n (R_{i\Phi} \parallel R_H). \quad (15.6)$$

Отсюда следует, что чем больше  $R_H$ , тем больше  $\tau_v$  и, следовательно, тем меньше будет допустимая частота изменения светового сигнала.

Обычно в качестве нагрузки берут резисторы величиной единицы — десятки мегом. Тогда напряжение  $u_{вых}$ , развиваемое на такой нагрузке, будет иметь уже заметную величину, измеряемую

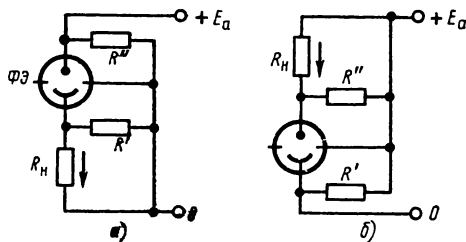


Рис. 15.2. Два варианта схемы включения фотоэлемента с охранным кольцом

с помощью вольтметра. Чтобы подключение вольтметра не влияло на результаты измерений, величина его входного сопротивления  $R_{вх}$ , шунтирующего резистор  $R_n$ , должна значительно превышать величину  $R_n$ , а входная емкость  $C_{вх}$ , добавляемая к паразитной емкости, должна быть меньше  $C_n$ . С этой целью для измерения применяются ламповые вольтметры.

На рис. 15.3 дана простейшая схема такого вольтметра, подключенного к выходу схемы рис. 15.1, а. Применение балансной схемы катодного повторителя позволяет исключить протекание начального анодного тока ламп через измерительный прибор: в исходном режиме (при  $\Phi = 0$ ) стрелка прибора устанавливается на нуле за счет уравнивания потенциалов катодов ламп  $\mathcal{L}_1$  и  $\mathcal{L}_2$  (с помощью потенциометра  $R_0$ ).

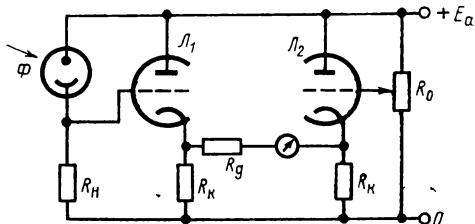


Рис. 15.3. Измеритель фототока

Фототок  $i_a \sim S_{\Phi} \Delta \Phi$ , протекая через  $R_n$ , создает на входе катодного повторителя сигнал  $u_{вх} \sim i_a R_n$ .

Крутизна характеристики балансного катодного повторителя (находится с помощью формул § 10.5) равна

$$S_{yc} = \frac{i_{вых} \sim}{u_{вх} \sim} = \frac{S}{2 + (1 + \mu)(R_n + R_d) \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right)}, \quad (15.7)$$

где  $i_{вых} \sim$  — ток, протекающий через прибор,  $R_n$  и  $R_d$  — соответственно внутреннее сопротивление прибора и добавочный резистор, включаемый для регулировки чувствительности;  $S$ ,  $R_i$  — параметры ламп.

Следовательно, ток, регистрируемый прибором,

$$i_{вых} \sim = S_{yc} u_{вх} \sim, \quad (15.8)$$

а напряжение сигнала на выходе катодного повторителя

$$u_{вых} \sim = i_{вых} \sim (R_n + R_d).$$

При необходимости шкалу прибора можно проградуировать в единицах измеряемого светового потока, напряжения или тока.

Поскольку вакуумные ФЭ по своим параметрам (за исключением интегральной чувствительности) и их стабильности превосходят все другие виды фотоэлементов, то точные измерения световых сигналов следует производить с помощью вакуумных ФЭ.

При измерении слабых световых потоков вакуумные ФЭ обычно применяются в сочетании с усилителями, причем предпочтение отдается ламповым усилителям, как наиболее стабильным.

На рис. 15.4 приведена схема, которую можно рекомендовать для таких измерений. Применение параллельной балансной схемы усилителя (ПБУ) с двумя фотоэлементами позволяет значительно



снизить влияние темновых токов  $\Phi\mathcal{E}$  и сеточных токов лампы на результаты измерений.

На первый фотоэлемент  $\Phi\mathcal{E}_1$  подается световой сигнал  $\Phi_1$ , а второй  $\Phi\mathcal{E}_2$  затемнен. Тогда на сетке лампы  $\mathcal{L}_1$  будет создаваться сигнал

$$u_{\text{вх1}} = R_{\text{н}} (i_{\text{a}\sim} + i_{\text{т1}} + i_{\text{с1}}),$$

где  $i_{\text{a}\sim} = S_{\Phi} \Phi_1$  — фототок, величина которого может быть соизмеримой с темновым током  $i_{\text{т1}}$   $\Phi\mathcal{E}_1$  и сеточным током  $i_{\text{с1}}$   $\mathcal{L}_1$ . На сетке лампы  $\mathcal{L}_2$  возникает напряжение

$$u_{\text{вх2}} = R_{\text{н}} (i_{\text{т2}} + i_{\text{с2}}).$$

Выбрав из числа однотипных два фотоэлемента с одинаковыми темновыми токами и две лампы с равными сеточными токами, можно считать, что при работе этих электронных приборов в схеме

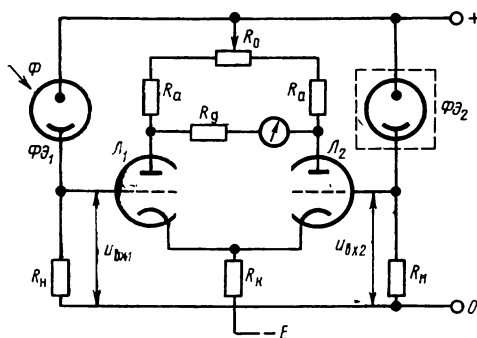


Рис. 15.4. Усилитель фототока

рис. 15.4 соответствующие токи будут меняться также одинаково, т. е.  $i_{\text{т1}}(t) \approx i_{\text{т2}}(t)$ ;  $i_{\text{с1}}(t) \approx i_{\text{с2}}(t)$ . Поэтому разность входных сигналов

$$u_{\text{вх}} = u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}} \approx R_{\text{н}} i_{\text{a}\sim} = R_{\text{н}} S_{\Phi} \Phi_1.$$

Следовательно, в силу вычитающих свойств ПБУ (см. § 10.5) показания измерительного прибора будут прямо пропорциональны из-

меряемому световому потоку.

В исходном режиме (при  $\Phi_1 = 0$ ) с помощью потенциометра  $R_0$  стрелка измерительного прибора устанавливается на нуле. Затем подается световой сигнал  $\Phi_1$  и прибор регистрирует ток

$$i_{\text{вых}} \approx S_{\text{ус}} u_{\text{вх}} = S_{\text{ус}} R_{\text{н}} S_{\Phi} \Phi_1 = K_i S_{\Phi} \Phi_1, \quad (15.9)$$

где

$$S_{\text{ус}} = \frac{S}{2 + (R_{\text{н}} + R_{\text{д}}) \left( \frac{1}{R_{\text{г}}} + \frac{1}{R_{\text{а}}} \right)}. \quad (15.10)$$

Поскольку равенства  $i_{\text{т1}}(t) = i_{\text{т2}}(t)$ ;  $i_{\text{с1}}(t) = i_{\text{с2}}(t)$  являются приближенными, то для уменьшения погрешности измерения в схеме рис. 15.4 следует применять  $\Phi\mathcal{E}$  и лампы с возможно меньшими темновыми и сеточными токами и выбирать рабочие режимы, позволяющие дополнительно снизить величины этих токов. В частности, при точных измерениях в схеме ПБУ рис. 15.4 надо применять электрометрические или приемно-усилительные лампы, поставленные в электрометрический режим (пониженные анодные напря-

жения и токи, уменьшенный ток накала). Желательна также стабилизация напряжений питания анода и накала.

Схема рис. 15.4 может работать и по методу компенсации. Перед измерением оба ФЭ затемняются и производится балансировка схемы. Затем на ФЭ<sub>1</sub> подается измеряемый световой поток  $\Phi_1$ , а на ФЭ<sub>2</sub> — регулируемый и калиброванный световой поток  $\Phi_2$ . Поток  $\Phi_2$  меняется до тех пор, пока прибор не даст нулевого показания, что будет соответствовать равенству  $\Phi_1 = \Phi_2$ . Этот метод позволяет применить для индикации нуля более чувствительный прибор, что обеспечивает наиболее точный отсчет величины  $\Phi_1$ .

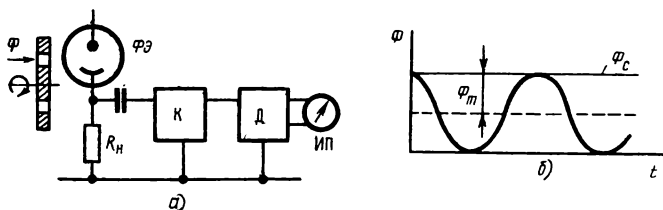


Рис. 15.5. Измерение модулированных световых сигналов:  
а — структурная схема; б — синусоидальная модуляция светового потока

При измерении малых световых потоков, медленно меняющихся во времени, схема рис. 15.4 и подобные ей схемы все же дают заметную погрешность, обусловленную приближенностью равенств  $i_{T1} = i_{T2}$ ,  $i_{c1} = i_{c2}$  и влиянием дрейфа самого усилителя. Поэтому при таких измерениях следует применять модуляцию сигнала. Возможны два способа модуляции: модуляция светового потока с помощью световой сирены (вращающийся диск с отверстиями), прерывающей световой поток с частотой  $f_m$ , и электромагнитная модуляция тока, эмиттируемого фотокатодом ФЭ (ФЭ помещается в поле электромагнита, питаемого от источника переменного тока с частотой  $f_m/2$ ). Первый способ предпочтительнее, так как в этом случае на нагрузке ФЭ создается переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна величине светового потока. Во втором же случае модуляции подвергается не только «чистый» фототок, но и термоэмиссионная составляющая темнового тока, что приводит к погрешности.

На рис. 15.5, а показана структурная схема установки с модуляцией светового потока. Подбором формы отверстий диска можно получить практически синусоидальное изменение светового сигнала (рис. 15.5, б). При величине измеряемого светового потока  $\Phi_c$  амплитуда переменной составляющей этого потока равна  $\Phi_m = \Phi_c/2$ , а на нагрузке ФЭ создается входное напряжение усилителя  $K$  с амплитудой  $U_{вх} = S_\Phi \Phi_m R_n$ .

Частота модуляции  $f_m$  выбирается сравнительно небольшой (сотни — тысячи герц) и не должна быть кратной частоте сети,

в противном случае на измерении скажутся пульсации источников питания схемы.

В качестве усилителя сигнала  $U_{вх}$  следует применять узкополосные усилители (см. § 10.9) с резонансной частотой  $f_0 = f_m$ .

Затем усиленный в  $K$  раз сигнал детектируется (схемы детектора  $D$  см. в § 5.4) и регистрируется измерительным прибором ИП, показание которого будет

$$i_n = S_\Phi \frac{\Phi_c}{2} K S_d R_n, \quad (15.11)$$

где  $S_d$  — крутизна характеристики детектора с учетом нагрузки ИП.

Модуляция светового сигнала, практически устраняя влияние темнового тока ФЭ и дрейфа усилителя, позволяет значительно повысить чувствительность схем, подобных схемам рис. 15.5, а. Однако

порог чувствительности таких схем при измерении весьма малых световых сигналов определяется шумами самого фотоэлемента.

В общем случае для входной цепи усилителя, подключенного к нагрузке  $R_n$  ФЭ, будет справед-

лива эквивалентная схема, изображенная на рис. 15.6, где  $i_a = i_{a\sim} + i_T$  — суммарный ток в

цепи ФЭ, создаваемый фото- ( $i_{a\sim}$ ) и темновым ( $i_T$ ) токами;  $\sqrt{i_{др.ф}^2}$  — эффективное значение шумового тока, обусловленного дробовым эффектом фотоэмиссии; с учетом сказанного в § 10.11

$$\overline{i_{др.ф}^2} = 2qI_{a0}\Delta f.$$

Здесь  $I_{a0}$  — постоянная составляющая анодного тока  $i_a$  фотоэлемента.

Остальные элементы схемы рис. 15.6 и их величины были рассмотрены в § 10.11. В схему этого рисунка не включены эквивалентные источники шумов, обусловленных эффектом мерцания катодов лампы и фотоэлемента, который практически сказывается лишь на малых частотах ( $< 100$  Гц).

Полезный входной сигнал усилителя создается на зажимах 1—2 схемы за счет протекания фототока  $i_{a\sim}$  через эквивалентное сопротивление  $R_\Sigma$ , образованное параллельным включением  $R_n$ ,  $R_{if}$ ,  $R_{вх}$ . Эффективное значение этого напряжения

$$U_{вх} = U_{1-2} = I_a R_\Sigma, \quad (15.12)$$

где  $I_a$  — эффективное значение фототока (здесь пока не учтено влияние паразитной емкости  $C_n$ ).

За счет шумов на входе усилителя между точками 1'—2 создается эквивалентное напряжение шумов, эффективное значение которого

$$\overline{u}_{\text{ш}}^2 = \overline{u}_{\text{др.ф}}^2 + \overline{u}_{\text{ш.с}}^2 + u_R^2 + \overline{u}_T^2, \quad (15.13)$$

где  $\overline{u}_{\text{др.ф}}^2 = \overline{i}_{\text{др.ф}}^2 R_{\text{э}}^2$ ,

а остальные слагаемые (15.13) были определены в § 10.11.

Порогом чувствительности фотоэлектронного усилителя обычно считают тот минимальный световой поток  $\Phi_{\text{пор}}$ , при котором на входе усилителя отношение «сигнал/шум»  $\frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{\overline{u}_{\text{ш}}^2}} \geq 1$ . Подставив в это

выражение (15.12) и (15.13), получим

$$\frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{\overline{u}_{\text{ш}}^2}} = \frac{I_a R_{\text{э}}}{\sqrt{2\Delta f [qR_{\text{э}}^2 (I_{a0} + I_c) + 2kT (R_{\text{э}} + R_{\text{ш}})]}}. \quad (15.14)$$

Приравняв числитель и знаменатель выражения (15.14) и найдя из него величину порогового сигнала, получим, что порог чувствительности  $\Phi_{\text{пор}}$  тем меньше (т. е. чувствительность схемы будет выше), чем больше интегральная чувствительность фотоэлемента  $S_{\Phi}$ , крутизна характеристики  $S$  входной лампы усилителя и величина эквивалентной нагрузки  $R_{\text{э}}$  и чем меньше темновой ток  $i_T$  ФЭ, сеточный ток  $I_c$  лампы и полоса частот  $\Delta f$  усилителя.

Этими выводами необходимо руководствоваться при выборе фотоэлементов, ламп и их режимов. Радикальным средством является сужение полосы пропускания усилителя.

В реальных условиях с помощью указанных мер удается понизить порог чувствительности до  $\Phi_{\text{пор}} \approx \approx 10^{-8}—10^{-10}$  лм.

Заметим, что для регистрации малых световых сигналов можно использовать простейшие схемы рис. 15.7, а, б, где ФЭ играет роль сопротивления утечки

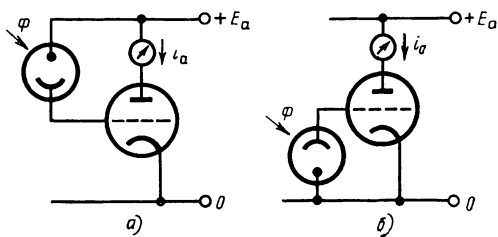


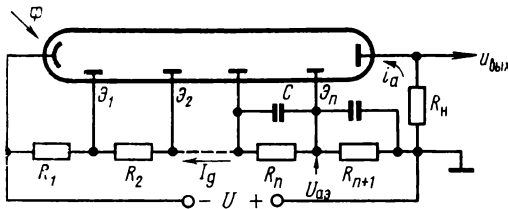
Рис. 15.7. Включение фотоэлемента в качестве сопротивления утечки

лампы, работающей в электрометрическом режиме. С помощью этих схем можно регистрировать изменения светового потока  $10^{-10}—10^{-11}$  лм (токов порядка  $10^{-14}—10^{-15}$  А). Однако эти схемы можно использовать только для сравнительных измерений, так как их характеристики  $i_a \sim f(\Phi)$  нелинейны.

### § 15.3. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ

Типовая схема включения фотоэлектронного умножителя (ФЭУ) приведена на рис. 15.8. Катод,  $n$  эмиттеров и анод ФЭУ подключаются к делителю, собранному из резисторов  $R_1, R_2, \dots, R_{n+1}$ . На делитель от высоковольтного источника питания подается выпрямленное напряжение  $U$ , величина которого колеблется в зависимости от типа ФЭУ от 700—800 В до 2,0—2,5 кВ (у однокаскадных ФЭУ  $U=250\text{—}300$  В).

Чаще всего делитель собирается из одинаковых резисторов, величины которых берутся такими, чтобы ток  $I_d$ , протекающий через этот делитель, был примерно на порядок больше максимального



тока последнего эмиттера. Тогда в динамическом режиме ФЭУ изменения токов эмиттеров (особенно последних каскадов) не будут вызывать колебаний его междукаскадных напряжений. Обычно делитель собирается из резисторов порядка сотен килоом. При этом ток де-

лителя имеет величину порядка единиц (в худшем случае десятков) миллиампер. Неравномерность распределения напряжений между соседними каскадами умножителя допускается в пределах 5—15%.

В отдельных случаях для повышения чувствительности и разрешающей способности ФЭУ применяют неравномерное распределение напряжений на первых и последних каскадах.

При работе ФЭУ с импульсными сигналами длительностью  $t_n$  отбор тока в последних эмиттерах может достигать долей ампера в импульсе. Поэтому резисторы последних плеч делителя в этих случаях шунтируют емкостями  $C$ , величины которых выбираются из условия  $\tau = RC \gg t_n$ .

Один из полюсов источника питания  $U$  (чаще всего положительный полюс) заземляется, что облегчает измерение выходного сигнала (анодного тока  $i_a$  или напряжения на нагрузке  $R_n$ ) и подключение ФЭУ к последующим узлам электронной схемы, в которой работает умножитель (см. далее).

Для многих типов ФЭУ можно считать, что относительная нестабильность коэффициента усиления связана с относительной нестабильностью питающего напряжения приближенной формулой

$$\frac{\Delta K_i}{K_i} \approx n \frac{\Delta U}{U}, \quad (15.15)$$

где  $K_i = \frac{\partial i_a}{\partial i_k}$  — коэффициент усиления тока  $i_k$  фотокатода;  $n$  — число каскадов. Из (15.15) видна резкая зависимость коэффициента усиления многокаскадного ФЭУ от нестабильности источника пи-

тания. Поэтому при использовании ФЭУ для точных измерений требуется тщательная стабилизация выпрямленного напряжения  $U$ . Иногда можно использовать простейшие схемы стабилизаторов, рассмотренные в гл. 11, например, схемы  $\mu$ -стабилизатора.

Питание ФЭУ от сети переменного тока применяется редко, так как в этом случае параметры ФЭУ оказываются неудовлетворительными.

Области применения ФЭУ разнообразны: измерение световых сигналов при фотометрии звезд и планет, неэлектрических величин при различных физико-химических исследованиях, использование в спектральном анализе, измерение энергии частиц и интенсивности излучения. Все эти и другие области можно разделить на две группы применения ФЭУ для измерений малых световых потоков (фотометрия) и измерение энергии и количества частиц (сцинтилляционные счетчики).

Использовать ФЭУ при измерении весьма малых световых сигналов следует только в тех случаях, когда пороговая чувствительность вакуумных фотоэлементов оказывается недостаточной, так как при больших световых сигналах порог чувствительности ФЭУ может стать больше (т. е. хуже) чувствительности фотоэлемента: при значительных световых потоках резко возрастают шумы, создаваемые токами эмиттеров ФЭУ.

Выбор ФЭУ и его рабочего режима при измерении малых световых потоков можно производить на основании качественных выводов, аналогичных сформулированным в § 15.2 для вакуумных ФЭ: необходимо выбирать ФЭУ с наибольшей интегральной чувствительностью

$$S_{\text{ФЭУ}} = S_{\text{фк}} K_i$$

( $S_{\text{фк}}$  — интегральная чувствительность фотокатода ФЭУ) и с малой величиной темнового тока. Для уменьшения темнового тока часто применяют охлаждение ФЭУ с помощью криостатов, уменьшению этого тока способствуют подбор напряжения  $U$ , использование заземленного металлического экрана. Для уменьшения шумов производят тщательную регулировку напряжения на первых каскадах умножения фототока.

Методы измерения анодного тока

$$i_{a\sim} = S_{\text{ФЭУ}} \Delta \Phi \quad (15.16)$$

и напряжения

$$u_{\text{вых}\sim} = -i_{a\sim} R_n \quad (15.17)$$

на нагрузке  $R_n$  (рис. 15.8) остаются теми же, что и в случае использования вакуумных ФЭ: применение усилителей, модуляция светового потока, уменьшение полосы  $\Delta f$  усиления и т. д.

При выборе  $R_n$  ФЭУ следует иметь в виду, что при значительной величине  $R_n$  динамическая рабочая точка, перемещаясь по семейству анодных характеристик ФЭУ  $i_a = f(U_{a.э})$  (где  $U_{a.э}$  — на-

пряжение между анодом и последним эмиттером ФЭУ), может выйти за пределы линейных участков этих характеристик, что приведет к уменьшению  $K_i$ , т. е. к нелинейности световой характеристики ФЭУ.

С помощью ФЭУ можно измерять световые потоки порядка  $\Phi \approx 10^{-10} - 10^{-12}$  лм и ниже.

Фотоэлектронные умножители широко применяются в схемах различных сцинтилляционных счетчиков, предназначенных для обнаружения, измерения количества и энергии частиц и квантов ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  и других излучений).

На рис. 15.9, а изображена упрощенная структурная схема сцинтилляционного счетчика, применяемого для регистрации квантов, где С — сцинтиллятор (фосфор) из кристалла NaI, дающий световую вспышку при попадании в него  $\gamma$ -кванта, причем число  $m$  световых квантов, поступающих на катод ФЭУ, пропорционально энергии  $\gamma$ -кванта:

$$m = k_1 \mathcal{E}.$$

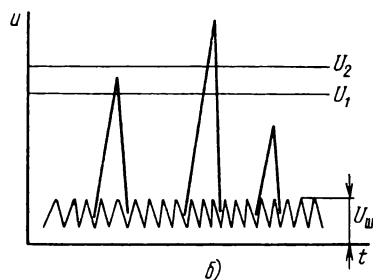
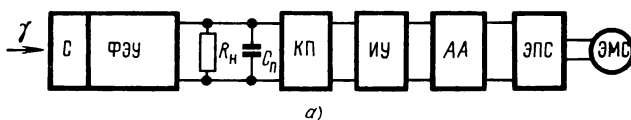


Рис. 15.9. Сцинтилляционный счетчик  $\gamma$ -квантов:  
а — структурная схема; б — график работы амплитудного анализатора

ФЭУ — фотоумножитель с торцовым фотокатодом, эмиттирующий  $n_q$  фотоэлектронов:

$$n_q = k_2 m = k_1 k_2 \mathcal{E}.$$

На анод ФЭУ попадает

$$N = n_q K_i = k_1 k_2 K_i \mathcal{E}$$

электронов с зарядом

$$Q = qN.$$

Если сопротивление нагрузки  $R_n$  выбрано настолько большим, что за время светового импульса заряд  $Q$  не успевает стекать с анода ФЭУ, то на паразитной емкости  $C_n$  возникает импульс напряжения с амплитудой

$$U_n = \frac{Q}{C_n} = \frac{qk_1k_2K_i\mathcal{E}}{C_n}, \quad (15.18)$$

пропорциональной энергии  $\mathcal{E}$   $\gamma$ -кванта. КП — катодный повторитель (см. § 10.1), соединяющий выход ФЭУ с другими узлами счетчика, обеспечивает малую величину  $C_n$ , что позволяет получить большую амплитуду импульса  $U_n$ ; ИУ — импульсный усилитель (см. § 10.10) дополнительно увеличивает амплитуду импульса в  $k$  раз; АА — амплитудный анализатор, схема которого представляет собой сочетание амплитудных ограничителей (см. § 5.2) и каскадов антисовпадения, построенных, например, на основе параллельного балансного каскада (см. § 10.5). Амплитудный анализатор имеет два регулируемых уровня ограничения  $U_1$  и  $U_2 > U_1$  (рис. 15.9, б), причем величина разности  $\Delta U = U_2 - U_1$  также может регулироваться и достигать минимальной величины в доли вольта. Схема анализатора работает так, что на его выходе появится импульс  $U_A$  только тогда, если амплитуда входного сигнала  $kU_n$  анализатора будет находиться в пределах

$$U_1 < kU_n < U_2.$$

Таким образом, электромеханический счетчик (ЭМС), включенный на выходе электронной пересчетной схемы (ЭПС), зарегистрирует один  $\gamma$ -квант с энергией  $\mathcal{E}$ .

Если подсчитать количество импульсов в единицу времени, то показания счетчика будут, очевидно, пропорциональны интенсивности излучения  $\gamma$ -квантов с данной энергией  $\mathcal{E}$ .

Рассматривая работу счетчика и рис. 15.9, б, видим, что надежная регистрация квантов и их энергии будет иметь место, если энергия кванта такова, что

$$kU_n > U_1 > U_{ш},$$

где  $U_{ш}$  — амплитуда импульсов, создаваемых шумами (фоном) источника излучения  $\gamma$ -квантов и схемы самого счетчика. В противном случае «полезный» импульс не будет различаться на фоне «шумовых» импульсов.

В ряде случаев для уменьшения влияния шумов используют более сложные схемы сцинтилляционных счетчиков, построенные по принципу суммирования сигналов. На два однотипных ФЭУ с общего для них сцинтиллятора подаются равные световые сигналы. Затем выходные сигналы ФЭУ подаются на два входа сумматора (см. § 10.8). Так как полезные составляющие выходных сигналов ФЭУ поступают на входы сумматора одновременно, а шумовые составляющие некогерентны, то на выходе сумматора (на входе анализатора) отношение «сигнал/шум» увеличивается.



Аналогично схеме рис. 15.9, *а* строятся сцинтилляционные счетчики для измерения энергии и интенсивности других частиц и квантов.

Для использования в схемах сцинтилляционных счетчиков годятся только ФЭУ, имеющие высокую разрешающую способность по времени и амплитуде.

#### § 15.4. ПРИМЕНЕНИЕ ФОТОЭЛЕМЕНТОВ С ВНУТРЕННИМ ФОТОЭФФЕКТОМ И ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

На рис. 15.10, *а* приведена простейшая схема включения фоторезисторов, называемых также фотосопротивлениями (ФС).

Питание схемы осуществляется от сети постоянного и переменного токов. При замене источника постоянного напряжения на источник переменного характеристики и параметры ФС не изменятся, если частота сети будет заметно меньше:

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (15.19)$$

( $\tau$  — постоянная времени ФС, имеющая порядок величины  $10^{-3}$ — $10^{-4}$  с). При частотах больших 5—10 кГц инерционность ФС приводит к изменению их характеристик и параметров.

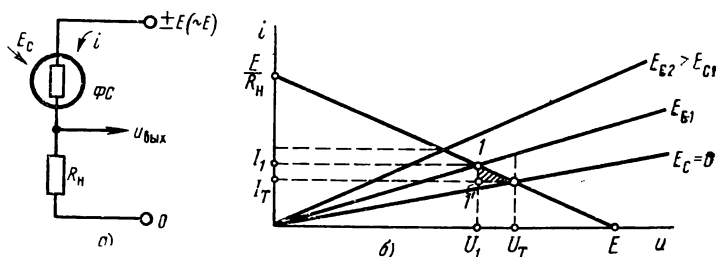


Рис. 15.10. Схема включения фотосопротивления (*а*) и график работы схемы (*б*)

Схема рис 15.10, *а*, согласно сказанному в § 15.1, соответствует общей схеме включения УНЭ, рассмотренной в § 3.4. Следовательно, формулы (3.34)—(3.43) будут справедливы и для схемы рис. 15.10, *а*, если в качестве управляющего фактора взять освещенность  $E_c$  (световой поток  $\Phi$ ) или мощность  $F$  потока лучистой энергии.

Вольт-амперные и особенно световые характеристики фотосопротивлений нелинейны, поэтому анализировать работу таких схем удобнее всего графически, исходя из усредненных характеристик ФС данного типа. Надо учитывать, что из-за разброса и нестабиль-

ности характеристик одностипных ФС количественная погрешность при таком графическом рассмотрении будет значительной.

На рис. 15.10, б приведено графическое построение для схемы рис. 15.10, а, причем для упрощения принято, что вольт-амперные характеристики ФС линейны. Из рис. 15.10, б найдем сопротивления:

темновое

$$R_{\tau} = \frac{U_{\tau}}{I_{\tau}},$$

внутреннее (световое)

$$R_{\text{св}} = R_{\text{ифс}} = \frac{U_1}{I_1};$$

изменения:

сопротивления

$$\Delta R = R_{\tau} - R_{\text{св}},$$

тока

$$\Delta I = I_1 - I_{\tau},$$

напряжения

$$\Delta U = U_1 - U_{\tau}$$

при засветке фотосопротивления с освещенностью  $E_{\text{с1}}$ , а также прирост мощности, выделяемой на нагрузке  $R_{\text{н}}$ :

$$\Delta P = \frac{\Delta I \Delta U}{2},$$

который имеет место при этой освещенности (графически приращение мощности равно площади треугольника  $0-I-I'$ ).

Далее, исходя из найденных изменений тока и напряжений, можно вычислить интегральную чувствительность схемы (а не фотосопротивления):

$$S_{\text{с}} = \frac{\partial i}{\partial E_{\text{с}}} \simeq \frac{\Delta I}{\Delta E_{\text{с}}} = \frac{\Delta I}{E_{\text{с1}}}. \quad (15.20)$$

Заметим, что в случае вакуумного ФЭ интегральная чувствительность схемы совпадает с его интегральной чувствительностью  $S_{\text{ф}}$ . В схеме с ФС (как и в схеме с газонаполненным ФЭ) они различны и с увеличением  $R_{\text{н}}$  уменьшается  $S_{\text{с}}$ . Из рис. 15.10, б следует также, что интегральная чувствительность  $S_{\text{с}}$  зависит от освещенности  $E_{\text{с}}$  и величины напряжения  $E$  питания схемы.

### Чувствительность схемы по напряжению

$$S_u = \frac{\partial U}{\partial E_c} \approx \frac{\Delta U}{\Delta E_c} = \frac{\Delta U}{E_{c1}} \quad (15.21)$$

также зависит от величины  $E_c$  и  $R_n$ , имея максимальную величину при  $R_n \approx \sqrt{R_T R_{св}}$ .

При необходимости сигналы, снимаемые с нагрузки ФС, могут дополнительно усиливаться. Так как сопротивление  $R_n$  обычно невелико (десятки — сотни килоом), то для усиления таких сигналов наряду с ламповыми усилителями применяются транзисторные усилители.

В схемах с ФС применяется также трансформаторное включение нагрузки (рис. 15.11), которое используется, когда световой сигнал модулирован, а питание осуществляется от сети постоянного или переменного тока. Если же световой сигнал медленно меняется

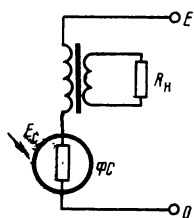


Рис. 15.11. Включение нагрузки через трансформатор

во времени, то схему рис. 15.11 можно использовать лишь при питании ее переменным током. Трансформаторное включение нагрузки позволяет снизить влияние неустойчивости (дрейфа) параметров ФС на работу схемы, кроме того, чувствительность схемы по напряжению увеличивается.

Нелинейность характеристик, температурная неустойчивость параметров, инерционность, значительные темновые токи и шумы — все это ограничивает применение ФС для точных измерений световых сигналов. Но фотосопротивления имеют и ряд положительных качеств.

Во-первых, высокая чувствительность многих типов ФС к излучению инфракрасной и далекой инфракрасной областей спектра делает эти приборы практически незаменимыми для измерений потоков лучистой энергии в этих областях спектра. Для уменьшения темновых токов и шумов ФС работают в режиме глубокого охлаждения, что позволяет измерять весьма малые мощности потоков излучения ( $F = 10^{-10}$  Вт и менее).

Во-вторых, большая интегральная чувствительность фотосопротивлений в видимой части спектра (она достигает величин порядка десятых долей ампера на люмен) обусловила их широкое использование в схемах промышленной автоматики, работающих по принципу «да — нет» (наличие или отсутствие светового сигнала). При этом, применяя ФС с большой кратностью изменения сопротивления  $R_T/R_{св}$ , можно обеспечить непосредственное срабатывание реле (и других механизмов) за счет изменения тока ФС. На рис. 15.12 приведены простейшие схемы таких фотореле, работающих от сети переменного (а) и постоянного (б) токов.

В-третьих, на основе ФС можно создавать довольно простые и надежные преобразовательные и фазочувствительные схемы. Если световой сигнал модулирован частотой  $f_m$ , а напряжение пи-

тания схемы (например, рис. 15.10, а) меняется с близкой частотой  $f_{\text{п}}$ , то в спектре тока, протекающего в цепи, будут составляющие с частотами  $n f_{\text{м}} \pm m f_{\text{п}}$ , т. е. осуществляется преобразование частоты. Если же  $f_{\text{м}} = f_{\text{п}}$ , то величина постоянной составляющей тока в цепи будет пропорциональна  $\cos \varphi$ , где  $\varphi$  — угол сдвига фаз между напряжением питания и светового сигнала, т. е. получится схема фазометра.

Наконец, малые габариты и большой срок службы ФС позволяют создавать на их основе малогабаритные, экономичные и надежные электронные узлы.

На рис. 15.13, а, б дана общая схема включения вентильного (или фотогальванического) ФЭ и вольт-амперные характеристики такого ФЭ.

Работа фотоэлемента в схеме рис. 15.13, а возможна в двух режимах: без источника питания ( $E=0$ ) — режим генерации фото-э. д. с. и с источником внешнего постоянного напряжения  $E$ , которое смещает  $p$ - $n$ -переход в обратном направлении, — фотодиодный режим.

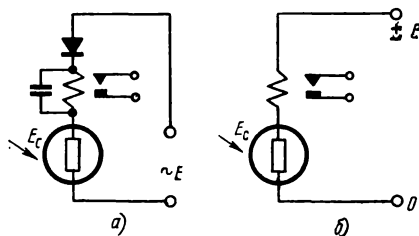


Рис. 15.12. Схемы фотореле с питанием от сети переменного (а) и постоянного (б) токов

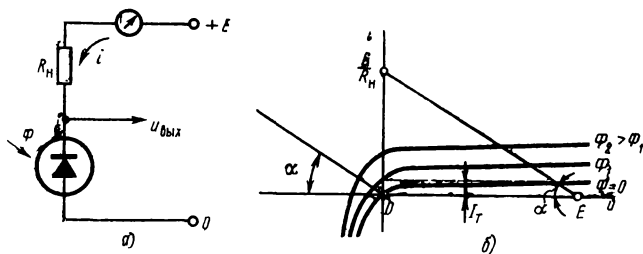


Рис. 15.13. Схема включения вентильного фотоэлемента (а) и графика работы схемы (б)

Следует отметить, что ФЭ каждого конкретного типа предназначен для работы главным образом в одном из этих режимов. В первом случае фотоэлемент называется вентильным, во втором — фотодиодом.

Рассмотрим сначала работу схемы в режиме генерации фото-э. д. с. ( $E=0$ ). Для этого режима на рис. 15.13, б в области второго квадранта семейства характеристик выполнено построение для произвольной нагрузки  $R_{\text{н}}$ ,  $\operatorname{ctg} \alpha = R_{\text{н}}$ , пользуясь которым можно проанализировать работу схемы при различных величинах светового

потока  $\Phi$  и нагрузки  $R_n$ . Так, если  $R_n$  уменьшается до нуля, то с изменением  $\Phi$  ДРТ будет перемещаться по линии тока (оси ординат), определяя токи  $I_{к.з} = f_1(\Phi)$ , т. е. его световую характеристику  $I_{к.з} = f_1(\Phi)$ . Если же  $R_n \rightarrow \infty$ , то ДРТ, перемещаясь по линии напряжения (оси абсцисс), определит э. д. с.  $E_{\Phi\Phi} = f_2(\Phi)$  генерируемую ФЭ, т. е. его вторую световую характеристику  $E_{\Phi\Phi} = f_2(\Phi)$  (порядок величины э. д. с. — десятые доли вольта).

Генераторный режим ФЭ можно исследовать и аналитически. В этом режиме ФЭ может быть представлен схемой замещения рис. 15.14. Если пренебречь влиянием паразитной емкости  $C_n$ , то согласно этой схеме ток в нагрузке

$$I = S_{\Phi\Phi} \Phi \frac{R_y}{R_n + R_y + R_B}, \quad (15.22)$$

где  $S_{\Phi\Phi}$  — интегральная чувствительность ФЭ, имеющая величину порядка десятых долей — десятков миллиампер на люмен;  $R_y$  — сопротивление утечки, т. е. сопротивление  $p$ - $n$ -перехода, имеющее величину порядка от сотен ом до десятков килоом (оно уменьшается с ростом потока  $\Phi$ );  $R_B$  — сопротивление контактов, толщи полупроводника и выводов (десятки — сотни ом).

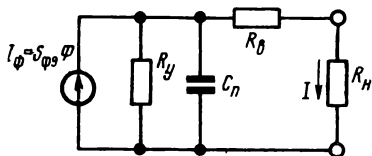


Рис. 15.14. Эквивалентная схема вентильного фотоэлемента

С помощью (15.22) легко находят характеристики и параметры схемы рис. 15.13, а, если частота изменения светового сигнала будет мала. При частотах, превышающих несколько килогерц, начинает сказываться инерционность ФЭ, учитываемая емкостью  $C_n$  (постоянная времени  $\tau$  вентильных ФЭ имеет величину порядка  $10^{-2}$ — $10^{-4}$  с). При этом инерционность схемы увеличивается с ростом  $R_n$ .

Вентильные ФЭ широко применяются в качестве объективных фотометров (экспонетры на селеновых ФЭ), в фотокалориметрии, а также для преобразования солнечной энергии в электрическую (кремниевые солнечные батареи).

Для измерений малых световых сигналов вентильные ФЭ применяются реже из-за нестабильности своих параметров и значительного уровня собственных шумов. Нагрузка может включаться в схему непосредственно (см. рис. 15.13, а), а при модулированном световом сигнале — и через трансформатор.

Рассмотрим теперь работу схемы рис. 15.13, а в фотодиодном режиме. Этот режим можно исследовать и аналитически и графически. Графическому анализу соответствует построение, выполненное в первом квадранте семейства характеристик рис. 15.13, б. Напряжение питания  $E$  схемы обычно имеет величину 10—30 В. Нагрузочная прямая проведена под углом  $\alpha = \text{arccctg } R_n$ . При отсутствии светового сигнала в цепи протекает заметный темновой ток  $I_T$  (де-

сятки микроампер). В остальном построение рис. 15.13, б не требует пояснений.

Переходя к аналитическому рассмотрению этого режима, отметим, что вольт-амперные и световые характеристики фотодиода имеют такой же вид, как и соответствующие характеристики вакуумного ФЭ. Поэтому при анализе схемы рис. 15.13, а в фотодиодном режиме справедливы формулы (15.1)—(15.4), если в них подставить параметры фотодиода:

интегральную чувствительность

$$S_{\text{фд}} = \frac{\partial i}{\partial \Phi},$$

имеющую величину порядка десятков миллиампер на люмен;  
внутреннее сопротивление

$$R_{i\text{фд}} = \frac{\partial u_{\text{фд}}}{\partial i},$$

имеющее в рабочей области величину — десятки мегом.

При работе с модулированными световыми сигналами инерционность схемы начинает сказываться на частотах порядка 5—10 кГц (постоянная времени фотодиодов  $\tau \approx 10^{-5}$  с), причем, как и в случае вентильного режима, частотные свойства схемы ухудшаются с увеличением  $R_{\text{н}}$ .

Благодаря высокому значению интегральной чувствительности фотодиоды, как и ФС, применяются в схемах фотореле различного назначения (см. схемы рис. 15.12), а также в качестве датчиков в схемах измерения неэлектрических величин.

При малой величине выходного сигнала  $U_{\text{вых}}$  схемы рис. 15.13, а этот сигнал можно усилить с помощью лампового или транзисторного усилителя, имеющего большое входное сопротивление (нагрузка  $R_{\text{н}}$  ФЭ может иметь величину порядка десятков — сотен килоом).

Из-за значительного уровня шумов и температурной нестабильности фотодиоды почти не применяются при точных измерениях весьма малых световых сигналов.

Теперь рассмотрим схему включения фототранзистора (фототриода), приведенную на рис. 15.15, а для  $n$ - $p$ - $n$ -фототранзистора (при  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторе полярность напряжения  $E_{\text{к}}$  и направление тока  $i_{\text{к}}$  будут обратными).

Фототранзистор может работать в двух режимах: с изолированной (отключенной) базой, т. е. при отсутствии делителя  $R_1$ — $R_2$ , и с подключенной базой.

Второй режим предпочтительнее, так как с помощью делителя  $R_1$ — $R_2$  при световом потоке  $\Phi=0$  можно регулировать начальный режим схемы. Действительно, при  $\Phi=0$  схема работает как усилительный каскад с общим эмиттером. Построение на рис. 15.15, б справедливо при графическом анализе работы этого усилителя, если на графике привести вольт-амперные характеристики транзи-

стора, на которых в качестве параметра будет не световой поток  $\Phi$ , а напряжение  $U_{б.э.}$  и которые качественно имеют такой же вид, что и характеристики рис. 15.15, б. Поэтому, регулируя начальный потенциал базы, можно смещать начальное положение рабочей точки, выбирая режим работы схемы.

При подключенной базе легко осуществить термостабилизацию схемы и скомпенсировать, таким образом, влияние резкой зависимости характеристик и параметров фототриода от температуры.

Имея по сравнению с фотодиодом большие интегральную чувствительность

$$S_{\text{фт}} = \frac{\partial i_k}{\partial \Phi}$$

(порядка десятых долей ампера на люмен), темновые токи (сотни микроампер) и уровень шумов, примерно такую же постоянную

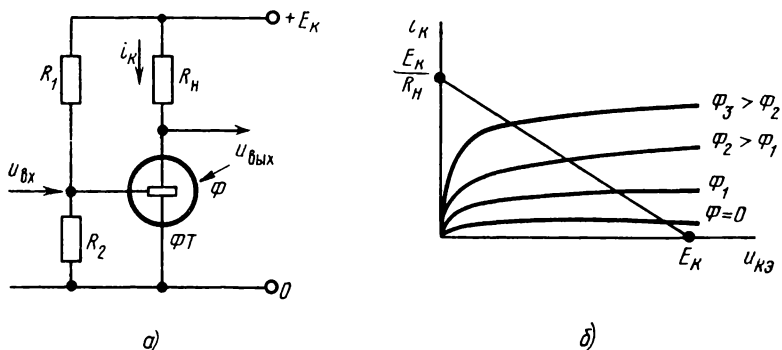


Рис. 15.15. Схема включения фототранзистора (а) и график работы схемы (б)

времени ( $\tau \approx 10^{-4}$  с), меньшее рабочее напряжение (единицы вольт), фототранзисторы применяются в тех же областях, что и фотодиоды.

Однако, как уже отмечалось, изменяя потенциал базы, можно управлять коллекторным током фототриода. Следовательно, при работе фототранзистора в схеме рис. 15.15, а с подключенной базой он является управляемым нелинейным элементом (см. § 3.5) с двумя входными сигналами (управляющими факторами), один из которых является электрическим ( $U_{вх}$ ), а другой — световым ( $\Phi$ ). Таким образом, схема рис. 15.15, а является каскадом с двойным управлением, что позволяет использовать ее для различных преобразований сигналов: в зависимости от выбранного начального режима схемы можно производить суммирование, перемножение светового и электрических сигналов и т. д.

## § 15.5. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ПЕРЕДАЮЩИХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ТРУБОК

Электронно-оптические преобразователи и усилители изображения преобразуют сигналы лучистой энергии одной части электромагнитного спектра в сигналы другой или усиливают эти сигналы.

Схема включения простейшего электронно-оптического преобразователя (ЭОП) приведена на рис. 15.16, а. Между фотокатодом ФК и люминесцирующим экраном Э прикладывается высокое напряжение  $U$  порядка 5—10 кВ. Эмиттированные фотокатодом электроны, количество которых пропорционально «освещенности» данного участка катода, попадая на экран — анод, вызывают свечение соответствующего участка экрана с яркостью, также пропорциональной «освещенности».

Такой простейший ЭОП имеет низкую разрешающую способность (несколько штрихов на миллиметр экрана). Если увеличить напряжение  $U$ , то разрешающая способность также увеличится, но при этом упадет чувствительность ЭОП, так как токи термо- и автоэмиссии резко возрастают и создают фоновую засветку экрана.

Для получения большой разрешающей способности при высокой пороговой чувствительности применяются более сложные конструкции ЭОП с электростатической фокусировкой. Его схема включения показана на рис. 15.16, б. На ускоряющий электрод УЭ относительно фотокатода подается напряжение  $U_1$  порядка сотен вольт, а на экран — напряжение  $U$  в десятки киловольт. Подбором потенциала ускоряющего электрода производится фокусировка изображения на экране.

Применяются также ЭОП, имеющие большее количество ускоряющих (фокусирующих) электродов. В таких ЭОП с электростатической фокусировкой удастся получить разрешающую способность порядка десятков штрихов на миллиметр, коэффициент преобразования (усиления) лучистого потока, достигающий десятков единиц:

$$K_{\Phi} = \frac{\Phi_{\Phi}}{F_{\kappa}},$$

где  $\Phi_{\Phi}$  — световой поток с экрана;  $F_{\kappa}$  — поток лучистой энергии, падающий на фотокатод.

Большой коэффициент преобразования и значительное усиление яркости изображения можно получить, применив электронно-опти-

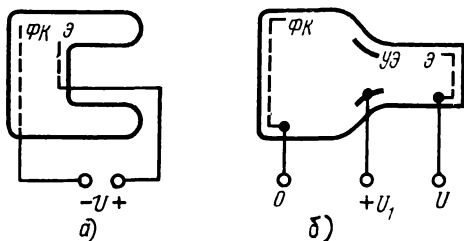


Рис. 15.16. Схема включения ЭОП:  
а — простейшего; б — с электростатической фокусировкой



ческие усилители. На рис. 15.17 приведена схема включения двух-каскадного электронно-оптического усилителя, принцип действия которого очевиден: световое изображение, полученное на экране Э<sub>1</sub> первого ЭОП, вызывает эмиссию с фотокатода ФК<sub>2</sub> второго ЭОП, на экране которого получается усиленное световое изображение. Питание отдельных каскадов электронно-оптического усилителя производится от общего источника питания  $U$ .

С помощью электронно-оптических усилителей коэффициент преобразования  $K_0$  удается увеличить до сотен — тысяч единиц и выше.

Электронно-оптические преобразователи и усилители применяются главным образом для преобразования (переноса) изображений, полученных в инфракрасных и рентгеновских лучах, в видимое глазом световое изображение.

Для передачи изображений в современном телевидении (бытовом и промышленном) применяется принцип:

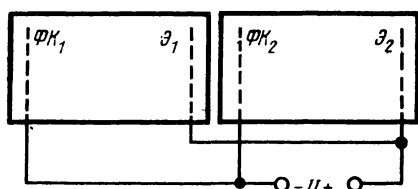


Рис. 15.17. Каскадное включение ЭОП

разложение (развертка) передаваемого изображения на отдельные элементы по горизонтали (строкам) и вертикали (по кадру);

поочередное преобразование светового сигнала (импульса), создаваемого каждым элементом изображения, в электрический сигнал (видеоимпульс).

Полученная таким методом последовательность видеоимпульсов передается по каналу связи на вход телевизионного приемника, где происходит (см. § 14.4) обратное преобразование видеосигналов в световые и их свертка в световое изображение.

Разложение передаваемого светового изображения на отдельные элементы и преобразование световых импульсов в электрические осуществляется передающими электроннолучевыми трубками. В настоящее время для телевидения применяются иконоскопы, супериконоскопы, ортиконы и суперортиконы, а также видиконы.

Иконоскопы и супериконоскопы из-за низкой чувствительности применяются для студийных передач (в том числе передача кинофильмов), когда можно обеспечить высокий уровень освещенности (десятки — сотни люкс).

Более совершенные и чувствительные ортиконы и суперортиконы применяются при более низких освещенностях (единицы люкс).

Видиконы, имеющие худшие частотные характеристики, применяются главным образом в системах промышленного телевидения, где допускается меньшая разрешающая способность.

Схемы включения перечисленных передающих трубок, работающих по одному принципу, имеют много общего. Поэтому ограничимся кратким описанием схемы включения наиболее сложной передающей трубки — суперортикона, сочетающей элементы трех элект-

ронных приборов: электронно-оптического преобразователя, более простых передающих трубок и фотоэлектронного умножителя.

Упрощенная схема включения суперортикаона приведена на рис. 15.18. Для обеспечения нормального режима суперортикаона электроды этой трубки имеют потенциалы (относительно катода), лежащие обычно в следующих пределах:

фотокатод ФК и ускоряющий электрод УЭ электронно-оптической части трубки — отрицательное напряжение 200—500 В;

мишень Мш, являющаяся анодом электронно-оптической части, — отрицательное или положительное напряжение порядка нескольких вольт;

барьерная сетка БС — положительное напряжение в несколько вольт;

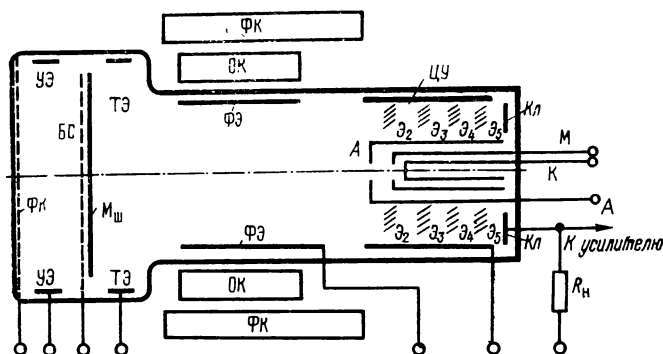


Рис. 15.18. Схема включения суперортикаона

тормозящий электрод ТЭ и фокусирующий электрод ФЭ — положительные напряжения от десятков вольт до 200—300 В; цилиндр фотоумножителя ЦУ — 200—300 В.

На электроды пятикаскадного ФЭУ, образованного анодом прожектора (и являющимся одновременно первым динодом ФЭУ), четырьмя жалюзными эмиттерами и коллектором (Кл), подаются положительные напряжения, ступенчато возрастающие от 250 В (на аноде прожектора) до 1,5 кВ (на коллекторе).

На модулятор М подается отрицательное смещение порядка десятков вольт.

Для выбора оптимального режима данного суперортикаона в схеме рис. 15.18 должна быть предусмотрена плавная регулировка в указанных пределах напряжений всех электродов, за исключением каскадов ФЭУ, где напряжения задаются с помощью делителя, питаемого от источника постоянного напряжения  $U_{кл} = 1500$  В.

Фокусировка осуществляется с помощью магнитного поля, которое создается фокусирующей катушкой ФК, питаемой от стабилизированного источника постоянного тока.

Сканирование мозаики электронным лучом обеспечивается отклоняющими катушками строчной и кадровой разверток ОК, питание которых осуществляется от соответствующих генераторов пилообразного тока (см. § 12.6 и 14.4).

В динамическом режиме на модулятор подаются импульсы, запирающие электронный луч во время обратного хода развертки.

Выходной ток (коллектора) суперортикона, имеющий величину порядка единиц — десятков микроампер (при освещенности фотокатода десятые доли — единицы люкс), протекая по резистору нагрузки  $R_n$ , создает на нем выходное напряжение — видеоимпульсы, которые поступают на каскады усиления передатчика. Суперортикон обеспечивает на своем выходе отношение «сигнал/шум» порядка десятков единиц, но тем не менее входной каскад широкополосного усилителя, располагаемый в непосредственной близости (для уменьшения влияния наводок и паразитных емкостей) от выхода трубки, должен иметь малый уровень собственных шумов.

# ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

## СХЕМЫ С ГАЗОРАЗРЯДНЫМИ ПРИБОРАМИ И ТИРИСТОРАМИ

### § 16.1. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СХЕМ

Особенность работы газоразрядного прибора (например, газотрона) как элемента электрической цепи определяется его вольт-амперной характеристикой, имеющей «падающий» участок, на котором дифференциальное (внутреннее) сопротивление прибора имеет отрицательный знак.

Рассмотрим цепь, состоящую из газоразрядного прибора, нагрузки  $R_H$  и источника питания  $E_a$  (рис. 16.1, а). Напряжения на приборе, нагрузке и ток в цепи можно найти графически построением линии нагрузки (рис. 16.1, б) для любого значения  $E_a$ . С увеличением  $E_a$  ток в цепи весьма мал и растет медленно (участок  $0-a$ ). Когда напряжение на приборе достигнет некоторого критического значения  $U_1$ , ток скачком возрастает (возникает дуговой разряд), а напряжение на газоразрядном приборе падает благодаря возросшему падению напряжения на  $R_H$ .

Как видно из рис. 16.1, б, резистор  $R_H$  ограничивает ток в цепи, который при отсутствии  $R_H$  может достичь значительной величины и вывести газоразрядный прибор из строя (вертикальная линия). Поэтому приборы с характеристикой вида рис. 16.1 можно включать под напряжение только через нагрузочный резистор  $R_H$ \* достаточной величины.

Если теперь уменьшать напряжение  $E_a$ , то ток в цепи будет уменьшаться вначале плавно, а затем, когда напряжение на приборе достигнет другой критической величины  $U_2$ , ток в цепи падает почти до нуля.

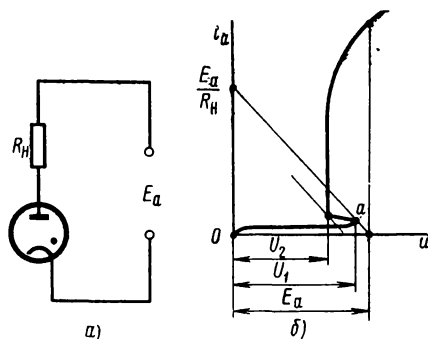


Рис. 16.1. Основная схема включения газоразрядного прибора (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

\* Резистор  $R_H$  в этой схеме часто называют балластным.

Изменение тока в схеме рис. 16.1, *а* при изменении питающего напряжения  $E_a$  можно объяснить специфическим видом вольт-амперной характеристики независимо от физических процессов, происходящих внутри прибора.

Характеристиками вида рис. 16.1, *б* обладают газотроны, тиратроны с накаливаемым и холодным катодами, а также неуправляемый и управляемый тиристоры. Для тиратронов и управляемого тиристора характерна возможность изменения величины критического напряжения  $U_1$  воздействием на управляющий электрод. После возникновения разряда в газоразрядном приборе или пробоя в тиристоре изменение напряжения (тока) управляющего электрода не оказывает никакого влияния на ток через нагрузку. Прекращение разряда или восстановление непроводящего состояния в этих приборах возможно лишь снижением напряжения на них до величины  $U_2$ .

Газоразрядные приборы широко применялись в выпрямительных установках высокого и низкого напряжения, а также в качестве ключевых приборов в различных коммутационных устройствах автоматики и управления. В настоящее время в этих устройствах применяются полупроводниковые диоды и тиристоры. Поэтому в промышленности применение газотронов ограничено случаями выпрямления высоких напряжений (3—5 кВ) при токах до нескольких десятков ампер.

Из тиратронов в серийном выпуске сохранились лишь маломощные газонаполненные тиратроны на напряжение выше 0,5—1 кВ, импульсные водородные тиратроны и высоковольтные ртутные тиратроны.

## **§ 16.2 ВКЛЮЧЕНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРОВ**

Рассмотрим основные схемы включения наиболее распространенных управляемых газоразрядных приборов, к числу которых относятся тиратроны с накаливаемым и холодным катодом.

Как и для вакуумного триода, основная схема включения тиратрона состоит из двух цепей: управляемой (анодной) и управляющей (сеточной).

Управляемая цепь образована промежутком анод — катод тиратрона, нагрузкой  $R_n$  и источником анодного питания. Сеточная цепь содержит источники управляющего сигнала и напряжения, задающего начальный режим тиратрона.

Работа тиратрона в схеме сводится к роли коммутирующего устройства (ключа), способного включить ток в управляемой цепи, т. е. через нагрузку, подачей пускового сигнала на сетку этого прибора. Включение тока (размыкание управляемой цепи) возможно (см. § 16.1) только соответствующим снижением напряжения на аноде тиратрона. Тиратрон в схеме можно использовать в двух режимах: с питанием управляемой цепи переменным или постоянным напряжением.

При питании анодной цепи переменным напряжением с началом каждого положительного полупериода тиратрон при наличии поджигающего напряжения на сетке будет включать ток в управляемой цепи, а в конце этого полупериода — выключать его. Таким образом, через нагрузку потечет пульсирующий ток, который при необходимости можно сгладить с помощью фильтров. При снятии поджигающего напряжения ток в анодной цепи тиратрона прекратится.

В качестве поджигающего (пускового) сигнала на сетке тиратрона в этом случае можно подавать как постоянное, так и переменное напряжения. В последнем случае сдвигом фазы пускового сигнала на сетке относительно напряжения в анодной цепи можно управлять величиной среднего тока через нагрузку.

Расчет тока через нагрузку тиратрона проводится графически, так как характеристика зажигания (рис. 16.2, а), представляющая собой зависимость значений сеточных напряжений, при которых в тиратроне возникает разряд от напряжения на его аноде, нелинейна и не имеет аналитического выражения.

Расчет проводится в следующем порядке:

1. На графике изменения анодного питания  $E_a$  (рис. 16.2, б) для каждого его мгновенного значения наносят соответствующее сеточное напряжение, найденное по характеристике зажигания (см. рис. 16.2, а), т. е. перестраивают эту характеристику с учетом изменения анодного напряжения во времени.

2. По точкам пересечения кривой изменения синусоидального сеточного напряжения с полученной характеристикой зажигания определяют момент времени  $t_1$  зажигания тиратрона.

3. Для ряда значений напряжения анодного питания (начиная с момента времени  $t_1$ ) проводят линии нагрузки и определяют мгновенные величины тока тиратрона после возникновения разряда. Полученные значения тока откладывают на графике  $i=f(t)$ .

4. Момент гашения тиратрона определяется с помощью граничного положения линии нагрузки (прямая  $m-n$  на рис. 16.2, б).

В результате этого построения получается график  $i=f(t)$ . Средний ток  $I_{ср}$  через нагрузку определяется графическим интегрированием кривой  $i=f(t)$  за период.

Из-за различных нестабильностей реальная характеристика зажигания может смещаться в некоторых пределах, образуя область зажигания, что приводит к разбросу значения тока в цепи. Графический расчет тока тиратрона с учетом области зажигания проводится аналогично показанному на рис. 16.2, б.

Из рис. 16.2, б видно, что с изменением фазового сдвига между напряжениями на сетке и аноде тиратрона меняется длительность его проводящего состояния и, следовательно, величина среднего тока через нагрузку. Такие схемы применяются в различных устройствах автоматики в качестве мощных выходных каскадов, выпрямителей со стабилизацией и т. д.

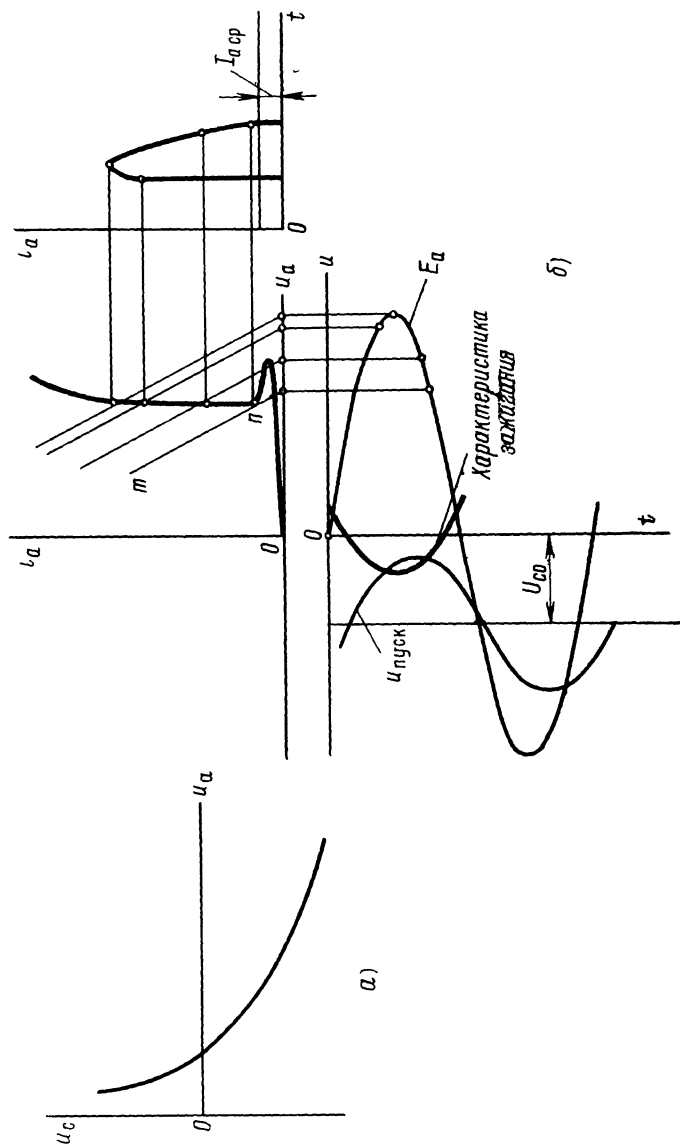


Рис. 16.2. Построение формы кривой анодного тока тиристора при синусоидальных напряжениях на аноде и сетке с произвольным сдвигом по фазе:

*а* — пусковая характеристика тиристора; *б* — построение кривой тока

Для гашения тиратрона, анодная цепь которого питается постоянным напряжением, в схему включают конденсатор, как это показано на рис. 16.3, а.

В начальном состоянии схемы конденсатор заряжен практически до напряжения  $E_a$ . С подачей пускового сигнала тиратрон зажигается и конденсатор разряжается по цепи тиратрон — резистор  $R_H$ . По мере разряда конденсатора напряжение на тиратроне уменьшается и, наконец, достигает значения, при котором газовый разряд прекращается и тиратрон гаснет, так как ток, протекающий через сопротивление  $R_6$ , достаточно мал. После этого конденсатор заряжается с постоянной времени  $\tau_{зар} = CR_6$  и через промежуток времени порядка  $(3 \div 5)\tau_{зар}$  схема готова к приему очередного пускового сигнала.

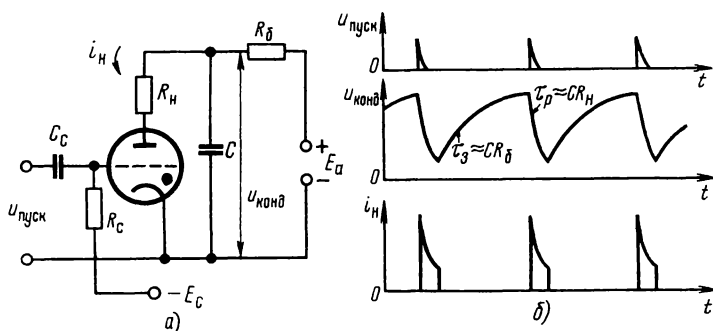


Рис. 16.3. Генерация мощных импульсов с помощью тиратрона:

а — схема генератора; б — кривые изменения пускового сигнала напряжения на конденсаторе и тока в нагрузке

В качестве пускового сигнала в такой схеме обычно используются импульсы, длительность которых меньше, чем время, необходимое для того, чтобы на аноде могло установиться напряжение, достаточное для его зажигания.

Емкость конденсатора в схеме рис. 16.3, а влияет на длительность импульса тока через тиратрон и, кроме того, определяет постоянную времени восстановления способности схемы к последующему срабатыванию. На рис. 16.3, б приведены кривые работы тиратронного генератора мощных импульсов в периодическом режиме.

Схемы на тиратронах с питанием анодной цепи постоянным током применяются для получения пилообразного напряжения, генерации мощных импульсов напряжения (тока) и в других импульсных схемах. Импульсные возможности схемы ограничены временами ионизации и деионизации газа тиратрона.

Типовая схема включения тиратрона с холодным катодом показана на рис. 16.4. Особенностью этой схемы является включение резистора  $R_c$  достаточно большой величины, что необходимо для



создания так называемого подготовительного тлеющего разряда между сеткой и катодом. С подачей положительного пускового импульса ток сетки возрастает и разряд перебрасывается на анод. Гашение тиратрона с холодным катодом осуществляется только снятием анодного напряжения на время, необходимое для восстановления электрической прочности промежутка анод — катод.

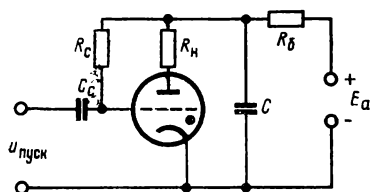


Рис. 16.4. Схема включения тиратрона с холодным катодом

Тиратроны с холодным катодом применяются в различных маломощных пересчетных и логических схемах благодаря малым габаритам, малой потребляемой мощности, возможности получения световой индикации и дещевизне.

### § 16.3. СХЕМЫ С ТИРИСТОРАМИ

Типовая схема включения тиристора (рис. 16.15, а), как и схема с тиратроном, состоит из двух цепей: управляемой и управляющей. Включение тиристора осуществляется подачей пускового сигнала положительной полярности на его пусковой электрод через резистор  $R$ , ограничивающий входной ток. Восстановление непроводя-

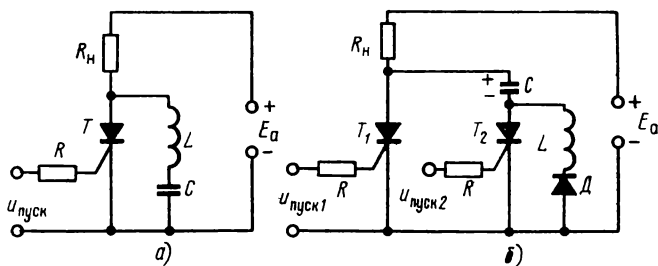


Рис. 16.5. Схемы включения тиристора:

а — с автоматическим гашением, б — с гашением вспомогательным тиристором

щего состояния в тиристоре возможно лишь снятием напряжения на его зажимах в управляемой цепи. Для этого наиболее удобно применение  $LC$ -цепи, включенной параллельно тиристору, как это показано на рис. 16.5, а. До подачи пускового сигнала конденсатор  $C$  заряжен до напряжения источника питания  $E_a$ . С подачей пускового импульса появляется ток через нагрузку и начинается колебательный разряд конденсатора через тиристор и индуктивность  $L$ . Благодаря этому наступает момент, когда результирующий ток через тиристор становится равным нулю и восстанавливается его непроводящее состояние. Естественно, пусковой сигнал к этому

времени должен закончиться, иначе наступит повторное включение тока в управляемой цепи.

Длительность импульса тока в нагрузке схемы рис. 16.5, а определяется параметрами  $LC$ -цепи и поэтому не может быть сделана сколь угодно большой.

При необходимости иметь длительное прохождение тока через нагрузку применяют схему с двумя тиристорами (рис. 16.5, б), в которой основная управляемая цепь образована источником питания  $E_a$ , тиристором  $T_1$  и нагрузкой  $R_n$ .

В исходном состоянии схемы конденсатор  $C$  заряжен почти до полного напряжения питания  $E_a$ , а оба тиристора находятся в непроводящем состоянии. В момент подачи пускового сигнала на первый тиристор включается ток через нагрузку, и падение напряжения на ней становится близким к  $E_a$ . При этом через диод  $D$  и индуктивность  $L$  начинается резонансная перезарядка конденсатора  $C$ , напряжение на котором быстро достигает величины, также близкой  $E_a$ , но обратной полярности. Благодаря наличию диода  $D$  это напряжение на конденсаторе сохраняется в течение всего времени прохождения тока через нагрузку. Выключение этого тока осуществляется подачей пускового импульса на второй тиристор, с включением которого все напряжение на конденсаторе оказывается присоединенным к тиристорам  $T_1$  с обратной полярностью. В результате последний переводится в непроводящее состояние, а конденсатор снова перезарядается через тиристор  $T_2$  и резистор  $R_n$ . Полярность напряжения на конденсаторе снова становится такой, как показано на рис. 16.5, б. С окончанием перезарядки конденсатора ток через  $R_n$  и  $T_2$  прекращается. Последний переходит в непроводящее состояние, и схема готова к приему следующего пускового импульса на тиристор  $T_1$ .

Схемы с тиристорами широко распространены благодаря их большим возможностям по переключаемым токам и напряжениям, малым габаритам и удобству в эксплуатации. Эти схемы могут использоваться также в режиме фазового управления.

#### **§ 16.4. ВКЛЮЧЕНИЕ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ЦИФРОВЫХ ИНДИКАТОРОВ И ДЕКАТРОНОВ**

Типовая схема включения цифрового индикатора показана на рис. 16.6. Свечение необходимой цифры индикатора достигается включением напряжения на соответствующий катод прибора. В качестве переключающих элементов удобно применять транзисторы, как это и показано на схеме. Если, например, используются транзисторы, то в каждый момент времени должны проводить все транзисторы, кроме одного, коллектор которого присоединен к светящемуся катоду. Действительно, при этом потенциалы всех катодов, кроме одного, получают достаточно высокими, и разность потенциалов между ними и анодом индикатора недостаточна для зажигания разряда. Переключение цифр индикатора производится

подачей сигнала на базу того или иного транзистора. Эти сигналы могут сниматься, например, с соответствующих точек пересчетной схемы.

На рис. 16.7 приведена типовая схема включения двухимпульсного декатрона. Питание схемы осуществляется от источника постоянного напряжения  $E_a$

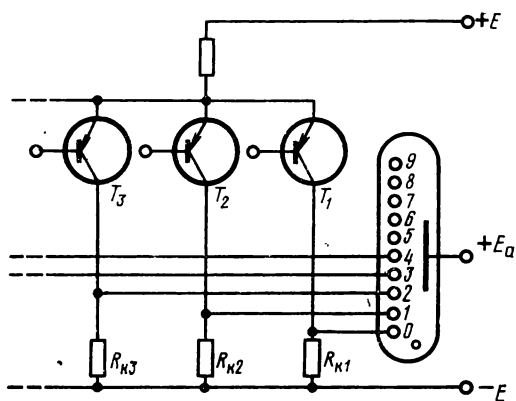


Рис. 16.6. Схема включения цифрового индикатора

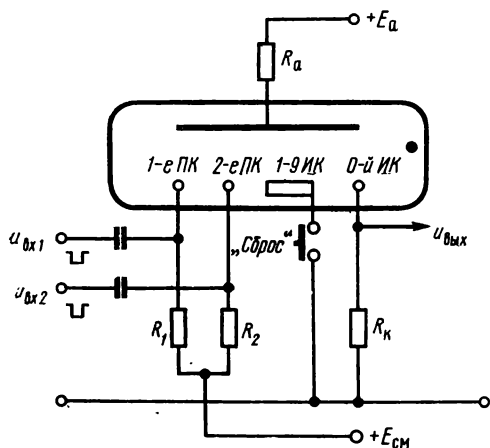


Рис. 16.7. Типовая схема включения двухимпульсного декатрона

постоянного напряжения  $E_a$  (порядка 400—450 В), превышающего напряжение зажигания тлеющего разряда. На все подкатоды через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  (десятки килоом) подается положительное напряжение смещения  $E_{см}$  (порядка 50 В), поэтому напряжение между анодом и всеми подкатодами декатрона в исходном режиме меньше напряжения между анодом и индикаторными катодами прибора. После включения схемы кнопка «Сброс» размыкается и тлеющий разряд возникнет только между анодом и нулевым индикаторным катодом (ИК) декатрона. После замыкания кнопки декатрон готов к работе.

Для перевода разряда с нулевого на первый индикаторный катод на первые и вторые подкатоды (ПК) подают два сдвинутых по времени импульса отрицательной полярности с амплитудой до 100 В и длительностью до десятков микросекунд. Первый импульс подается на кольцо первых подкатодов,

а второй должен поступать на кольцо вторых подкатодов через 1—3 мксек после прекращения действия первого импульса.

Таким образом, после подачи на входы декатрона каждой такой пары отрицательных импульсов тлеющий разряд будет переноситься с одного индикаторного катода на последующий.

Если импульсы подавать в обратной последовательности: сначала

ла на вторые, а затем на первые подкатоды, то разряд будет переноситься в обратную сторону (с нулевого ИК на 9-й ИК и т. д.).

Индикация переноса разряда производится визуально через стекло колбы декатрона. После подачи десяти пар пусковых импульсов разряд возвратится на нулевой индикаторный катод и на резисторе  $R_k$  (десятки килоом) возникает выходной сигнал  $u_{\text{вых}}$  с амплитудой в десятки вольт.

В более сложных по конструкции одноимпульсных декатронах перенос разряда с одного катода на другой происходит при подаче на вход прибора только одного отрицательного импульса, что является преимуществом таких декатронов перед двухимпульсными. Существенный недостаток одноимпульсных декатронов — невозможность переноса разряда в обратном направлении (нет реверса счета).

Одно- и двухимпульсные декатроны применяются для счета электрических сигналов (импульсов), деления частоты и других аналогичных операций. Максимальная скорость счета ограничивается инерционностью разряда, но в современных декатронах достигает десятков тысяч импульсов в секунду.

Кроме счетных декатронов выпускаются также коммутационные декатроны, имеющие отдельные выводы всех индикаторных катодов. Это позволяет применять такие декатроны в качестве многоканальных электронных ключей — коммутаторов, например, для управления цифровыми индикаторами.

1. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. Ч. I. М., «Энергия», 1965.
2. Батушев В. А. Электронные приборы. М., «Высшая школа», 1969.
3. Хлебников Н. Н. Электронные приборы. М., Связьиздат, 1964.
4. Соболева Н. А. и др. Фотоэлектронные приборы. М., «Наука», 1965.
5. Шерстнев Л. Г. Электронная оптика и электроннолучевые приборы. М., «Энергия», 1971.
6. Пасынков В. В. и [др]. Полупроводниковые приборы. М., «Высшая школа», 1973.
7. Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., «Наука», 1966.
8. Эрглис К. Э. и Степаненко И. П. Электронные усилители. М., Физматгиз, 1964.
9. Ицхоки Я. С. и Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М., «Советское радио», 1972.
10. Гольденберг Л. М. Основы импульсной техники. М., Связьиздат, 1963.
11. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Под ред. Валитова Р. А. М., «Связь», 1966.
12. Терентьев Б. П. Электропитание радиоустройств. М., Связьиздат, 1958.
13. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
14. Каганов И. Л. Промышленная электроника. М., «Высшая школа», 1968.

*Стр.*

Предисловие	3
-------------	---

## Глава первая

### Общие свойства электронных схем

§ 1.1. Электронные схемы . . . . .	5
§ 1.2. Основные характеристики электронных схем и их элементов	9
§ 1.3. Особенности расчета и роль эксперимента .	11

## Глава вторая

### Характеристики основных линейных цепей электронных схем

§ 2.1. Прохождение гармонических сигналов через простейшие $RC$ -цепи	15
§ 2.2. Прохождение импульсных сигналов прямоугольной формы через простейшие $RC$ -цепи . . . . .	20
§ 2.3. Прохождение сигналов сложной формы . . . . .	25
§ 2.4. Связь между основными характеристиками линейных цепей	27

## Глава третья

### Нелинейный элемент электрической цепи

§ 3.1. Вольт-амперные характеристики нелинейного элемента	30
§ 3.2. Неуправляемый нелинейный элемент в схеме . . . . .	34
§ 3.3. Управляемый нелинейный элемент электрической цепи	39
§ 3.4. Управляемый нелинейный элемент в схеме . . . . .	44

## Глава четвертая

### Прохождение электрических сигналов через нелинейные цепи

§ 4.1. Линейные и нелинейные преобразования гармонических сигналов	53
§ 4.2. Заряд и разряд конденсатора через нелинейный элемент	57
§ 4.3. Прохождение гармонических сигналов	59
§ 4.4. Прохождение импульсных сигналов	64

## Глава пятая

### Диод в электронной схеме

§ 5.1. Схемы включения диодов	67
§ 5.2. Ограничители амплитуды . . . . .	68
§ 5.3. Выпрямители . . . . .	73
§ 5.4. Детектор сигналов, модулированных по амплитуде; фиксатор уровня : . . . . .	80

## Глава шестая

### Триод в электронной схеме

§ 6.1.	Режимы работы лампового триода и транзистора . . . . .	86
§ 6.2.	Способы подачи напряжения на управляющие электроды лампы и транзистора . . . . .	89
§ 6.3.	Схемы включения лампового триода и транзистора . . . . .	93
§ 6.4.	Основная схема включения лампового триода . . . . .	98
§ 6.5.	Основная схема включения биполярного транзистора . . . . .	104
§ 6.6.	Основная схема включения полевого транзистора . . . . .	108

## Глава седьмая

### Включение многоэлектродных электронных приборов

§ 7.1.	Классификация и особенности приборов . . . . .	111
§ 7.2.	Способы подачи напряжений на электроды и выбор сопротивления нагрузки . . . . .	113
§ 7.3.	Усилительный каскад на пентоде (тетроде) . . . . .	117

## Глава восьмая

### Электронные усилители

§ 8.1.	Классификация электронных усилителей . . . . .	121
§ 8.2.	Усилитель с емкостной связью . . . . .	124
§ 8.3.	Усилитель с трансформаторной связью . . . . .	132
§ 8.4.	Усилитель с гальванической связью . . . . .	135
§ 8.5.	Усилитель мощности . . . . .	140

## Глава девятая

### Элементы теории обратной связи

§ 9.1.	Классификация и определения . . . . .	146
§ 9.2.	Последовательная обратная связь по напряжению . . . . .	153
§ 9.3.	Последовательная обратная связь по току . . . . .	162
§ 9.4.	Параллельная обратная связь по напряжению . . . . .	165
§ 9.5.	Паразитная обратная связь . . . . .	169

## Глава десятая

### Некоторые специальные усилители

§ 10.1.	Катодный, эмиттерный и истоковый повторители . . . . .	174
§ 10.2.	Усилительный каскад с катодным, эмиттерным и истоковым входом . . . . .	182
§ 10.3.	Каскад с разделенной нагрузкой . . . . .	187
§ 10.4.	Последовательный балансный усилитель . . . . .	192
§ 10.5.	Параллельный балансный усилитель . . . . .	194
§ 10.6.	Каскодный усилитель . . . . .	204
§ 10.7.	Типовые усилители с отрицательной обратной связью . . . . .	207
§ 10.8.	Операционные и суммирующие усилители . . . . .	210
§ 10.9.	Избирательные усилители . . . . .	216
§ 10.10.	Широкополосные и импульсные усилители . . . . .	221
§ 10.11.	Усиление слабых сигналов. Малошумящие усилители . . . . .	227
§ 10.12.	Электрометрические усилители . . . . .	233

## Глава одиннадцатая

### Электронные стабилизаторы

§ 11.1.	Определения . . . . .	236
§ 11.2.	Стабилизаторы тока и напряжения . . . . .	238

§ 11.3.	Стабилизация с помощью нелинейных элементов	. 241
§ 11.4.	Стабилизация с помощью обратной связи	. 244

## Глава двенадцатая

### Генераторы электрических колебаний

§ 12.1.	Общие сведения о генераторах и их классификация	. 248
§ 12.2.	Симметричный мультивибратор	. 252
§ 12.3.	Одновибратор	. 260
§ 12.4.	Симметричный полувибратор	. 266
§ 12.5.	Генераторы линейно изменяющегося напряжения	. 272
§ 12.6.	Генераторы линейно изменяющегося тока	. 280
§ 12.7.	LC-генераторы	. 284
§ 12.8.	RC-генераторы	. 286
§ 12.9.	Блокинг-генераторы	. 290
§ 12.10.	Генераторы импульсов с накопителями энергии	. 294

## Глава тринадцатая

### Некоторые полупроводниковые схемы с питанием управляемых цепей переменным током

§ 13.1.	Принцип работы устройств с емкостной нагрузкой	. 300
§ 13.2.	Инвертор и повторитель с емкостными нагрузками	. 302
§ 13.3.	Синхронное управление устройствами с емкостными нагрузками	. 304
§ 13.4.	Схемы синхронно управляемых устройств с емкостной нагрузкой	. 307
§ 13.5.	Полувибраторы с емкостной нагрузкой	. 310

## Глава четырнадцатая

### Схемы с электросветовыми электронными приборами

§ 14.1.	Общие положения	. 315
§ 14.2.	Схемы включения электроннолучевых трубок с электростатическим управлением	. 315
§ 14.3.	Типовая структурная схема электронного осциллографа	. 318
§ 14.4.	Схемы включения электроннолучевых трубок с комбинированным и магнитным управлением	. 320
§ 14.5.	Специальные виды разверток	. 324
§ 14.6.	Схемы включения электронно-световых индикаторов	. 329

## Глава пятнадцатая

### Схемы со светозлектрическими электронными приборами

§ 15.1.	Общие положения	. 331
§ 15.2.	Основы применения фотоэлементов с внешним фотоэффектом	. 331
§ 15.3.	Схемы включения фотоэлектронных умножителей	. 340
§ 15.4.	Применение фотоэлементов с внутренним фотоэффектом и фототранзисторов	. 344
§ 15.5.	Схемы включения электронно-оптических преобразователей и передающих телевизионных трубок	. 351

## Глава шестнадцатая

### Схемы с газоразрядными приборами и тиристорами

§ 16.1.	Особенности работы схем	. 355
§ 16.2.	Включение управляемых газоразрядных приборов	. 356
§ 16.3.	Схемы с тиристорами	. 360
§ 16.4.	Включение газоразрядных цифровых индикаторов и декатронов	. 361
Литература		. 364



**Юрий Дмитриевич Рагозин,  
Виталий Павлович Аксенов,  
Владимир Петрович Марин,  
Олег Валентинович Аристов.**

**ОСНОВЫ ПРИМЕНЕНИЯ  
ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ**

Научный редактор Г. В. Королев. Редактор издательства Е. А. Орехова. Переплет художника Н. В. Нейштадт. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор З. В. Нуждина. Корректор Г. И. Кострикова.

Т-05772. Сдано в набор 6/VIII 1974 г. Подписано к печати 1/IV 1975 г. Формат 60×90 1/16. Бумага типогр. № 3. Объем 23 печ. л. Усл. п. л. 23. Уч.-изд. л. 21,66. Изд. № ЭР-94. Тираж 25 000. Заказ 3501. Цена 87 коп.

План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства «Высшая школа» на 1975 г. Позиция № 174. Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14. Издательство «Высшая школа».

Типография им. Анохина Управления по делам издательств, полиграфии и книжной торговли Совета Министров Карельской АССР, г. Петрозаводск, ул. «Правды», 4.

87 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО МОСКВА  
1975 ГОД  
ВЫСШАЯ ШКОЛА

