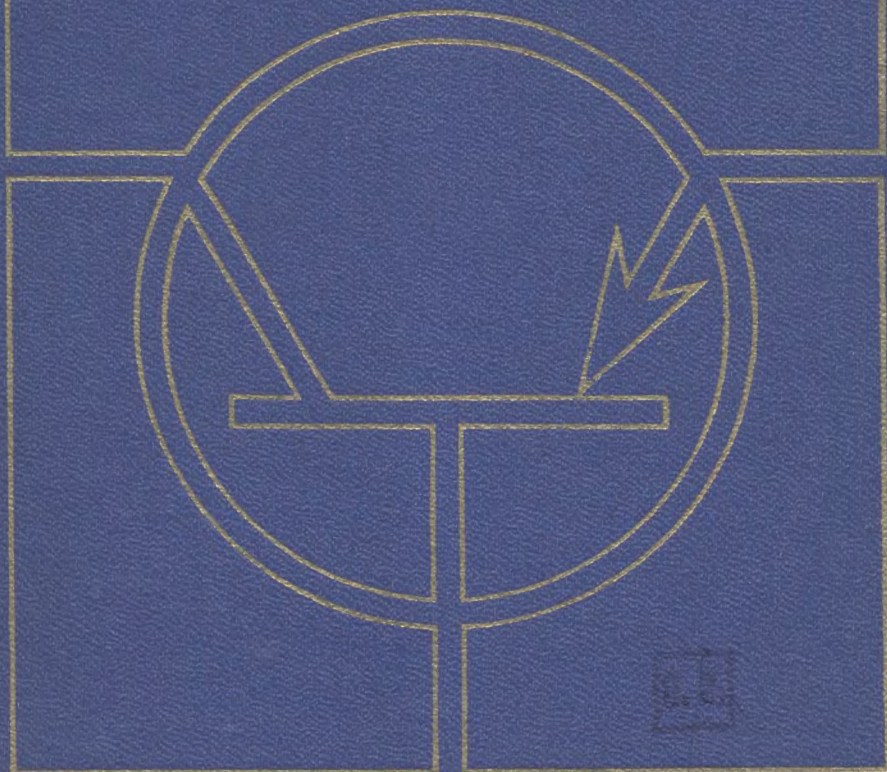


Ю. Е. ВЕРЕВКИН УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Ю. Е. ВЕРЕВКИН

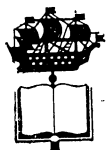
УСИЛИТЕЛЬНО- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА



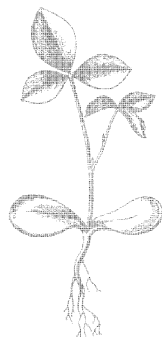
Ю. Е. ВЕРЕВКИН

УСИЛИТЕЛЬНО- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Допущено Управлением кадров и учебных заведений Министерства судостроительной промышленности в качестве учебника для судостроительных техникумов



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СУДОСТРОЕНИЕ»
ЛЕНИНГРАД 1976



Scan AAW

Книга является учебником для техникумов по предмету «Усилительно-преобразовательные устройства».

В книге дан подробный анализ электрических схем, выполненных на полупроводниковых приборах и электронных лампах. Особое внимание уделено физическим процессам, происходящим в электрических схемах. Приведенный математический аппарат позволяет производить расчеты параметров различных каскадов. Единая методика построения и анализа электрических схем способствует легкому усвоению изучаемого материала, развивает логическое мышление, прививает навыки для практической работы.

Книга может быть полезна специалистам со средним образованием, работающим в области электронного приборостроения, а также всем радиолюбителям.

Рецензенты:

инж. В. Ф. ЛИТВИНЕНКОВ

и инж. К. Н. ФАЛЕЕВ.

Научный редактор:

канд. техн. наук Ю. Н. АФАНАСЬЕВ.

ВВЕДЕНИЕ

УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА В РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

В настоящее время радиоэлектроника проникла во все отрасли народного хозяйства. Развитие кибернетики, построение новых счетно-решающих и вычислительных установок оказалось возможным только благодаря высокому уровню развития современной электронной техники.

Электронная аппаратура успешно помогает врачам лечить больных, стимулирует рост растений, способствует длительному хранению пищевых продуктов, позволяет с большой степенью точности контролировать сложные технологические процессы, находит широкое применение в установках для расщепления атомных ядер, служит для измерения яркости звезд и для тончайшей автоматической обработки механических деталей.

Советские межпланетные корабли оснащены первоклассной радиоэлектронной аппаратурой. Электронные приборы посылают ученым информацию из космоса, осуществляют контроль за траекторией полета ракеты и дают возможность производить ее посадку в любой точке нашей планеты.

Уровень и вид сигнала на входе радиоэлектронного устройства обычно не могут обеспечить нормальную работу оконечного (индикаторного) прибора, стоящего на выходе. Поэтому в радиоэлектронном устройстве входной сигнал, прежде чем поступить к оконечному прибору, подвергается изменениям по величине, частоте, фазе, полярности и т. д. Для приведения в действие оконечного прибора в радиоэлектронном устройстве специально вырабатывается управляющий сигнал, эффективность воздействия которого на индикаторное устройство меняется в зависимости от изменения одного из параметров входного сигнала.

Эту задачу выполняют усилительно-преобразовательные устройства, являющиеся неотъемлемой частью систем автоматиче-

ского управления и регулирования; они играют огромную роль в повышении качественных и эксплуатационных показателей аппаратуры.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ И ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ТЕХНИКИ

Развитие радиоэлектроники оказывает существенное влияние на ускорение темпов научно-технической революции, на рост успехов в построении материально-технической базы коммунизма в нашей стране.

Одним из основных направлений развития народного хозяйства СССР на X пятилетку является увеличение выпуска приборов, средств автоматизации и вычислительной техники почти в 2 раза. Предусматривается разработка и внедрение в производство новых видов приборов и радиоэлектронной аппаратуры, основанных на широком применении микроэлектроники и лазерной техники.

В связи с разносторонностью задач, выполняемых радиоэлектронной аппаратурой, и широтой диапазона ее использования предъявляются самые разнообразные и жесткие требования к конструктивным решениям этой аппаратуры, к технологическим производственным процессам и правилам ее эксплуатации.

Основные направления и проблемы конструирования радиоэлектронной аппаратуры охватывают целый комплекс вопросов, к числу которых относятся:

- а) разработка научных основ и методологии конструирования;
- б) автоматизация процессов конструирования;
- в) дальнейшее совершенствование функционально-узлового метода конструирования с переходом на микроэлектронную элементную основу при широком использовании метода стандартизации.

Освоение основных процессов планарной технологии (окисления, диффузии, фотолитографии, ионной имплантации и т. д.) позволило транзисторной электронике продвинуться в область высоких частот и значительных мощностей.

Многоструктурные транзисторы, представляющие собой объединение в одном кристаллике нескольких сот отдельных транзисторных структур с общим коллекторным переходом, в настоящее время уже дают мощность более 100 Вт (от одного транзистора) на частотах, доходящих до нескольких десятков мегагерц. Большие надежды в части получения значительных мощностей на частотах, достигающих сотен мегагерц, возлагаются на полевые транзисторы.

Революционизирующая роль бурно развивающейся микроэлектроники заключается не столько в технической, сколько в экономической ее стороне: интегральные схемы, изготовлен-

ные методами микроэлектронной технологии, при массовом производстве оказываются более дешевыми, чем эквивалентные им схемы, собранные из дискретных приборов. Поэтому перспективной развития микроэлектроники является не только внесение усовершенствований в уже сложившиеся принципы создания интегральных схем, но и освоение интегральных микросхем, работа которых будет основана на новых физических принципах с использованием полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением, с электронными явлениями при фазовых переходах, явлениями сверхпроводимости, а также полупроводниковых лазеров и др.

Предполагается, что в результате улучшения производственной технологии интегральных микросхем в самые ближайшие годы большая часть электронной аппаратуры будет выпускаться в интегральном исполнении, число элементов в одной пластине возрастет не менее чем на два порядка, значительно увеличится надежность аппаратуры.

Освоение явления холодной эмиссии уже позволило создать вакуумные электронные приборы в микроэлектронном исполнении с применением пленок. Малые размеры, высокие входные сопротивления, малые шумы, высокая радиационная стойкость и высокие рабочие частоты открывают широкие перспективы по использованию этих электронных приборов в аппаратуре освоения космического пространства. Совершенствование малошумящих квантовых и параметрических усилителей, применяемых в аппаратуре радиотелескопов и других космических установках, обеспечит создание надежных высокочувствительных устройств.

Ожидается значительное расширение областей использования ЭВМ. Вычислительная техника будет вторгаться в интеллектуальные сферы деятельности человека: образование, юриспруденцию, искусство и т. д.

В области связи самое широкое развитие получит абонентский видеотелефон, передача высококачественного стереофонического телевидения по кабельным линиям; с помощью спутников будут созданы системы дальней связи емкостью в несколько десятков миллионов телефонных каналов; для связи на меньшие расстояния найдут широкое распространение линии на базе полупроводниковых лазеров.

Большие перспективы развития имеет интегральная электроника и в области медицины: находятся в стадии разработки ультразвуковые видеосистемы для диагностики, желудочных исследований, коагуляции варикозно расширенных вен; специальные аппараты, облегчающие слепым чтение обычных текстов, и многое другое, направленное на сохранение здоровья и улучшение условий жизни советских людей.

Таков далеко не полный перечень направлений и возможностей использования радиоэлектронной аппаратуры при

обеспечении ее высокой надежности, экономичности и удобства в эксплуатации.

Предмет «Усилительно-преобразовательные устройства», изучаемый в приборостроительных техникумах, предусматривает изучение основных физических процессов, происходящих в отдельных каскадах, из которых состоит радиоэлектронная аппаратура.

Глава I. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

§ 1. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНО- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Усилитель — устройство, в котором входной сигнал небольшого энергетического уровня управляет потоком энергии гораздо большего уровня, поступающим от источника питания к нагрузке. При этом в усилителях, как правило, вид энергии на входе и выходе одинаков. Например, если входным сигналом служит напряжение, ток или мощность, то и на выходе устройства соответственно получается напряжение, ток или мощность, но другого энергетического уровня.

Составной частью любого усилителя, как правило, является нелинейный управляемый элемент (транзистор, электронная лампа). Если форма сигнала на выходе с заданной точностью соответствует форме входного сигнала, то устройство выполняет только функцию усиления. Таким образом, одним из многих признаков, по которым можно классифицировать усилители, является форма усиливаемого сигнала, в связи с чем различают:

- усилители переменного тока;
- усилители постоянного тока;
- импульсные усилители.

Если форма сигнала на выходе устройства существенно отличается от формы входного сигнала, то происходит преобразование входного сигнала. Такие устройства называют преобразователями.

В радиоэлектронной аппаратуре нашли применение преобразователи напряжения постоянного тока в переменное напряжение фиксированной частоты, а также преобразователи напряжения переменного тока в постоянное напряжение.

Если составной частью преобразовательного устройства является неуправляемый нелинейный элемент (полупроводниковый или электровакуумный диод), то преобразование входного сигнала происходит без усиления, а в ряде случаев даже с уменьшением энергетического уровня входного сигнала. Такие преобразователи напряжения постоянного тока в переменное

напряжение определенной частоты на выходе называют модуляторами.

Преобразователи напряжения переменного тока в постоянное напряжение называют выпрямителями, когда полярность напряжения на выходе преобразователя не меняется при изменении фазы входного сигнала на 180° , или демодуляторами, когда полярность напряжения на выходе преобразователя меняется на обратную при изменении фазы входного сигнала на 180° .

В преобразователях электрических сигналов, выполненных на управляемых нелинейных элементах (транзисторах, электронных лампах и т. д.), одновременно с преобразованием происходит увеличение энергетического уровня сигнала за счет энергии источников питания. Такие устройства называют усилителями-преобразователями.

Усилители-преобразователи переменного тока в постоянный называют фазочувствительными усилителями-преобразователями. Их схемы можно разделить на две группы:

1) фазочувствительные усилители-выпрямители (в этих схемах при изменении фазы преобразуемого сигнала на 180° на выходе изменяется среднее значение тока или напряжения; направление же тока в нагрузке, а следовательно, и полярность выходного напряжения остаются прежними);

2) фазочувствительные усилители-демодуляторы (в этих схемах с изменением фазы входного сигнала на 180° изменяется направление тока в нагрузке).

Преобразователи напряжения постоянного тока в переменное, выполненные на управляемых нелинейных элементах и изменяющие фазу выходного переменного напряжения при изменении полярности входного сигнала, называют усилителями-модуляторами.

Если на вход устройства одновременно подаются два сигнала (постоянный и переменный), а выходной сигнал по форме совпадает с одним из них, то устройство при наличии управляемого нелинейного элемента выполняет три функции: сложение, усиление и преобразование. Такие устройства называют функциональными усилителями-преобразователями.

Каскады (устройства), преобразующие постоянные или переменные входные сигналы импульсной формы, называют импульсными преобразователями.

Если на вход устройства поступит сигнал одной частоты или два сигнала разных частот, а на выходе получается сигнал, отличающийся по частоте от входных сигналов, то такие устройства называют преобразователями частоты.

И, наконец, устройства, преобразующие энергию источника питания в периодическую последовательность сигналов определенной формы, называют автогенераторами.

§ 2. ВИДЫ ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Электрические сигналы на входе усилительно-преобразовательных устройств представляют собой простые гармонические колебания или колебания сложной формы.

Простейшим входным сигналом является синусоидальный непрерывный сигнал

$$a = A \sin(\omega t + \varphi),$$

характеризующийся тремя параметрами: амплитудой, частотой и фазой.

Входные сигналы дискретного вида бывают различной формы. Однако наиболее распространены сигналы, представляющие собой периодически повторяющуюся последовательность импульсов, имеющих П-образную форму или являющихся частью косинусоиды.

Любую периодическую функцию можно представить в виде гармонического ряда, т. е. косинусоидальный импульс можно представить в виде суммы постоянной составляющей импульса (его среднего значения) и многочисленных гармоник, причем составляющие косинусоидального импульса являются функцией его максимального значения $a_{\text{макс}}$ и угла отсечки θ . Углом отсечки θ называют половину части периода в угловом изменении, в течение которого имеет место импульс.

Так, на рис. 1, a показан импульс $a = A \cos \omega t$ (кривая 1); при $\omega t = 0$ он равен $a_{\text{макс}} = A$, а при $\omega t = \theta$ он принимает нулевое значение. На рисунке показаны: 2 — первая гармоника импульса с амплитудой A_1 ; 3 — постоянная составляющая импульса A_0 ; 4 — вторая гармоника с амплитудой A_2 ; 5 — третья гармоника с амплитудой A_3 .

Постоянная составляющая и амплитуды гармонических составляющих импульса определяются выражениями

$$A_0 = \alpha_0 a_{\text{макс}};$$

$$A_1 = \alpha_1 a_{\text{макс}};$$

$$A_2 = \alpha_2 a_{\text{макс}};$$

$$A_3 = \alpha_3 a_{\text{макс}},$$

где $a_{\text{макс}}$ — максимальное значение импульса; $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ — коэффициенты разложения импульса, являющиеся функцией угла отсечки θ .

На рис. 1, б приведены графики зависимости коэффициентов $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ от угла отсечки θ . Таким образом, входной сигнал в виде косинусоидального импульса является сложным сигналом, и, чтобы на выходе усилительного устройства воспроизвести его форму, необходимо усилить все его составляющие, не нарушая строго определенного соотношения между ними, т. е.

действие импульса на электрическую цепь (схему) можно заменить суммарным действием всех его составляющих.

К аналогичному же выводу нетрудно прийти, анализируя частотный состав П-образных треугольных и трапецевидных импульсов.

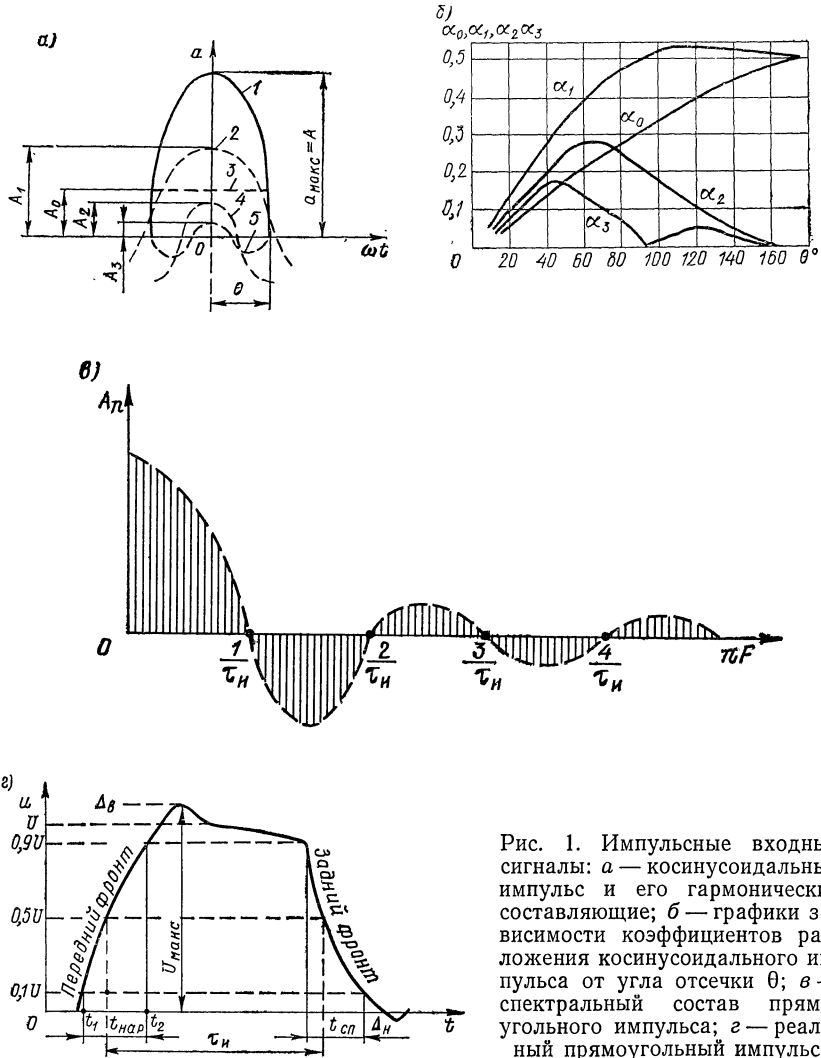


Рис. 1. Импульсные входные сигналы: а — косинусоидальный импульс и его гармонические составляющие; б — графики зависимости коэффициентов разложения косинусоидального импульса от угла отсечки θ ; в — спектральный состав прямоугольного импульса; г — реальный прямоугольный импульс.

Амплитудный спектр прямоугольных импульсов определяется уравнением

$$A_n = \frac{2A}{\pi n} \sin \pi \tau_n n F,$$

где A — высота импульса;
 $\tau_{и}$ — длительность импульса;
 n — число, соответствующее номеру гармоники;
 F — частота повторения импульсов, равная частоте первой гармоники.

В соответствии с этим уравнением на рис. 1, *в* представлен спектральный состав прямоугольного импульса, характеризующий изменение интенсивности амплитуд гармоник.

С увеличением номера гармоники n , а следовательно, и частоты nF амплитуды гармоник убывают по синусоидальному закону (поэтому ординаты кривой приобретают как положительные, так и отрицательные значения), а составляющие импульса с частотами nF , равными $\frac{1}{\tau_{и}}$, $\frac{2}{\tau_{и}}$, $\frac{3}{\tau_{и}}$ и т. д., вообще отсутствуют.

Спектр периодического импульса является не сплошным, а представляет собой совокупность гармонических колебаний, отличающихся по частоте на величину F .

Практикой установлено, что удовлетворительную форму П-образного импульса обеспечивает совокупность составляющих, ограниченная областью частот

$$\Delta F = \frac{1,5 \div 2}{\tau_{и}},$$

т. е. чем меньше длительность импульса, тем шире их спектр. Последнее следует учитывать при определении полосы (области) частот, которую должно усиливать устройство для воспроизведения на выходе формы входного сигнала.

Реальные импульсы не имеют формы, строго соответствующей их названиям. На рис. 1, *з* в качестве примера изображен реальный прямоугольный импульс.

Основными параметрами реального П-образного импульса являются:

— длительность импульса $\tau_{и}$, обычно определяемая на уровне $0,5U$ и измеряемая в секундах (с), миллисекундах (мс), микросекундах (мкс) и наносекундах (нс);

— амплитуда импульса U_{\max} — его наибольшее значение, измеряемое в вольтах (В), милливольты (мВ), микровольтах (мкВ) или в амперах (А), миллиамперах (мА), микроамперах (мкА);

— время нарастания $t_{нар}$ и спада $t_{сп}$ импульса, характеризующее соответственно передний и задний фронты импульса (фронт а м и импульса называют боковые стороны импульса);

— верхний выброс импульса $\Delta_{в}$ — превышение вершины импульса над его установившимся значением;

— нижний выброс импульса Δ_{Π} — образование на выходе усилителя отрицательного напряжения, вызванного переходными процессами в схеме;

— мощность в импульсе, измеряемая в ваттах (Вт) и киловаттах (кВт), — выделенная в цепи при прохождении импульса энергии, отнесенная к его длительности:

$$P_{\Pi} = \frac{W}{\tau_{\Pi}}.$$

§ 3. РАБОТА НЕЛИНЕЙНОГО ЭЛЕМЕНТА В РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ

Активными элементами, управляющими энергией источника питания под воздействием входных сигналов в усилителях, являются транзисторы и электронные лампы. Усиление имеет смысл тогда, когда мощность на выходе $P_{\text{ВЫХ}}$ будет больше мощности на входе $P_{\text{ВХ}}$. При этом мощность, отдаваемая источником питания $P_{\text{И. П.}}$, должна быть больше мощности, выделяемой в нагрузке, так как сам усилитель является дополнительным потребителем энергии источника питания.

Поэтому

$$P_{\text{ВЫХ}} = P_{\text{И. П.}} - P_{\Pi}, \quad (1)$$

где P_{Π} — мощность, теряемая источником питания в активных сопротивлениях схемы и выделяемая в виде тепла (мощность потерь).

Если зависимость мощности выходного сигнала $P_{\text{ВЫХ}}$ от мощности входного сигнала $P_{\text{ВХ}}$ определяется линейной функцией, то можно написать

$$P_{\text{ВЫХ}} = K_p P_{\text{ВХ}},$$

где K_p — коэффициент усиления по мощности. Тогда уравнение (1) можно переписать в следующем виде:

$$K_p P_{\text{ВХ}} = P_{\text{И. П.}} - P_{\Pi}; \quad P_{\text{И. П.}} = K_p P_{\text{ВХ}} + P_{\Pi}.$$

Если величины K_p и P_{Π} постоянны, то изменение мощности входного сигнала вызывает пропорциональное изменение мощности, расходуемой источником питания, а следовательно, и пропорциональное ей изменение мощности на выходе усилителя.

Напряжение, ток и мощность связаны следующими соотношениями:

на входе

$$U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}};$$

$$P_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}}^2 R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2}{R_{\text{ВХ}}};$$

на выходе

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ВЫХ}};$$

$$P_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}} U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}}^2 R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{R_{\text{ВЫХ}}}.$$

Если учесть, что отношения $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ и $\frac{I}{I_{\text{ВХ}}}$ характеризуют усиление соответственно по напряжению и току, то нетрудно установить зависимость между коэффициентами усиления по мощности K_p , напряжению K_u и току K_i :

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K_i \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}; \quad (2)$$

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_i K_u = K_i^2 \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}} = K_u^2 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}}. \quad (3)$$

При коэффициентах усиления по напряжению или по току, превышающих единицу, усиление по мощности может отсутствовать, если не обеспечены необходимые соотношения между $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ усилителя.

Каждый усилитель может одновременно усиливать напряжение, ток и мощность. Однако при сопротивлении нагрузки, равном выходному сопротивлению усилителя, усиление по мощности оказывается значительно большим, чем усиление по напряжению и по току.

Наибольшее усиление по току имеет место при сопротивлении нагрузки, намного меньшем по сравнению с выходным сопротивлением усилителя, а наибольшему усилению по напряжению соответствует условие, при котором сопротивление нагрузки намного больше выходного сопротивления усилителя.

Основным качественным показателем усилителя является его способность воспроизводить на выходе форму входного сигнала. Последнее означает, что если на входе усилительного каскада сигнал изменяется согласно уравнению

$$u_{\text{ВХ}} = U_{m\text{ВХ}} \sin \omega t,$$

то на выходе усилительного каскада желательно получить напряжение

$$u_{\text{ВЫХ}} = U_{m\text{ВЫХ}} \sin \omega t$$

с амплитудой $U_{m\text{ВЫХ}}$, превышающей амплитуду сигнала на входе $U_{m\text{ВХ}}$.

Однако вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик транзистора, например входной характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 2, а), ток базы i_b при подаче на вход синусоидального сигнала, а следовательно, и ток коллектора (выходной ток) отличаются от синусоиды (кривая несимметрична относительно нулевого уровня).

К такому же выводу нетрудно прийти, анализируя работу усилителя, выполненного на электронной лампе (рис. 2, б).

Таким образом, искажение формы усиливаемого входного сигнала заложено в самих транзисторах и электронной лампе из-за нелинейности их характеристик.

Вольт-амперная характеристика транзистора (электронной лампы) может быть аппроксимирована (представлена приближенно) степенным многочленом следующего вида:

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{П}} + au_{\text{ВХ}} + bu_{\text{ВХ}}^2 + cu_{\text{ВХ}}^3 + du_{\text{ВХ}}^4 + \dots,$$

где $i_{\text{ВЫХ}}$ — ток на выходе нелинейного элемента;

$I_{\text{П}}$ — ток на выходе при отсутствии входного сигнала (ток покоя);

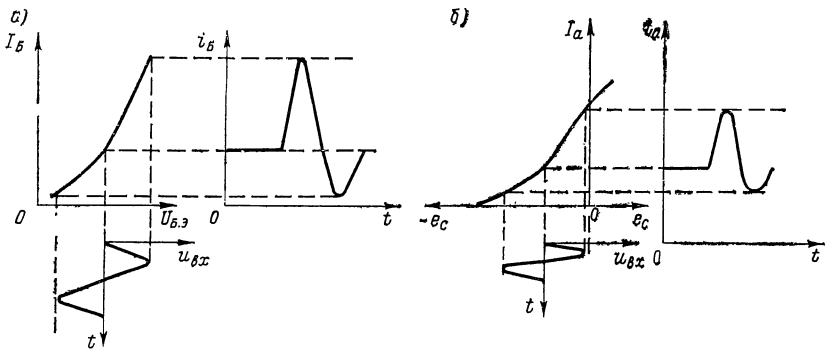


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики: а — входная характеристика транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером; б — анодно-сеточная характеристика электронной лампы.

a — коэффициент, учитывающий наклон вольт-амперной характеристики;

b, c, d — коэффициенты, зависящие от степени нелинейности вольт-амперной характеристики.

Чем больше членов многочлена будет учтено, тем точнее будет представлена вольт-амперная характеристика в аналитической форме.

Для определения частотного состава тока на выходе нелинейного элемента надо знать аналитические уравнения его вольт-амперной характеристики и закон изменения напряжения сигнала на входе данного элемента.

Пусть вольт-амперная характеристика нелинейного элемента определяется уравнением

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{П}} + au_{\text{ВХ}} + bu_{\text{ВХ}}^2 + cu_{\text{ВХ}}^3,$$

а на вход поступает синусоидальный сигнал $u_{\text{вх}} = U_{\text{мвх}} \sin \omega t$. Тогда

$$\begin{aligned} i_{\text{вых}} &= I_{\text{п}} + aU_{\text{мвх}} \sin \omega t + bU_{\text{мвх}}^2 \sin^2 \omega t + cU_{\text{мвх}}^3 \sin^3 \omega t = \\ &= I_{\text{п}} + aU_{\text{мвх}} \sin \omega t + \frac{1}{2} bU_{\text{мвх}}^2 - \frac{1}{2} bU_{\text{мвх}}^2 \cos 2\omega t + \\ &+ \frac{3}{4} cU_{\text{мвх}}^2 \sin \omega t - \frac{cU_{\text{мвх}}^3}{4} \sin 3\omega t = I_{\text{п}} + \frac{1}{2} bU_{\text{мвх}}^2 + \\ &+ \left(aU_{\text{мвх}} + \frac{3}{4} cU_{\text{мвх}}^2 \right) \sin \omega t - \frac{1}{2} bU_{\text{мвх}}^2 \cos 2\omega t - \\ &- \frac{cU_{\text{мвх}}^3}{4} \sin 3\omega t = I_0 + I_{1\sim} + I_{2\sim} + I_{3\sim}. \end{aligned}$$

Как видно, в состав тока на выходе нелинейного элемента входят:

I_0 — постоянная составляющая тока;

$I_{1\sim}$ — составляющая тока с частотой входного сигнала ω ;

$I_{2\sim}$ и $I_{3\sim}$ — составляющие тока с частотами 2ω , 3ω , которых не было на входе усилителя.

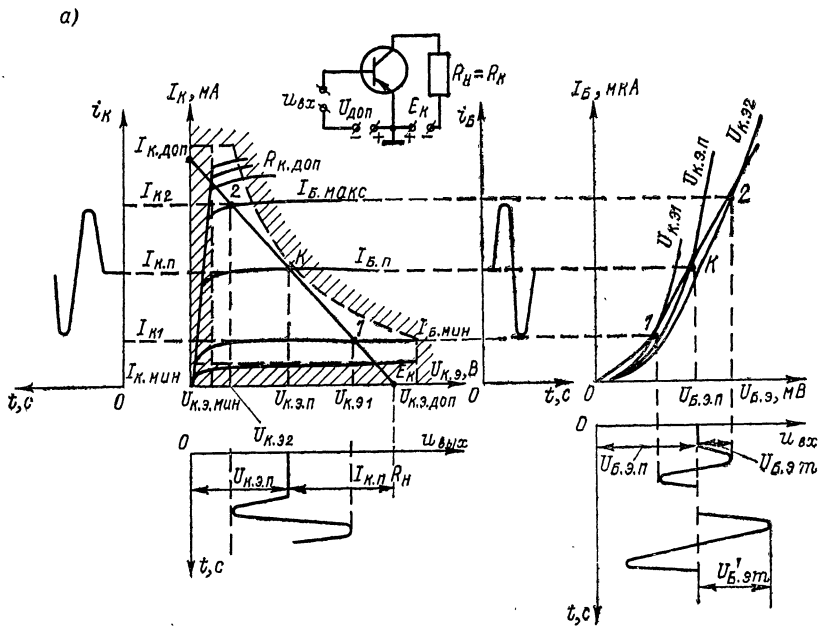
Таким образом, наличие в схеме нелинейного элемента, необходимого для усиления сигнала, приводит к трансформации частотного спектра входного сигнала, т. е. к появлению нелинейных искажений.

§ 4. ПРИЧИНЫ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ ТРАНЗИСТОРОМ И ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПОЙ

Выходные и входные динамические характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, приведены на рис. 3, а. Воспользовавшись этими характеристиками, можно выбрать исходный режим работы транзистора, при котором искажения из-за нелинейности вольт-амперной характеристики будут наименьшими.

Рабочая область выходных характеристик ограничена предельно допустимыми для данного типа транзистора значениями тока коллектора $I_{\text{к. доп}}$, напряжением между коллектором и эмиттером $U_{\text{к. э. доп}}$, рассеиваемой на коллекторе мощностью $P_{\text{к. доп}}$, а также минимальными значениями тока коллектора $I_{\text{к. мин}}$ и напряжения между коллектором и эмиттером $U_{\text{к. э. мин}}$. При меньших значениях двух последних величин резко проявляется нелинейность статических характеристик транзистора. Предельно допустимые значения $I_{\text{к. доп}}$, $U_{\text{к. э. доп}}$ и $P_{\text{к. доп}}$ указываются в паспортных данных на каждый тип транзистора.

Исходными данными для построения выходной динамической характеристики (нагрузочной прямой) являются напряжение



б)

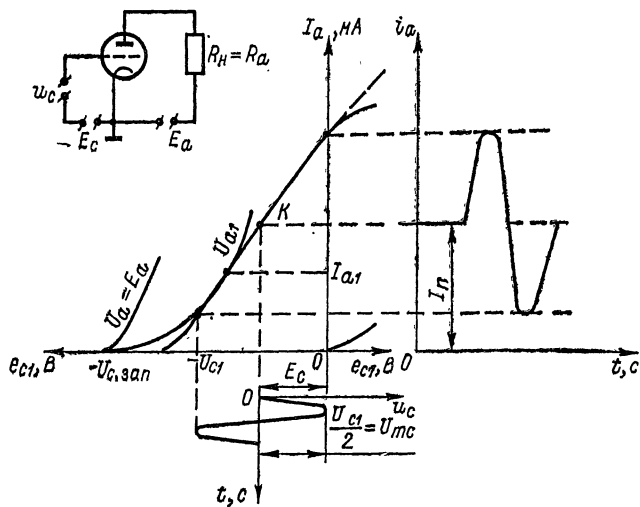


Рис. 3. Динамические характеристики: а — выходные и входные транзистора; б — анодно-сеточная триода.

источника питания E_K и сопротивление нагрузки для постоянного тока R_H . Исходную рабочую точку K выбирают примерно на середине рабочего участка характеристики. Исходной рабочей точке K соответствуют токи покоя коллектора $I_{K,п}$ и базы $I_{б,п}$, а также напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к.э.п} = E_K - I_{к.п}R_H$.

Входную динамическую характеристику строим на семействе входных статических характеристик путем последовательного переноса точек K , 1 и 2 выходной динамической характеристики.

По входной динамической характеристике определяем напряжение смещения на базе $U_{б.э.п}$, соответствующее исходному режиму работы транзистора. При подаче на вход транзистора синусоидального сигнала $u_{вх} = u_{б.э} = U_{мб.э} \sin \omega t$ ток базы i_b , ток коллектора i_k , напряжение на нагрузке U_{R_H} и напряжение на выходе транзистора $U_{к.э}$ тоже меняются по синусоидальному закону. Следовательно, исходный режим работы при заданном уровне входного сигнала обеспечивает усиление с минимальными искажениями. При подаче на вход транзистора сигнала

с несколько большей амплитудой $U'_{б.э} = U'_{мб.э} \sin \omega t$ транзистор внесет значительные искажения в усиливаемый сигнал.

При изменении температуры $p-n$ -переходов транзистора изменяется ток коллектора I_{K0} , исходная точка K смещается по нагрузочной прямой. Этот сдвиг приводит к изменению режима работы транзистора, к увеличению нелинейных искажений, а может быть, и к выходу из строя транзистора (если «рабочий участок» динамической характеристики, соответствующий заданному уровню входного сигнала, выйдет за пределы рабочей области).

Изменение напряжения источника питания ($E_K = U_{к.э} + I_{K}R_H$) сопровождается изменением исходного режима транзистора и появлением искажений. Транзистор работает с наименьшими нелинейными искажениями в следующих случаях:

если при наличии входного сигнала исходная рабочая точка при перемещении по входной динамической характеристике не выходит за пределы наиболее линейного ее участка;

если поддерживается неизменным напряжение источника питания E_K и напряжение смещения на базе $U_{б.э.п}$;

если транзистор не перегружается со стороны входа слишком большим входным сигналом;

если изменения окружающей температуры не приводят к смещению исходной рабочей точки по динамической характеристике.

Анодно-сеточная динамическая характеристика триода представлена на рис. 3, б. Начальная точка анодно-сеточной динамической характеристики определяется напряжением запириания

триода — $U_{c, \text{зап}}$, при котором триод оказывается запертым, а напряжение на аноде равно $U_a = E_a$. Эта точка находится на пересечении статической анодно-сеточной характеристики, снятой при напряжении на аноде $U_a = E_a$, с осью абсцисс. Зная сопротивление анодной нагрузки R_H и задавшись значением анодного тока, можно рассчитать напряжение на аноде U_{a1} , при котором триод должен обеспечить заданный анодный ток: $U_{a1} = E_a - I_{a1}R_H$.

Аналогичным образом можно получить ряд других точек анодно-сеточной динамической характеристики. При большем сопротивлении нагрузки R_H крутизна анодно-сеточной динамической характеристики, ее наклон к оси абсцисс будет меньше, так как при том же анодном токе падение напряжения на сопротивлении нагрузки будет больше, а следовательно, и точка динамической характеристики окажется на статической характеристике, снятой при меньшем напряжении на аноде.

В анодно-сеточной динамической характеристике ярко выражены два нелинейных участка, один из которых находится в области значительных отрицательных напряжений на управляющей сетке, что объясняется веерообразным расположением анодно-сеточных характеристик вследствие островкового эффекта, а другой расположен в области положительных напряжений на управляющей сетке и обусловлен перераспределением электронов между анодом и сеткой, вследствие чего анодный ток возрастает медленнее, чем сеточный.

Участок динамической характеристики, определяемый напряжениями на управляющей сетке от 0 до $-U_{c1}$, является наиболее прямолинейным, и если в исходном режиме на управляющей сетке обеспечить напряжение смещения $E_c = \frac{U_{c1}}{2}$, то при

подаче на управляющую сетку напряжения $u_c = \left| \frac{U_{c1}}{2} \right| \sin \omega t$

анодный ток будет меняться тоже по синусоидальному закону, т. е. при усилении не будет искажаться форма входного сигнала.

Если увеличить амплитуду входного сигнала, то исходная рабочая точка K при перемещении по динамической характеристике выйдет за пределы линейного участка и форма анодного тока не будет соответствовать форме входного сигнала. Триод будет не только усиливать, но и искажать входной сигнал.

Таким образом, триод в режиме усиления работает с наименьшими искажениями, если: 1) правильно выбраны и поддерживаются неизменными напряжения источника питания и накала; 2) триод не перегружается со стороны входа и 3) триод работает без сеточного тока. Последнее достигается в том случае, если исходную рабочую точку сместить в область отрица-

тельных напряжений на управляющей сетке, выполнив при этом условие

$$|E_c| \geq U_{mc},$$

где E_c — напряжение смещения;
 U_{mc} — амплитуда входного сигнала.

§ 5. РАБОТА ТРАНЗИСТОРА И ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ В РЕЖИМЕ УСИЛЕНИЯ

В зависимости от исходного режима работы транзистора или электронной лампы и амплитуды входного сигнала ток коллектора транзистора или анодный ток лампы (выходной ток) может протекать либо в течение всего периода изменения входного сигнала, либо в течение некоторой части периода (в последнем случае в остальную часть периода транзистор или лампа заперты). В соответствии с этим различают пять основных режимов работы транзистора и электронной лампы: А, В, АВ, С и D.

Режим А

Начальное положение исходной рабочей точки выбирается на середине нагрузочной характеристики путем подачи на управляющий электрод усилительного элемента соответствующего напряжения или тока смещения. Режим А соответствует работе транзистора, характеризуемой кривыми, изображенными на рис. 3, а. В этом режиме амплитуда переменной составляющей тока коллектора или анодного тока; среднее значение тока, потребляемого от анодного или коллекторного источника питания, в случае работы на прямолинейном участке нагрузочной характеристики равно току покоя. Этому режиму соответствует угол отсечки выходного тока, равный

$$\theta = 180^\circ (\alpha_1 = \alpha_0 = 0,5; \quad \alpha_2 = \alpha_3 = 0),$$

поэтому усилителю, работающему в режиме А, присущи малые нелинейные искажения и к. п. д., не превышающий 25%. Действительно, минимальная мощность, выделяемая в нагрузке в этом режиме, определяется выражением

$$P_{\sim \text{макс}} = \frac{1}{2} I_{a1} U_{R_n \text{макс}} = \frac{1}{2} \alpha_1 i_{\text{вых. макс}} \frac{E_k}{2},$$

тогда

$$\eta_{\text{макс}} = \frac{P_{\sim \text{макс}}}{P_0} = \frac{1}{4} \frac{\alpha_1 i_{\text{вых. макс}} E_k}{\alpha_0 i_{\text{вых. макс}} E_k} = 0,25.$$

Режим А применяется для усиления напряжения гармонических и импульсных сигналов, а также для усиления мощности

входных сигналов в оконечных каскадах усилителя с выходной мощностью, обычно не превышающей 10 Вт, так как в малоомощных усилителях значение коэффициента полезного действия не играет существенной роли. Тем не менее исходное положение рабочей точки при усилении малых сигналов должно обеспечивать по возможности наименьшее потребление мощности от источника питания и максимальное значение коэффициента усиления по току транзистора:

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_0} \quad \text{при } U_{к.э} = \text{const.}$$

При усилении входных сигналов больших амплитуд исходную рабочую точку (как указывалось выше) выбирают на середине рабочей части выходной динамической характеристики.

Режим В

Исходная рабочая точка выбирается в начале нагрузочной характеристики (рис. 4, а). Этот режим характеризуется углом отсечки выходного тока (или тока, протекающего через нагрузку) $\theta = 90^\circ$. Для обеспечения режима В на управляющий электрод (базу в схеме с общим эмиттером или управляющую сетку электронной лампы) подается напряжение или ток смещения, при котором выходной ток в режиме покоя станет равен нулю, т.е. нелинейный элемент будет заперт.

В практических схемах ток покоя не равен нулю (из-за наличия нижнего загиба характеристики), а составляет несколько процентов максимального значения выходного тока (угол отсечки θ при этом несколько превышает 90°).

Режиму В присущи большие нелинейные искажения ($\alpha_2 > > 0,2$ и поэтому коэффициент нелинейных искажений с учетом только второй гармоники $k_f = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot 100$ составляет 40%) и высокий к. п. д.:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1} U_{R_H}}{I_{a0} E} = \frac{I_{a1} i_{a \text{ макс}} U_{R_H}}{2 \alpha_0 i_{a \text{ макс}} E} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi,$$

где ξ — коэффициент использования нелинейного элемента по напряжению источника питания, устанавливающий соотношение между амплитудой переменного напряжения на нагрузке и напряжением источника питания. Обычно этот коэффициент близок к единице. Тогда максимальный коэффициент полезного действия может достигать

$$\eta_{\text{макс}} \approx \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{1}{2} \frac{0,5}{0,3} \approx 0,8.$$

Рассматриваемый режим находит практическое применение либо в схемах, где нелинейные искажения не имеют существенного значения, либо в схемах, где приняты соответствующие меры для снижения нелинейных искажений.

В усилителях гармонических колебаний режим В используется лишь в двухтактных схемах, где одно плечо работает при положительном, а другое — при отрицательном полупериоде входного сигнала, в результате чего усиливаются оба полупериода входного сигнала.

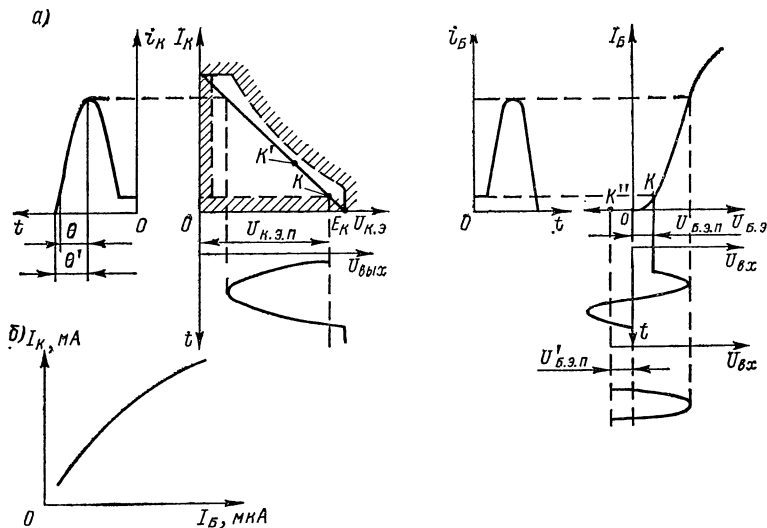


Рис. 4. Графическое представление режимов работы транзистора (а) и зависимость коллекторного тока от тока базы (б).

Режим АВ

Угол отсечки выходного тока в данном режиме составляет 120—130°. Исходная рабочая точка K' находится на нагрузочной характеристике несколько выше точки, соответствующей запирающей точке усилительного элемента (см. рис. 4, а). Режим АВ занимает промежуточное положение между режимами А и В: он характеризуется меньшими нелинейными искажениями, чем режим В ($K_f = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot 100 \approx 16\%$), и к. п. д., достигающим 50%.

Практическое применение этот режим, так же как и режим В, находит в усилителях, где приняты меры, способствующие уменьшению нелинейных искажений, или где нелинейные искажения не оказывают существенного влияния на работу устройства в целом.

Режим С

Режим С соответствует работе усилителя с углом отсечки выходного тока $\theta < 90^\circ$. К участку база—эмиттер приложено об-

ратное напряжение $U'_{б.э.п}$ (см. точку K'' на рис. 4, а), транзистор открывается лишь тогда, когда входной сигнал превысит

$U'_{б.э.п}$, т. е. когда между базой и эмиттером начнет действовать напряжение прямого перехода. Этот режим экономичнее режима В. Однако и ему присущи большие нелинейные искажения.

Так, при θ , равном 60° или 40° , наибольшее значение приобретают составляющие выходного тока с частотами, соответственно в два или три раза превосходящими частоту входного сигнала.

Если нагрузка такого усилителя будет представлять собой большое сопротивление лишь для одной из составляющих выходного тока, то в схеме будет происходить не только усиление, но и трансформация частоты входного сигнала.

Режим D

Усилительный элемент в режиме D находится в двух установившихся состояниях: либо в режиме отсечки (ток, протекающий через него, равен нулю), либо в режиме насыщения (усилительный элемент полностью открыт, падение напряжения на нем близко к нулю). В режиме D потери энергии источника питания в усилительном элементе очень малы, к. п. д. усилителя приближается к 100%.

Практическое применение режим D находит в специальных переключающих схемах, выполненных на транзисторах. Ток, протекающий через усилительный элемент в области насыщения, определяется выражением

$$I_{к.нас} = \frac{E_k - |U_{ост}|}{R_n},$$

где E_k — напряжение на коллекторе;

$U_{ост}$ — остаточное напряжение на зажимах усилительного элемента в режиме насыщения;

R_n — сопротивление нагрузки.

В отличие от схем, выполненных на электронных лампах, остаточное напряжение в схемах на транзисторах, работающих в ключевом режиме, близко к нулю, и в расчетах его можно не учитывать.

На рис. 4, б представлена зависимость тока коллектора от тока базы транзистора, работающего в ключевом режиме. Участок характеристики, соответствующий большим токам базы, имеет ярко выраженную нелинейность, поэтому режиму D при-

сущи значительно большие нелинейные искажения, чем режиму В. Ключевой режим используют обычно для усиления прямоугольных импульсов. При этом напряжение импульсов на выходе получается практически равным напряжению источника питания и не зависит от амплитуды импульсов на входе, т. е. получается усиление импульсов с ограничением их по максимуму.

В схемах, выполненных на электронных лампах, работа в указанных режимах может производиться с токами управляющей сетки и без них. Сеточный ток появляется тогда, когда входной сигнал превышает напряжение отрицательного смещения. Это позволяет увеличить переменную составляющую анодного тока (за счет более полного использования нагрузочной характеристики) и тем самым повысить полезную мощность, отдаваемую усилителем, и его к. п. д.

Режимы работы усилителей с токами сетки обозначают указанными выше заглавными буквами с индексом «2» (например, режим В₂) в отличие от соответствующих режимов работы без токов управляющей сетки, обозначаемых часто индексом «1» (например, режим АВ₁).

§ 6. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ

При анализе электрических схем радиоэлектронной аппаратуры и установлении математических соотношений между параметрами этих схем (т. е. выводе расчетных формул) удобно сложные схемы заменять более простыми — эквивалентными. При этом возникает необходимость производить прямое и обратное преобразование параллельного соединения активного и реактивного сопротивлений в эквивалентное последовательное; определять ток в нагрузке, а следовательно, и напряжение на нагрузке с помощью теоремы об эквивалентном генераторе; представлять схему с электронной лампой (или с транзистором) в виде эквивалентных схем с включением в них генератора напряжения или генератора тока.

В ряде случаев замена реальной электрической цепи эквивалентной производится с известными допущениями, которые при решении поставленной задачи вносят несущественную погрешность в расчетные формулы, выводы и заключения.

Преобразование параллельного соединения активного и реактивного сопротивлений в эквивалентное последовательное соединение

Электрические схемы, приведенные на рис. 5, а, будут эквивалентными по отношению к э. д. с., если эти схемы будут иметь одинаковые проводимости:

$$Y_1 = Y_2,$$

где Y_1 — проводимость параллельного соединения:

$$Y_1 = \frac{1}{R} + \frac{1}{jX} = \frac{1}{R} - j \frac{1}{X};$$

Y_2 — проводимость последовательного соединения:

$$Y_2 = \frac{1}{r + jx} = \frac{1}{r + jx} \frac{r - jx}{r - jx} = \frac{r}{r^2 + x^2} - j \frac{x}{r^2 + x^2}.$$

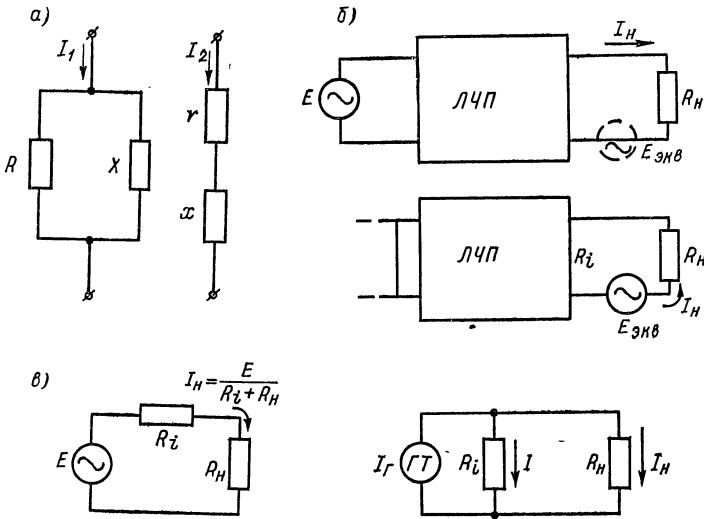


Рис. 5. Эквивалентные схемы электрических цепей: а — к преобразованию параллельного и последовательного соединений; б — к определению тока в нагрузке; в — к доказательству тождественности схем электрических цепей с генераторами напряжения и тока.

Проводимости этих соединений, выраженные в комплексной форме, равны, если:

$$\frac{1}{R} = \frac{r}{r^2 + x^2};$$

$$\frac{1}{jX} = j \frac{x}{r^2 + x^2}.$$

Если в рассматриваемой электрической цепи считать $r \ll x$, то величиной r в знаменателе последних выражений можно пренебречь. Тогда, учитывая принятое допущение, получим

$$\left. \begin{aligned} x &= X; \\ r &= \frac{x^2}{R}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

При преобразовании параллельного соединения активного и реактивного сопротивлений в эквивалентное последовательное соединение (и наоборот) следует пересчитывать только активное сопротивление; реактивное же сопротивление остается без изменений.

Определение тока в нагрузке с помощью теоремы об эквивалентном генераторе

Сущность теоремы об эквивалентном генераторе состоит в том, что электрическую цепь, составленную из линейного четырехполюсника $ЛЧП$, э. д. с. E на входе и сопротивления R_H на выходе (рис. 5, б), можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из последовательного соединения эквивалентного генератора с э. д. с. $E_{экв}$ и внутренним сопротивлением R_i и сопротивления R_H .

Электродвижущая сила эквивалентного генератора $E_{экв}$ соответствует напряжению на выходе линейного четырехполюсника при отключенном сопротивлении R_H . Внутренним сопротивлением эквивалентного генератора R_i является сопротивление линейного четырехполюсника со стороны выхода при замкнутом входе.

Действительно, если в первоначальной схеме последовательно с сопротивлением R_H подключить (показано штриховой линией) генератор с э. д. с. $E_{экв}$ и фазой, противоположной напряжению на выходе линейного четырехполюсника, то ток в сопротивлении R_H станет равным нулю. Если же замкнуть вход четырехполюсника, то по сопротивлению R_H потечет ток I_H прежней величины. Следовательно, воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе, можно определить ток в сопротивлении нагрузки R_H и напряжение на его зажимах:

$$I_H = \frac{E_{экв}}{R_i + R_H}; \quad U_{R_H} = I_H R_H.$$

Обоснование условия представления электронной лампы (или транзистора) в виде генераторов напряжения или тока

Сложная линейная электрическая цепь с э. д. с. на входе и сопротивлением нагрузки R_H на выходе в соответствии с теоремой об эквивалентном генераторе может быть представлена в виде последовательного соединения генератора напряжения и сопротивлений R_i и R_H (рис. 5, в).

Генератор напряжения — это идеализированный источник сигнала; его э. д. с. не зависит от значения протекающего через него тока и равна э. д. с. реального источника сигнала. Внутреннее сопротивление этого идеализированного источника сигнала равно нулю.

Во второй схеме (см. рис. 5, в) ток I_r генератора тока $ГТ$ распределяется обратно пропорционально сопротивлениям двух параллельных ветвей с сопротивлениями R_i и R_n . Генератор тока — идеализированный источник сигнала, ток которого I_r не зависит от значения нагрузки и равен частному от деления напряжения э. д. с. реального источника сигнала на его внутреннее сопротивление:

$$I_r = \frac{E}{R_i}.$$

Чтобы генератор давал ток I_r , не зависящий от сопротивления нагрузки, его внутреннее сопротивление должно стремиться к бесконечности. Воспользовавшись второй схемой, приведенной на рис. 5, в, можно написать следующие очевидные равенства:

$$I_r = I + I_n;$$

$$IR_i = I_n R_n;$$

$$I = I_n \frac{R_n}{R_i};$$

$$I_r = I_n \left(1 + \frac{R_n}{R_i} \right);$$

$$I_n = \frac{I_r}{1 + \frac{R_n}{R_i}} = \frac{I_r}{1 + \frac{R_n}{R_i}} \cdot \frac{R_i}{R_i} = \frac{E}{R_i + R_n}.$$

Тождественность обеих схем доказывается тем, что окончательные выражения для тока в нагрузке I_n совпадают.

Внутреннее сопротивление реальных источников тока не может быть равно бесконечности, а напряжение реальных источников не может быть равно нулю. Однако если внутреннее сопротивление реального источника сигнала мало по сравнению с сопротивлением внешней нагрузки, то источник сигнала работает в режиме, близком к режиму, характерному для генератора напряжения. Если же внутреннее сопротивление реального источника сигнала намного больше сопротивления внешней цепи, то источник сигнала работает в режиме, близком к режиму, характерному для генератора тока.

Таким образом, при получении схем радиоэлектронной аппаратуры, когда внутреннее (выходное) сопротивление электронной лампы или транзистора в десятки или сотни раз превышает сопротивление нагрузки, нелинейный элемент целесообразно представлять в виде генератора тока ($SU_{вх}$) и генератора напряжения $\mu U_{вх}$, когда эти сопротивления соизмеримы.

§ 7. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ ПО МЕСТУ ВКЛЮЧЕНИЯ НАГРУЗКИ

Усилительный элемент (транзистор или электронная лампа) имеет две пары выводов от электродов: входные и выходные (рис. 6). Вход и выход всегда имеют общую точку, которая обычно соединяется с шасси (как правило, это один из электродов транзистора или электронной лампы).

В общем случае входное и выходное сопротивления усилительного каскада являются комплексными. Однако в большинстве схем в рабочем диапазоне частот $R \ll X$, поэтому можно считать $Z_{вх} = R_{вх}$, а $Z_{вых} = R_{вых}$. Последовательное соединение источника сигнала $e_{н}$ с внутренним сопротивлением $R_{н}(Z_{н})$ представляет собой условное изображение источника усищаемого сигнала. Мощность, потребляемая усилителем от источника сигнала, выделяется во входном активном сопротивлении.

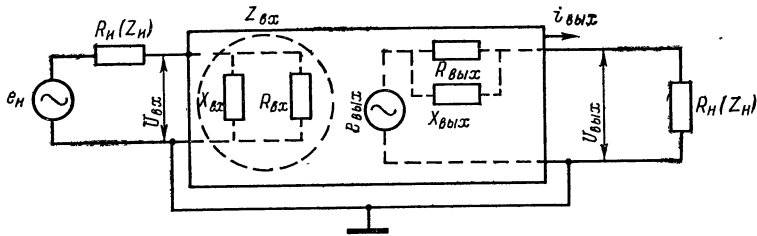


Рис. 6. Структурная схема усилительного каскада.

Усиленный сигнал, создаваемый в выходной цепи транзистора, условно представлен в виде эквивалентного генератора с мгновенным значением э. д. с. $e_{вых}$ и внутренним сопротивлением $R_{вых}(Z_{вых})$. К эквивалентному генератору подключается сопротивление нагрузки $R_{н}(Z_{н})$. На рис. 6 приведено условное изображение схемы, так как транзистор представлен в виде устройства, создающего выходной сигнал. На самом же деле транзистор не является источником электрической энергии. Он выполняет лишь роль переменного сопротивления, которое вместе с сопротивлением нагрузки подключается к источнику питания реальной схемы. Следует иметь в виду, что э. д. с. в выходной цепи может иметь место лишь при наличии э. д. с. на входе.

Электрод, в цепь которого включается источник сигнала, называют **управляющим электродом**.

Обычно сигнал поступает на вход схемы между управляющим электродом и общим электродом (общей точкой), соединенным с шасси.

Нагрузка, характеризуемая сопротивлением $R_{н}(Z_{н})$, включается между управляемым электродом и общей точкой. Поэтому усилительные каскады, выполненные на транзисторах, можно

классифицировать по месту подключения нагрузки следующим образом:

а) усилительный каскад, в котором нагрузка включена между коллектором и базой, соответствует включению транзистора по схеме с общей базой;

б) усилительный каскад с нагрузкой, включенной между коллектором и эмиттером, соответствует включению транзистора по схеме с общим эмиттером;

в) усилительный каскад с нагрузкой, включенной между эмиттером и коллектором, соответствует включению транзистора по схеме с общим коллектором.

На рис. 7, а приведены три возможные схемы включения транзистора.

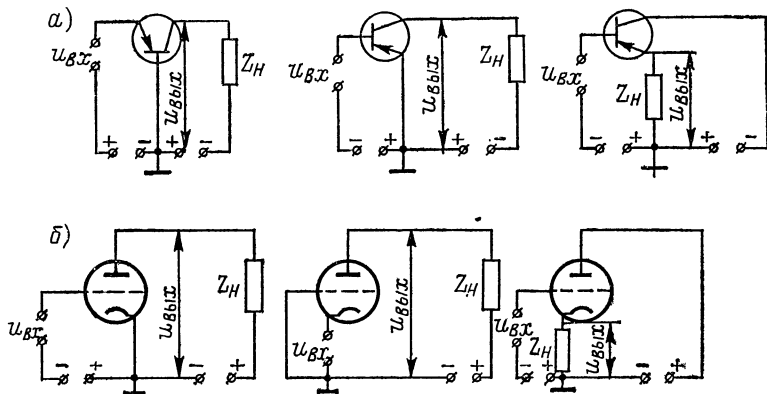


Рис. 7. Схемы подключения нагрузки к транзистору (а) и к электронной лампе (б).

В схеме с общей базой источник сигнала включен между эмиттером и базой. Во время положительного полупериода входного сигнала между эмиттером и базой увеличивается напряжение прямого перехода, ток эмиттера возрастает, а следовательно, увеличивается и ток коллектора. Падение напряжения на сопротивлении нагрузки возрастает. Напряжение между коллектором и базой становится менее отрицательным, значит потенциал коллектора повышается, т. е. $U_{к. б} = E + I_{к} R_{н}$. Таким образом, фаза сигнала на выходе совпадает с фазой сигнала на входе.

В схеме с заземленным (общим) эмиттером входной сигнал поступает на участок база—эмиттер. Выходной сигнал снимается с участка коллектор—эмиттер. Во время положительного полупериода входного сигнала напряжение прямого перехода между базой и эмиттером уменьшается, токи эмиттера, коллектора и базы тоже становятся меньше, падение напряжения на сопротивлении нагрузки уменьшается. Напряжение на участке

эмиттер—коллектор становится более отрицательным, потенциал коллектора снижается. Следовательно, схема с заземленным эмиттером при усилении поворачивает фазу входного сигнала на 180° .

В схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель) входной сигнал поступает на участок база—коллектор. Выходной сигнал снимается с участка эмиттер—коллектор. Во время положительного полупериода входного сигнала напряжение прямого перехода между базой и эмиттером, а следовательно, и ток эмиттера уменьшается. Потенциал эмиттера становится менее отрицательным. Значит, фазы входного и выходного сигналов совпадают.

Приведенная выше классификация транзисторных каскадов может быть распространена и на усилительные каскады, выполненные на электронных лампах.

На рис. 7, б приведены три схемы включения электронной лампы.

Лампа, включенная по схеме с общим катодом (нагрузка — между анодом и катодом), наиболее часто используется в усилительных каскадах, так как обеспечивает большое усиление тока, напряжения и особенно мощности. Входной сигнал поступает на участок сетка—катод; нагрузка включена между анодом и катодом. Выходной сигнал снимается с участка анод—катод.

Во время положительного полупериода входного сигнала увеличиваются анодный ток и напряжение на нагрузке. Потенциал анода повышается. Следовательно, схема с заземленным катодом подобно схеме с заземленным эмиттером поворачивает фазу усиливаемого сигнала на 180° .

Нетрудно показать, что лампа, включенная по схеме с заземленной сеткой (нагрузка — между анодом и сеткой), подобна транзистору, включенному по схеме с общей базой; включение лампы в усилительном каскаде с общим анодом (нагрузка — между катодом и анодом) аналогично включению транзистора по схеме с общим коллектором.

§ 8. ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

В зависимости от назначения усилителя и его практического использования показатели, отражающие его качественные и эксплуатационные свойства, могут быть различными. Тем не менее показателями любого усилителя являются: выходные и входные характеристики, коэффициент усиления, искажения, динамический диапазон частот, коэффициент полезного действия и уровень собственных шумов.

К выходным характеристикам относятся номинальное напряжение на нагрузке, номинальный ток в нагрузке или выходная номинальная мощность, а также сопротивление усилителя,

характеризующее изменение напряжения сигнала на выходе при изменении сопротивления нагрузки.

Выходным номинальным напряжением (током, мощностью) усилителя называется наибольшее значение напряжения (тока, мощности) сигнала на выходе усилителя, при котором искажения не превышают значений, оговоренных в техническом задании. Значение выходного напряжения (тока, мощности) определяется уровнем сигнала, который необходимо выделить на нагрузке: например, если нагрузкой является электронно-лучевая трубка, то задаются выходным напряжением; если на выходе стоит динамик, то задаются выходной мощностью.

При электрических испытаниях выходная номинальная мощность определяется по выходному напряжению усилителя. При этом входное напряжение должно обеспечить напряжение на выходе в вольтах, равное

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{P_{\text{вых. ном}} R_{\text{н}}}$$

где $P_{\text{вых. ном}}$ — номинальная мощность на выходе усилителя, Вт;
 $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки, Ом.

Коэффициент усиления является важнейшим количественным показателем усилителя.

На практике коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах — децибелах и неперах:

$$K_{\text{дб}} = 20 \lg K_u = 20 \lg K_i = 20 \lg K_p; \quad (5)$$

$$K_{\text{неп}} = \ln K_u = \ln K_i = 0,5 \ln K_p.$$

Если $K = 1$ дБ, то отношение $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 10^{\frac{K_{\text{дб}}}{20}} = 10^{0,05} = 1,12$, т. е. усилению в 1 дБ соответствует увеличение выходного напряжения на 12% по отношению к напряжению на входе. Например, если $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 10$, то $K_u = 20$ дБ; если $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 100$, то $K_u = 40$ дБ.

Для перевода коэффициента усиления из децибел в неперы необходимо число децибел разделить на 8,68, а при переводе неперов в децибелы следует число неперов умножить на 8,68. Следовательно, непер — более крупная величина, чем децибел.

Если в многокаскадном усилителе усиление каждого каскада выражено в логарифмических единицах, то полное (общее) усиление всего усилителя равно сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K_{\text{дб}} = K_{1(\text{дб})} + K_{2(\text{дб})} + \dots + K_{n(\text{дб})};$$

$$K_{\text{неп}} = K_{1(\text{неп})} + K_{2(\text{неп})} + \dots + K_{n(\text{неп})}.$$

Так как при усилении имеет место сдвиг фаз между входным и выходным сигналами, то в общем случае коэффициенты усиления являются комплексными величинами.

Качество усиления определяет способность усилителя воспроизводить на выходе форму входного сигнала. Отклонение формы сигнала на выходе от формы входного сигнала свидетельствует о наличии искажений — нелинейных, частотных или фазовых.

Причиной возникновения нелинейных искажений является наличие в схеме усилителя нелинейных элементов — электронных ламп, транзисторов, трансформаторов, дросселей. Рис. 8 иллюстрирует изменение формы входного сигнала вследствие появления на выходе усилителя напряжения удвоенной частоты. Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом

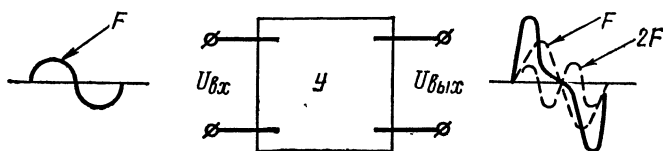


Рис. 8. Графическое представление нелинейных искажений.

том нелинейных искажений, определяемым по формуле

$$\gamma = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 \dots}}{A_1} \cdot 100, \quad (6)$$

где A_1 — амплитуда частоты входного сигнала на выходе;
 A_2, A_3 — амплитуды гармонических составляющих, появившиеся на выходе усилителя из-за наличия нелинейных элементов.

Частотные искажения вызывают искажение формы выходного сигнала вследствие неравномерного усиления составляющих сложного входного сигнала. Частотные искажения, вносимые усилителем, оцениваются по его частотной характеристике, представляющей собой зависимость коэффициентов усиления усилителя от частоты составляющих входного сигнала (при подаче на вход усилителя одинаковых по уровню составляющих входного сигнала).

На рис. 9, а в качестве примера показана частотная характеристика усилителя, которому свойственно уменьшение усиления составляющих входного сигнала в области верхних частот. Идеальная частотная характеристика (показана штриховой линией) проходит параллельно оси частот, что означает, что все составляющие входного сигнала усиливаются одинаково.

Количественно частотные искажения оценивают коэффициентом частотных искажений M , который представляет собой отношение коэффициента усиления на средней частоте к коэффициенту усиления на крайней частоте составляющей входного сигнала:

$$M = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{кр}}} \quad (7)$$

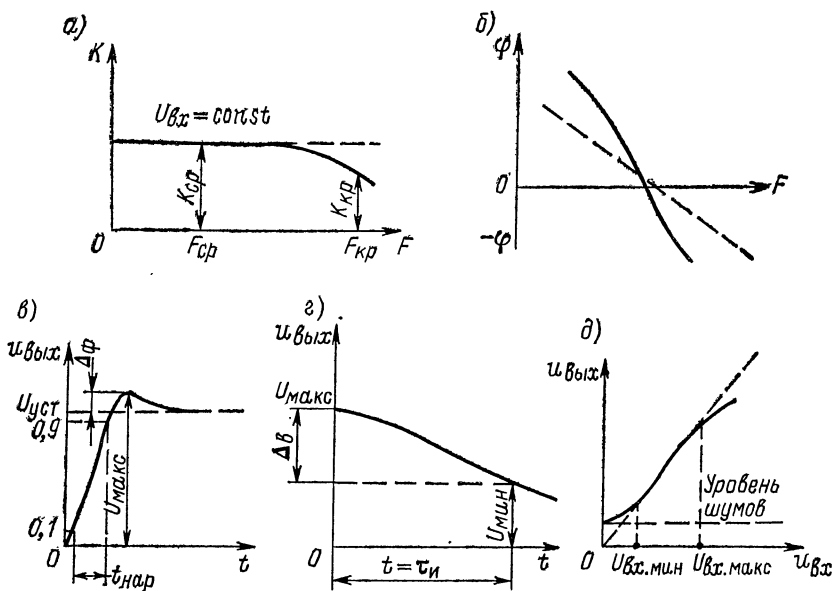


Рис. 9. Частотная (а), фазовая (б), переходные (в, г) и амплитудная (д) характеристики усилителя.

Если усилитель состоит из нескольких каскадов, то общий коэффициент частотных искажений равен произведению коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов:

$$M_{\text{общ}} = M_1 M_2 \dots M_n.$$

Частотные искажения обычно выражают в децибелах:

$$M_{\text{дБ}} = 20 \lg M;$$

$$M_{\text{общ (дБ)}} = M_1 (\text{дБ}) + M_2 (\text{дБ}) + \dots + M_n (\text{дБ}).$$

Область частот, в пределах которой изменения коэффициента усиления не превышают значений оговоренных в техническом задании на проектирование, называется диапазоном частот или полосой пропускания (усиления) усилителя.

С расширением диапазона рабочих частот усложняются схема и конструкция усилителя, возрастает его стоимость, поэтому в условиях практики диапазон рабочих частот должен быть минимальным, но обеспечивающим качественное воспроизведение входного сигнала.

При широком диапазоне рабочих частот частотную характеристику строят в логарифмическом масштабе: по оси абсцисс откладывают не частоты, а логарифмы частот.

Фазовые искажения возникают вследствие изменения сдвига фаз между составляющими сложного сигнала, вызванного наличием в схеме усилителя реактивных элементов. Если при усилении сдвиг фаз между составляющими сложного сигнала сохраняется неизменным или изменение его происходит пропорционально частоте, то в этих случаях фазовые искажения отсутствуют. Так, если на вход усилителя поступит сигнал

$$U_{\text{вх}} = U_{m1} \sin \omega t + U_{m2} \sin 2\omega t + U_{m3} \sin 3\omega t,$$

а на выходе появится напряжение

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U'_{m1} \sin (\omega t + \varphi) + U'_{m2} \sin (2\omega t + 2\varphi) + U'_{m3} \sin (3\omega t + 3\varphi) = \\ &= U'_{m1} \sin \omega \left(t + \frac{\varphi}{\omega} \right) + U'_{m2} \sin 2\omega \left(t + \frac{\varphi}{\omega} \right) + U'_{m3} \sin 3\omega \left(t + \frac{\varphi}{\omega} \right) = \\ &= U'_{m1} \sin \omega (t + t') + U'_{m2} \sin 2\omega (t + t') + U'_{m3} \sin 3\omega (t + t'), \end{aligned}$$

то все составляющие выходного сигнала оказываются сдвинутыми на одно и то же время t' . Это свидетельствует о том, что форма сигнала осталась прежней и фазовые искажения действительно отсутствуют.

Зависимость сдвига фазы от частоты называется фазовой характеристикой усилителя (рис. 9, б). По отклонению реальной характеристики усилителя от прямой можно судить о степени ожидаемых фазовых искажений. В усилителях звуковых сигналов фазовые искажения на слух не воспринимаются. В усилителях импульсных сигналов, связанных с визуальным воспроизведением импульса, фазовые искажения в области нижних частот не должны превышать 3—5°.

Для оценки искажений при усилении импульсных сигналов пользуются переходными характеристиками, представляющими собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения от времени при подаче на вход прямоугольного скачка напряжения. Форма скачка на выходе отличается от прямоугольной вследствие частотных искажений, вызываемых наличием в схеме реактивных элементов. Они проявляются в виде наклона фронта импульса, выброса импульса, завала плоской его вершины.

Так как установление фронта импульса происходит за время, намного меньшее по сравнению с длительностью усиливаемых

импульсов, то для оценки искажений переднего и заднего фронтов импульсов пользуются переходной характеристикой в области малых времен с растянутым масштабом оси времени (рис. 9, в).

Верхний выброс, или выброс фронта Δ_{ϕ} , определяют по переходной характеристике и обычно выражают в процентах:

$$\Delta_{\phi} = \frac{U_{\max} - U_{\text{уст}}}{U_{\text{уст}}} \cdot 100\%.$$

Переходной характеристикой в области больших времен (рис. 9, г) пользуются для оценки искажений вершины Δ_{ν} усиливаемого импульса, которые также обычно выражают в процентах:

$$\Delta_{\nu} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max}} \cdot 100\%.$$

В работающем усилителе имеют место собственные шумы. Напряжение собственных шумов легко измерить на выходе усилителя с помощью чувствительного вольтметра. Напряжение собственных шумов ограничивает способность усилителя усиливать слабые сигналы, т. е. ограничивает чувствительность усилителя. На вход усилителя можно подавать лишь такие сигналы, которые после усиления на выходе образуют напряжение, превышающее уровень собственных шумов. Возникновению собственных шумов усилителя способствуют главным образом:

— входной усилительный элемент, шумы которого усиливаются всеми последующими усилительными элементами;

— наводки в электрических цепях и элементах схемы усилителя, создающие беспорядочно меняющееся напряжение, значение которого зависит от температуры, от полосы пропускаемых усилителем частот и т. д.

Зависимость выходного напряжения усилителя от входного при постоянной частоте сигнала называется амплитудной характеристикой усилителя (рис. 9, д). При малых входных сигналах она имеет изгиб, обусловленный наличием собственных шумов в усилителе. Изгиб в верхней части характеристики при больших входных сигналах вызван перегрузкой со стороны входа усилителя. Рабочим участком амплитудной характеристики является ее линейный участок.

Отношение максимального входного напряжения усилителя к минимальному входному напряжению сигнала называется динамическим диапазоном усилителя:

$$D_y = \frac{U_{\text{вх. макс}}}{U_{\text{вх. мин}}} \quad \text{или} \quad D_{y(\text{дБ})} = 20 \lg D_y. \quad (8)$$

Усилитель будет работать с малыми искажениями при условии, если D_{γ} будет больше динамического диапазона сигнала:

$$D_c = \frac{U_{c, \text{ макс}}}{U_{c, \text{ мин}}} . \quad (9)$$

Коэффициент полезного действия определяет экономичность усилителя и представляет собой отношение мощности P , развиваемой усилителем, к мощности P_0 , потребляемой усилителем от источника питания:

$$\eta = \frac{P}{P_0} .$$

§ 9. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИСХОДНОГО РАБОЧЕГО РЕЖИМА

Усилительные каскады на транзисторах

Для обеспечения выбранного режима покоя (см. рис. 3, *a*) необходимо подать на базу напряжение смещения $U_{б.э.п}$ (напряжение источника питания E_k задано, а сопротивление нагрузки $R_k = \frac{E_k - U_{к.э.п}}{I_{к.п}}$ рассчитано).

Однако изменения окружающей температуры, а также разброс характеристик (параметров) транзисторов одного и того же типа могут привести к смещению исходной рабочей точки K по динамической характеристике, что будет сопровождаться увеличением искажений. Поэтому при построении схем усилительных каскадов на транзисторах принимают меры не только для обеспечения заданного напряжения смещения на базе, но и для стабилизации тока коллектора с помощью обратной связи по постоянному напряжению или току. Обычно принцип стабилизации тока коллектора заключается в компенсации его изменений за счет автоматического изменения потенциала базы.

На рис. 10, *a* показана схема, обеспечивающая не только необходимое исходное напряжение смещения на базе, но и стабилизацию тока коллектора.

Напряжение смещения $U_{б.э.п}$ подается через сопротивление R_1 . Значение этого сопротивления рассчитывается с помощью уравнения

$$E_k = I_{к.п} R_k + I_{б.п} R_1 + U_{б.э.п} ,$$

откуда

$$R_1 = \frac{E_k - I_{к.п} R_k - U_{б.э.п}}{I_{б.п}} = \frac{U_{к.э.п} - U_{б.э.п}}{I_{б.п}} \approx \frac{U_{к.э.п}}{I_{б.п}} .$$

Так как $U_{к.э.п} \gg U_{б.э.п}$, то сопротивление R_1 получается высокоомным (несколько килоом).

При увеличении тока коллектора I_K первоначально выбранная точка K смещается вверх по динамической характеристике, возрастает падение напряжения на сопротивлении R_K , при этом уменьшается разность потенциалов между коллектором и базой. Ток базы $I_B = \frac{U_{к.б}}{R_1}$ падает, а точка K смещается по динамической характеристике вниз, в свое исходное положение.

В этой схеме часть напряжения выходного сигнала через сопротивление R_1 поступает на базу, т. е. в схеме имеет место

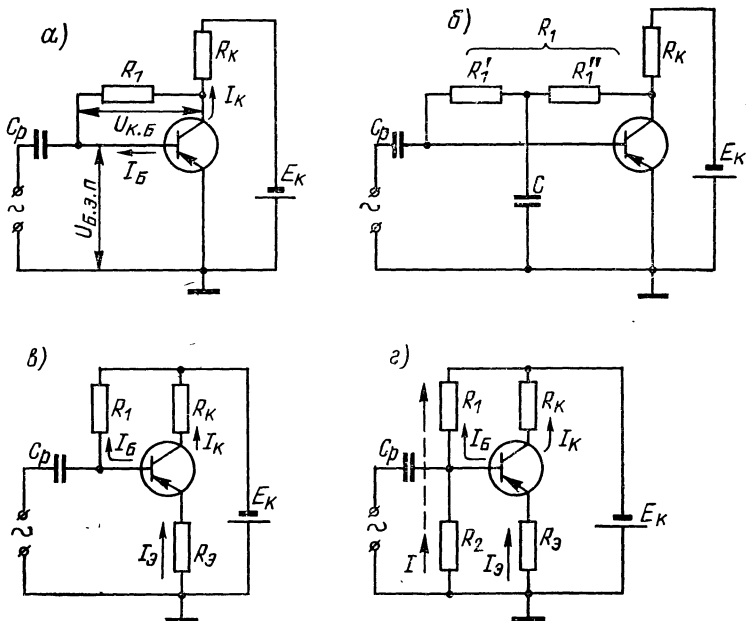


Рис. 10. Схемы подачи напряжения смещения на базу и стабилизации тока коллектора: а и б — с помощью сопротивления смещения R_1 ; в и г — с помощью отрицательной обратной связи по току.

отрицательная обратная связь по напряжению. Если она оказывается слишком большой, то сопротивление R_1 делят на два сопротивления R_1' и R_1'' , а среднюю точку подсоединяют к шасси через емкость C (рис. 10, б).

На рис. 10, в и г в качестве примера приведены наиболее распространенные схемы, обеспечивающие исходный режим и стабилизацию тока коллектора с помощью обратной связи по току.

В первой схеме напряжение смещения на базе $U_{б.э.п}$ определяется уравнением

$$E_K = I_э R_э + I_{б.п} R_1 + U_{б.э.п},$$

откуда

$$R_1 = \frac{|E_K| - I_3 R_3 - U_{6.э.п}}{I_{6.п}} \approx \frac{|E_K| - I_3 R_3}{I_{6.п}}.$$

Напряжение на резисторе R_1 определяется разностью между напряжением источника питания и падением напряжения на сопротивлении R_3 , по которому проходит ток эмиттера I_3 :

$$U_{R_1} \approx E_K - I_3 R_3.$$

При увеличении тока коллектора увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_3 . Ток базы падает, что вызывает уменьшение тока коллектора, т. е. возвращение исходной рабочей точки в свое прежнее положение. Сопротивления R_1 и R_3 являются сопротивлениями обратной связи.

Стабилизация тока коллектора в этой схеме тем эффективнее, чем больше сопротивление R_3 . Однако увеличение R_3 должно сопровождаться увеличением напряжения источника питания E_K , чтобы $U_{к.э.п}$ осталось неизменным.

Схема стабилизации тока коллектора, приведенная на рис. 10, з, является наиболее эффективной, но менее экономичной.

Сопротивление R_3 определяется из уравнения

$$I_{э.п} R_3 = (I_{к.п} + I_{6.п}) R_3 = |E_K| - I_{к.п} R_K - U_{к.э.п},$$

откуда

$$R_3 = \frac{|E_K| - I_{к.п} R_K - |U_{к.э.п}|}{I_{к.п} + I_{6.п}}.$$

В реальных схемах сопротивление R_3 составляет обычно несколько килоом и может достигать 10—15 кОм.

Учитывая, что потенциал базы ниже потенциала эмиттера на величину $U_{6.э.п}$, сопротивление делителя R_2 определяют из равенства

$$(I_{к.п} + I_{6.п}) R_3 + U_{6.э.п} = I R_2,$$

откуда

$$R_2 = \frac{U_{R_3} + U_{6.э.п}}{I},$$

где $I = n I_{6.п}$ — ток, протекающий через делитель $R_1 - R_2$, который обычно в 5—8 раз превосходит ток базы $I_{6.п}$.

Тогда второе сопротивление делителя R_1 можно рассчитать по формуле

$$R_1 = \frac{E_K - U_{R_2}}{I + I_{6.п}}.$$

При увеличении тока коллектора I_K понижается потенциал эмиттера, что вызывает уменьшение тока I_K , т. е. происходит восстановление первоначального режима.

В практических схемах эмиттерное сопротивление шунтируют конденсатором большой емкости C_a , для того чтобы переменная составляющая тока коллектора не проходила по сопротивлению R_a .

Последнее будет иметь место, если $\frac{1}{\omega C_a} = (0,1 \div 0,01) R_a$.

Иногда для обеспечения постоянства режима работы транзисторов при изменении окружающей температуры или колебаниях напряжения источника питания в схемы вводят термозависимые нелинейные элементы.

В качестве термозависимых нелинейных элементов применяют терморезисторы, которые обладают отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Поэтому, если вместо сопротивления (см. рис. 10, *з*) включить терморезистор, обеспечивающий исходный режим работы при нормальной температуре, то с повышением температуры сопротивление терморезистора будет уменьшаться, снизится напряжение прямого перехода между базой и эмиттером и ток коллектора останется неизменным.

Усилительные каскады на электронных лампах

В усилителях обычно используют схему последовательного питания анода, т. е. электронную лампу и нагрузку подключают последовательно к источнику питания (рис. 11, *а*).

Для того чтобы переменная составляющая анодного тока не проходила через источник анодного питания E_a и не создавала на его внутреннем сопротивлении переменного падения напряжения с частотой сигнала, источник анодного питания шунтируют емкостью C_ϕ . Сопротивление ее для переменной составляющей анодного тока сигнала на самой нижней частоте должно быть намного меньше внутреннего сопротивления источника питания. А так как последнее не превышает нескольких сотен ом, то емкость конденсатора C_ϕ пришлось бы выбирать весьма большой (несколько сот микрофард).

Включение сопротивления R_ϕ последовательно с источником питания как бы увеличивает его внутреннее сопротивление и тем самым позволяет использовать в схеме конденсатор C_ϕ значительно меньшей емкости.

В многокаскадных усилителях аноды электронных ламп обычно питаются через сопротивления нагрузки от общего источника анодного питания. При этом цепочка $R_\phi C_\phi$ образует развязывающий фильтр, который исключает возможность появления в усилителе межкаскадной положительной обратной связи, часто приводящей к его самовозбуждению, т. е. к воз-

никновению незатухающего колебательного процесса даже при отсутствии входного сигнала.

В усилителях, работающих на одной частоте или в узком диапазоне частот, целесообразно активное сопротивление R_{ϕ} заменить дросселем (показан на рисунке штриховой линией), поскольку на нем будет отсутствовать падение напряжения источника анодного питания, а для переменной составляющей анодного тока значение сопротивления дросселя может оказаться не меньшим, чем сопротивление R_{ϕ} .

Недостатком рассмотренной схемы питания анодной цепи является наличие значительного падения напряжения источника анодного питания на активном сопротивлении нагрузки (если последнее высокоомно) и наличие на элементах нагрузки, на-

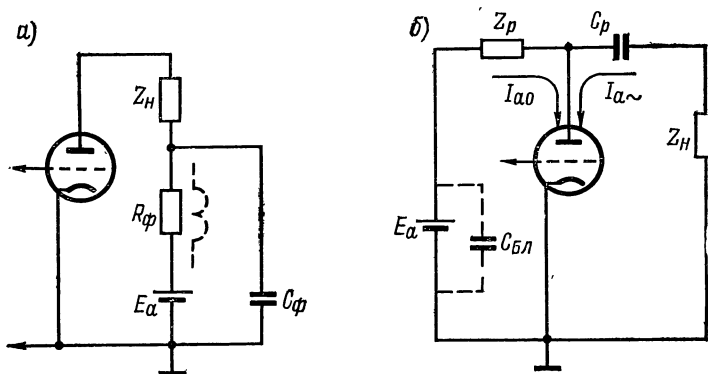


Рис. 11. Схемы питания анодных цепей усилителя: а — последовательная; б — параллельная.

пример на обкладках конденсатора контура, высокого постоянного напряжения источника питания.

Указанных недостатков не имеет так называемая схема с параллельным питанием анодной цепи лампы (рис. 11, б), в которой источник питания, лампа и нагрузка включены параллельно. В этой схеме пути постоянной составляющей $I_{\text{а0}}$ и переменных составляющих анодного тока $I_{\text{а1}}$, $I_{\text{а2}}$, $I_{\text{а3}}$ и т. д. разделены: переменные составляющие протекают через лампу и сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$, выделяя на ней колебательную мощность или напряжение, а постоянная составляющая протекает через источник питания и лампу. Такое прохождение токов обеспечивают вспомогательные элементы: разделительное сопротивление $Z_{\text{р}}$, представляющее собой большое сопротивление для переменных составляющих анодного тока и малое сопротивление для постоянной составляющей анодного тока, и разделительный конденсатор $C_{\text{р}}$, являющийся малым сопротивлением

для переменных составляющих анодного тока и бесконечно большое сопротивление для его постоянной составляющей.

В усилителях, работающих с малыми значениями постоянной составляющей анодного тока, в качестве разделительного сопротивления используют активное сопротивление R_p ; в усилителях, работающих на высоких частотах в узком диапазоне частот и с большими постоянными токами, в качестве сопротивления Z_p удобнее использовать дроссель с индуктивностью L_p .

Однако, несмотря на наличие в схеме разделительного сопротивления Z_p , не исключена возможность проникновения в цепь источника питания E_a переменных составляющих анодного тока. В связи с этим последний заблокирован конденсатором $C_{бл}$ (см. рис. 11, б), через который замыкаются переменные составляющие. Нетрудно показать, что Z_p и Z_H относительно частоты входного сигнала подсоединены параллельно (поскольку конденсаторы C_p и $C_{бл}$ представляют в первом приближении короткое замыкание для переменных составляющих анодного тока). Поэтому если нагрузкой является настроенный контур, а в качестве разделительного сопротивления используется дроссель с индуктивностью L_p , то во избежание значительной расстройки контура при подключении его к схеме значение индуктивности L_p должно быть намного больше индуктивности контура L_k .

Действительно, значение индуктивности контура L'_k при подключенном дросселе равно

$$L'_k = \frac{L_p L_k}{L_p + L_k}.$$

И только в случае, если $L_p \approx (10 \div 20) L_k$, можно считать, что $L'_k \approx L_k$. Выбирать $L_p \gg L_k$ не следует, так как с увеличением L_p будет увеличиваться распределенная емкость дросселя, которая при подключении параллельно дросселю, а стало быть, и контуру вызовет дополнительную расстройку последнего.

Если заградительным элементом служит активное сопротивление R_p , то оно будет вносить в контур дополнительные потери $\Delta r_{вн} = \frac{\rho^2}{R_p}$; что приведет к ухудшению добротности контура (к расширению полосы пропускания) и уменьшению сопротивления контура при резонансе:

$$R_э = \frac{L_k}{C_k (R + \Delta r_{вн})},$$

где R — собственные активные потери контура.

Выше было установлено, что на управляющую сетку кроме переменного напряжения сигнала необходимо подавать напря-

жение смещения. Это можно осуществить от отдельного постороннего источника тока, как показано на рис. 12, а, но в мало-мощных усилителях обычно используют автоматическое смещение.

Схемы автоматического смещения за счет сеточного тока лампы показаны на рис. 12, б, в. В цепи управляющей сетки работающей усилительной лампы возникает сеточный ток I_c . Его постоянная составляющая I_{c0} создает на сопротивлении R_c падение напряжения $U = I_{c0}R_c$, которое численно равно напряжению смещения. Переменные составляющие сеточного тока замыкаются через блокировочный конденсатор $C_{бл}$, что обеспечивает постоянство напряжения смещения.

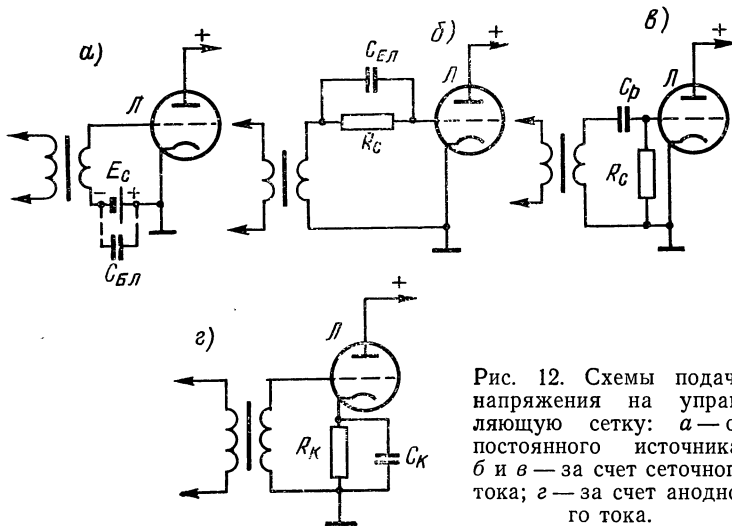


Рис. 12. Схемы подачи напряжения на управляющую сетку: а — от постоянного источника; б и в — за счет сеточного тока; г — за счет анодного тока.

В мало-мощных усилителях не удастся получить значительное напряжение смещения за счет сеточного тока, так как сеточные токи малы, а сопротивление смещения не превышает 1—2 МОм.

Более широко применяется схема смещения за счет анодного тока лампы (рис. 12, г). В цепь катода лампы включают сопротивление R_k , на котором при прохождении анодного тока образуется напряжение смещения; сопротивление R_k блокируют конденсатором C_k с таким значением емкости, чтобы для входного сигнала самой низкой частоты сопротивление конденсатора было намного меньше R_k . Тогда напряжение смещения будет постоянным, так как переменные составляющие анодного тока лампы не будут проходить по сопротивлению R_k .

В многосеточных лампах, используемых для усиления, напряжение на экранирующей сетке составляет примерно половину или две трети напряжения на аноде.

На рис. 13 приведены две схемы питания экранирующей сетки. В первой схеме (рис. 13, а) оно осуществляется через гасящее сопротивление R , на котором гасится часть напряжения

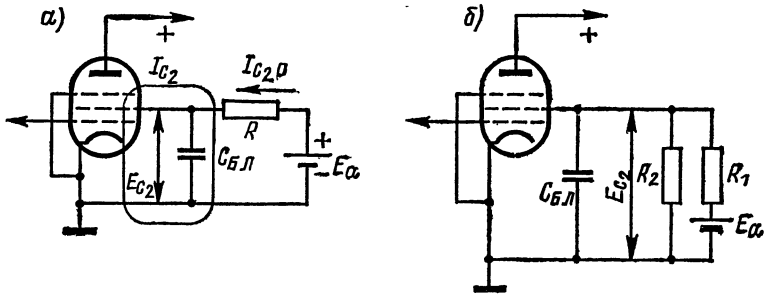


Рис. 13. Схемы питания экранирующей сетки.

источника питания. Напряжение на экранирующей сетке определяется выражением

$$E_{c_2} = E_a - I_{c_2} R, \quad (10)$$

где I_{c_2} — постоянная составляющая тока экранирующей сетки.

В цепи экранирующей сетки при наличии входного сигнала помимо постоянной составляющей появляется переменная со-

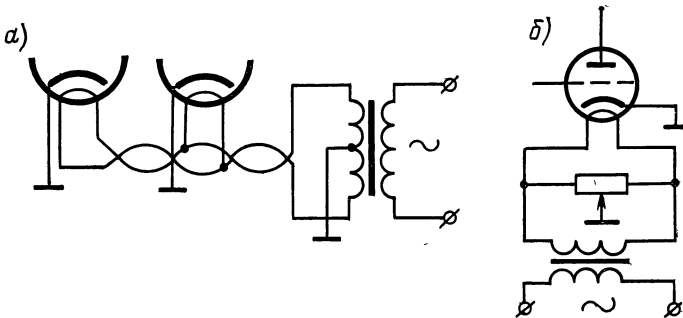


Рис. 14. Двухпроводные схемы питания цепей накала подогревных ламп: а — со средней точкой; б — с регулируемой средней точкой.

ставляющая тока этой сетки $I_{c_2 \sim}$. Чтобы предотвратить ее прохождение по гасящему сопротивлению в целях сохранения постоянным напряжения на экранирующей сетке, между ней и катодом включают блокировочный конденсатор $C_{бл}$ большой емкости.

В импульсных и мощных усилителях находит применение схема питания экранирующей сетки через делитель напряжения $R_1 - R_2$ (рис. 13, б). Такой способ питания менее выгоден с энер-

гетической точки зрения, но зато обеспечивает постоянство напряжения E_c , при быстрых изменениях входного сигнала.

Защитная (антидинатронная) сетка обычно соединяется с катодом, т. е. имеет нулевой потенциал. Иногда в схемах мощных усилителей на нее подают небольшое положительное напряжение для получения большего усиления.

Нити накала ламп с косвенным подогревом обычно питаются переменным током от специальной обмотки, расположенной на силовом трансформаторе. Нити накала нескольких подогревных ламп подключают к обмотке трансформатора параллельно: один вывод нитей накала каждой из ламп соединяют с шасси, которое используют в качестве провода цепи накала, а другие выводы — с незаземленным концом обмотки трансформатора.

В схемах с большим коэффициентом усиления или в высококачественных усилителях с целью уменьшения уровня фона переменного тока применяют более сложные схемы питания нитей накала: симметричную двухпроводную со средней точкой (рис. 14, *а*) или схему, в которой нить накала первой лампы усилителя питают от отдельной обмотки с регулируемой средней точкой (рис. 14, *б*). Лампы прямого накала обычно питают от источника постоянного тока.

Глава II. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

На рис. 15 приведена структурная схема усилительного устройства. Входное устройство обеспечивает подачу сигнала на вход первого усилительного элемента. Входное устройство применяют тогда, когда выходное сопротивление источника сигнала и входное сопротивление первого усилительного элемента различны.

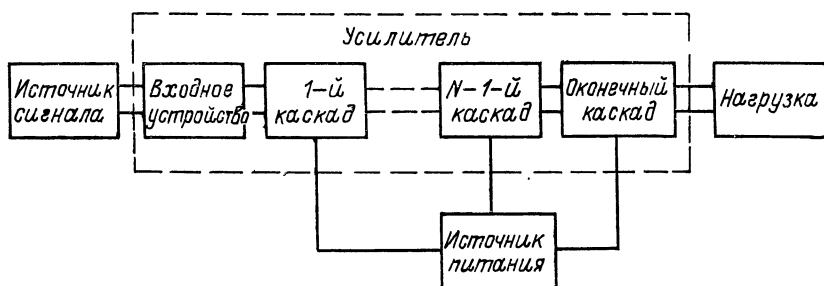


Рис. 15. Структурная схема усилительного устройства.

Для согласования этих сопротивлений обычно используют входной трансформатор (рис. 16, а). Схему входного устройства, приведенную на рис. 16, б, применяют тогда, когда необходимо исключить возможность попадания на источник сигнала постоянного тока или напряжения смещения и в равной мере попадания на вход усилительного элемента постоянных токов и напряжений от источника сигнала.

Входные устройства могут выполнять и иные задачи, определяемые спецификой источника сигнала и режимом работы первого усилительного элемента.

Усилительный элемент со всеми элементами схемы, обеспечивающими его исходный режим и усилительные свойства, об-

разует 1-й каскад усилителя. Если один усилительный каскад не обеспечивает на выходе уровень сигнала, необходимый для нормальной работы оконечного каскада усилителя мощности, то последовательно с ним включают еще несколько каскадов предварительного усиления напряжения. Общий коэффициент усиления при этом будет равен

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_{II} \dots K_n. \quad (11)$$

Основное требование, предъявляемое к каждому из каскадов предварительного усиления, — наибольший коэффициент усиления при минимальных искажениях. Чем большим будет усиление каждого каскада, тем меньше потребуется каскадов в усилителе; усилитель станет проще и дешевле.

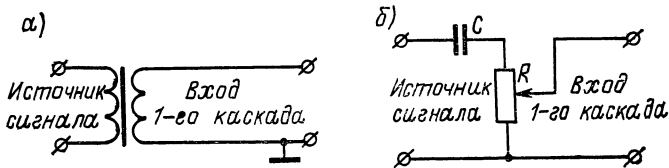


Рис. 16. Схемы входных устройств: *а* — для согласования сопротивлений; *б* — для отделения постоянной составляющей с регулировкой уровня входного сигнала.

Оконечный каскад (усилитель мощности) усилителя отдает нагрузке заданную мощность усиленного сигнала. Когда непосредственное подключение нагрузки к оконечному (последнему) каскаду невозможно или нецелесообразно, применяют выходное устройство, которое в функциональном и схемном отношении решает задачи, аналогичные задачам, решаемым входными устройствами усилителя.

Если нагрузкой усилителя является емкость (например, отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки), на которой необходимо обеспечить определенную разность потенциалов, то оконечный каскад усилителя должен работать в режиме усиления напряжения до заданного значения.

§ 10. УСИЛИТЕЛИ С *RC*-СВЯЗЬЮ

Анализ схем усилительных каскадов

Усилитель с реостатно-емкостной связью (*RC*-связью) между каскадами часто называют просто реостатным (резисторным) усилителем или усилителем с емкостной связью.

Типовая схема такого усилительного каскада на транзисторе приведена на рис. 17, *а*.

В этой схеме резисторы R_1 , R_2 и $R_{\text{в}1}$ обеспечивают необходимое смещение на базе транзистора $T1$ и температурную стабилизацию режима. Емкость $C_{\text{в}1}$ исключает возможность прохождения переменной составляющей тока эмиттера по резистору $R_{\text{в}1}$. В цепь коллектора транзистора $T1$ включен резистор $R_{\text{к}1}$, через который протекают как постоянная, так и переменная составляющие тока коллектора. При этом на резисторе $R_{\text{к}1}$ выделяется мощность

$$P_{R_{\text{к}1}} = I_{\text{к.п}}^2 R_{\text{к}1}. \quad (12)$$

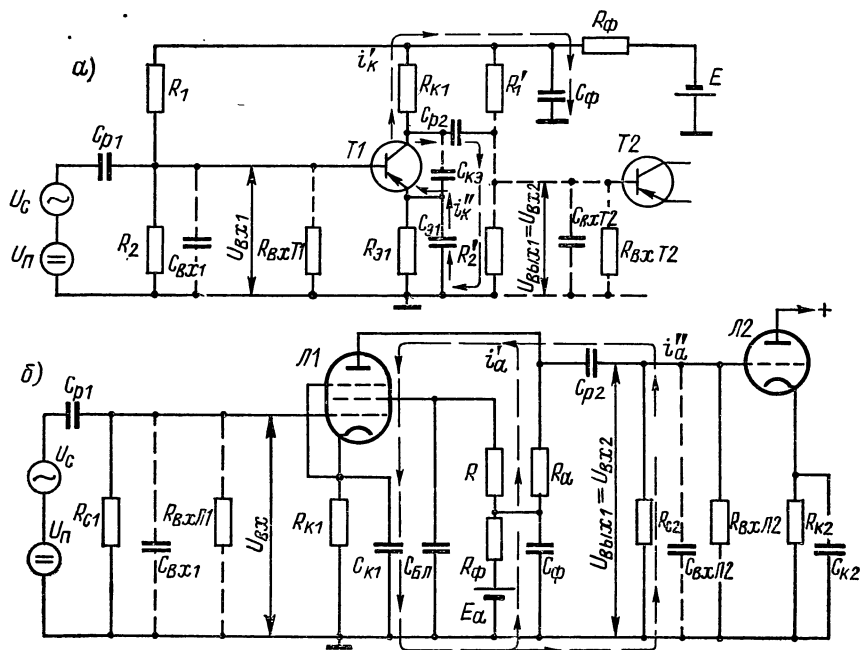


Рис. 17. Резисторный усилительный каскад: а — транзисторный; б — ламповый.

Эта мощность должна быть меньше допустимой мощности, рассеиваемой резистором $R_{\text{к}1}$.

Принципиально заданное напряжение смещения с температурной стабилизацией тока коллектора можно получить при помощи любой из схем, рассмотренных ранее.

Штриховой линией показана входная емкость $C_{\text{вх}1}$, которая эквивалентна емкости монтажных проводов, сопротивлений делителя и конденсатора $C_{\text{р}1}$ относительно шасси.

Ток источника сигнала протекает через конденсатор $C_{\text{р}1}$ и сопротивление $Z_{\text{вх}1}$, представляющее собой параллельное соединение резисторов R_1 и R_2 , емкости $C_{\text{вх}1}$ и активной составляю-

щей входного сопротивления транзистора $R_{вхT1}$, и создает на сопротивлении $Z_{вх1}$ напряжение $U_{вх1} = U_{б.эT1}$, которое изменяет ток базы и ток коллектора транзистора $T1$. Часть переменной составляющей тока коллектора i'_k замыкается по цепи $T1 - R_{к1} - C_{ф} - C_{з1} - T1$; другая часть переменной составляющей тока коллектора i''_k протекает по цепи $T1 - C_{р2} - Z_{вх2}$ (параллельное соединение $R'_1, R'_2, C_{вхT2}, R_{вхT2}$) — $C_{з1} - T1$. Ток i''_k на сопротивлении $Z_{вх2}$ создает напряжение $U_{вх2}$, которое является напряжением сигнала на входе $T2$ (на входе второй ступени усиления, или, иначе, на входе второго каскада усилителя). Конденсатор $C_{р2}$ (рис. 17 а, б) разделяет по постоянному напряжению коллекторную (анодную) цепь предыдущего каскада и цепь базы (сеточную цепь) следующего каскада, не пропуская на базу транзистора $T2$ (управляющую сетку лампы $L2$) постоянную составляющую коллекторного (анодного) напряжения. Одновременно с этим он обеспечивает передачу напряжения усиленного сигнала с коллектора (с анода) предыдущего каскада на базу (управляющую сетку) следующего каскада усиления. Поэтому конденсатор $C_{р2}$ называют как разделительным, так и переходным. Если постоянная времени заряда и разряда конденсатора $C_{р2}$ достаточно велика, то за половину периода изменения коллекторного тока i''_k разность потенциалов на обкладках конденсатора практически не изменится и потенциал базы транзистора $T2$ будет равен потенциалу коллектора $T1$.

На рис. 17, б приведена схема резисторного усилительного каскада на электронной лампе.

Напряжение источника сигнала U_c поступает на управляющую сетку лампы $L1$ через конденсатор $C_{р1}$, который исключает попадание на сетку постоянной составляющей напряжения возбудителя $U_{пR_{к1}}$ и $C_{к1}$, а также $R_{к2}, C_{к2}$ — элементы автоматического смещения в цепи катода.

Следует заметить, что в первом усилительном каскаде часто напряжение смещения создается не цепочкой $R_{к1}C_{к1}$, а цепочкой $R_{с1}C_{р1}$ за счет прохождения сеточного тока по сопротивлению $R_{с1}$. Так как ток управляющей сетки очень мал (смещение в первом каскаде невелико), то его наличие практически не вызывает искажения усиливаемого сигнала.

Сопротивление анодной нагрузки R_a включено последовательно с источником анодного питания и электронной лампой; цепочка $RC_{бл}$ обеспечивает постоянство выбранного положительного напряжения на экранной сетке; развязывающий фильтр $R_{ф}C_{ф}$ исключает прохождение через источник питания E_a определенных составляющих анодного тока.

Переменная составляющая анодного напряжения приложена к последовательной цепи, состоящей из разделительного конденсатора $C_{р2}$ и резистора $R_{с2}$. Последний обеспечивает

подачу напряжения смещения, образующегося на сопротивлении $R_{к2}$, на управляющую сетку $L2$; при входных сигналах, превышающих напряжение смещения (когда $U_{мс} > |E_c|$), сопротивление $R_{с2}$ выполняет также и роль сопротивления утечки. Чем меньше сопротивление конденсатора $C_{р2}$ по сравнению с сопротивлением $R_{с2}$ тем большая часть усиленного напряжения сигнала поступает на управляющую сетку $L2$ для дальнейшего усиления, поэтому емкость конденсатора $C_{р2}$ должна быть достаточно большой.

Штриховыми линиями на схеме показаны $C_{вх1}$ (входная емкость каскада и емкость монтажа) и $R_{вхЛ1}$ (активная составляющая входного сопротивления $L1$).

Переменная составляющая анодного тока лампы $L1$ является суммой токов i'_a и i''_a . В усилителях напряжения $i'_a \gg i''_a$, и поэтому выходное напряжение каскада с достаточной для практики точностью можно считать равным произведению $i'_a R_a$.

Коэффициенты усиления на различных частотах

При определении усилительных свойств каскада и анализе влияния элементов схемы на показатели усилительной ступени пользуются эквивалентными схемами.

На рис. 18 даны эквивалентные схемы усилительных каскадов, приведенных на рис. 17. Эквивалентная схема выходной цепи транзистора представлена генератором э. д. с. $\mu_T U_{вх}$ с внутренним сопротивлением $R_{к.б}$ (рис. 18, а):

$$R_{к.б} = r_k = \frac{1}{h_{226}} (1 - h_{126}); \quad (13)$$

$$\mu_T = S_T R_{к.б} = S_T r_k = \frac{h_{216}}{r_э} R_{к.б}, \quad (14)$$

где S_T — крутизна характеристики выходного тока по напряжению на эмиттерном переходе. Входящие в формулы h -параметры транзисторов с соответствующей индексацией приводятся в справочной литературе.

Эквивалентная схема выходной цепи электронной лампы представлена генератором э. д. с. $\mu U_{вх}$ с внутренним сопротивлением R_i (рис. 18, б). При составлении эквивалентных схем предполагалось, что блокировочные конденсаторы C_ϕ , C_k , $C_э$ (см. рис. 17) полностью шунтируют элементы схемы, параллельно которым они подключены, т. е. их сопротивления для всех частот сигнала равны нулю, и резисторы R_k , R_ϕ и $R_э$ по переменному току замкнуты накоротко. И все же приведенные эквивалентные схемы можно упростить, если учесть, что емкость $C_{вх1}$ невелика. В рабочем диапазоне частот ее сопротивление $X_{C_{вх1}} \gg$

$\gg R_{\text{вх}T1}$, поэтому эта емкость из эквивалентной схемы может быть исключена; емкость монтажа C_M в транзисторных усилительных каскадах не превышает 3—5 пФ, а в каскадах, выполненных на электронных лампах, 10—15 пФ; емкость конденсатора C_{p2} на несколько порядков больше емкости $C_{\text{вых}T1}$, $C_{\text{вх}T2}$ и C_M . Параллельное соединение $C_{\text{вых}T1}$, C_M и $C_{\text{вх}T2}$ (см. рис. 18, а) можно заменить емкостью C_0 :

$$C_0 = C_{\text{вых}T1} + C_M + C_{\text{вх}T2}. \quad (15)$$

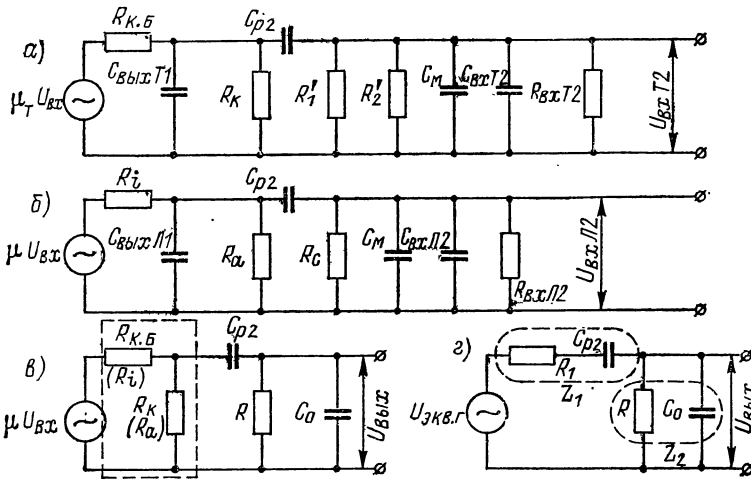


Рис. 18. Эквивалентные схемы резисторных каскадов: транзисторного (а), лампового (б); обобщенная транзисторного и лампового (в); упрощенная транзисторного и лампового (г).

Входная динамическая емкость транзистора $C_{\text{вх}T2}$ определяется формулой

$$C_{\text{вх}T2} = C_{\text{б.э}} + C_{\text{к.б}}(1 + K_u), \quad (16)$$

где $C_{\text{б.э}}$ — статическая емкость эмиттерного перехода;
 $C_{\text{к.б}}$ — максимальная емкость участка коллектор—база, равная для маломощных низкочастотных транзисторов 20—40 пФ, а для высокочастотных — не более 1—2 пФ;
 K_u — коэффициент усиления транзистора $T2$ по напряжению:

$$K_u = \frac{h_{21э} R_{\sim}}{r_э(1 + h_{21э})} = \frac{|h_{21б}| R_{\sim}}{r_э};$$

$R_{\sim} = \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R}$ — сопротивление нагрузки цепи коллектора переменному току.

Входная динамическая емкость электронной лампы $C_{\text{вхЛ2}}$ определяется формулой

$$C_{\text{вхЛ2}} = C_{\text{с.к}} + C_{\text{а.с}}(1 + K_u), \quad (17)$$

где $C_{\text{с.к}}$, $C_{\text{а.с}}$ — междуэлектродные емкости электронной лампы; K_u — коэффициент усиления по напряжению следующего каскада.

Параллельное соединение R'_1 , R'_2 и $R_{\text{вхТ2}}$ также можно представить одним сопротивлением

$$R = \frac{R'_1 R'_2 R_{\text{вхТ2}}}{R'_2 R'_1 + R'_2 R_{\text{вхТ2}} + R'_1 R_{\text{вхТ2}}}. \quad (18)$$

Если параллельное соединение R_c и $R_{\text{вхЛ2}}$ заменить сопротивлением R , а параллельное соединение $C_{\text{выхЛ1}}$, C_m , $C_{\text{вхЛ1}}$ — емкостью C_0 , то рассмотренные эквивалентные схемы транзисторного и лампового усилительных каскадов можно представить в виде одной обобщенной эквивалентной схемы лишь с некоторыми различиями в обозначениях отдельных элементов (рис. 18, в).

Коэффициент усиления реостатного усилительного каскада можно определить, применив к обобщенной эквивалентной схеме (см. рис. 18, в) теорему об эквивалентном генераторе (линейный четырехполюсник обозначен штриховой линией). Тогда, вычислив напряжение эквивалентного генератора

$$U_{\text{эв.г}} = IR_K = \frac{\mu_T U_{\text{вх}}}{R_{\text{к.б}} + R_K} R_K = \frac{\mu_T U_{\text{вх}}}{1 + \frac{R_{\text{к.б}}}{R_K}},$$

упрощенную эквивалентную схему можно представить в виде последовательного соединения двух сопротивлений Z_1 и Z_2 (рис. 18, г). Параллельное соединение R_K и $R_{\text{к.б}}$ (или R_a и R_i) обозначено R' . Тогда напряжение на выходе

$$U_{\text{вых}} = iZ_2 = \frac{U_{\text{эв.г}}}{Z_1 + Z_2} Z_2.$$

Если учесть, что

$$\dot{Z}_1 = R' + \frac{1}{j\omega C_{\text{п2}}};$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{R \frac{1}{j\omega C_0}}{R + \frac{1}{j\omega C_0}},$$

то коэффициент усиления резисторного усилительного каскада определится выражением

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\mu_T R_K}{R_K + R_{\text{к.б}}} \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} = \frac{\mu_T R_K}{R_K + R_{\text{к.б}}} \frac{1}{1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2}}. \quad (19)$$

Подставив вместо \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 их значения, знаменатель дроби $1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2}$ можно привести к следующему виду:

$$\begin{aligned} 1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} &= 1 + \frac{R' + \frac{1}{j\omega C_{p2}}}{\frac{R'}{j\omega C_{p2}}} = 1 + \frac{(j\omega C_{p2} R' + 1)(1 + j\omega C_0 R)}{j\omega C_{p2} R} = \\ &= 1 + \frac{j\omega C_{p2} R' + 1 + jj\omega^2 C_{p2} C_0 R' R + j\omega C_0 R}{j\omega C_{p2} R} = \\ &= 1 + \frac{R'}{R} + \frac{1}{j\omega C_{p2} R} + j\omega R' C_0 + \frac{C_0}{C_{p2}}; \end{aligned}$$

так как $C_0 \ll C_{p2}$, то дробью $\frac{C_0}{C_{p2}}$ можно пренебречь. Подставив в формулу (18) полученное выражение и умножив числитель и знаменатель этой формулы на дробь $\frac{R}{R' + R}$, получим

$$K = \frac{\frac{\mu_T R_K}{R_K + R_{\text{к.б}}} \frac{R}{R' + R}}{1 + \frac{1}{j\omega C_{p2} (R' + R)} + \frac{j\omega C_0 R R'}{R' + R}}. \quad (20)$$

После преобразования числителя формулы (20) и замены R' его значением уравнение для коэффициента усиления реостатного усилительного каскада можно записать в следующем виде:

$$K = \frac{\mu_T}{\left(1 + \frac{R_{\text{к.б}}}{R_K} + \frac{R_{\text{к.б}}}{R}\right) \left\{1 + j \left[\omega C_{p2} (R' + R) - \frac{1}{\omega C_0 R_{\text{ЭКВ}}}\right]\right\}}, \quad (21)$$

где $R_{\text{ЭКВ}}$ — эквивалентное сопротивление реостатного каскада:

$$\begin{aligned} R_{\text{ЭКВ}} &= \frac{R R'}{R' + R} = \frac{R R_K R_{\text{к.б}}}{(R_K + R_{\text{к.б}}) \left(\frac{R_{\text{к.б}} R_K}{R_{\text{к.б}} + R_K} + R \right)} = \\ &= \frac{R R_K R_{\text{к.б}}}{R_{\text{к.б}} R_K + R_K R + R_{\text{к.б}} R}. \end{aligned} \quad (22)$$

В усилительных схемах участки электрических цепей, состоящих из последовательного или параллельного соединения активного сопротивления и емкости, характеризуют параметром τ — постоянным временем заряда (или разряда) емкости через активное сопротивление.

Тогда в формуле (20) произведение $C_{p2}(R' + R) = \tau_p$ назовем постоянной времени цепи переходного (разделительного) конденсатора, а $C_0 R_{экв} = \tau_{к(а)}$ — постоянной времени коллекторной (анодной) цепи.

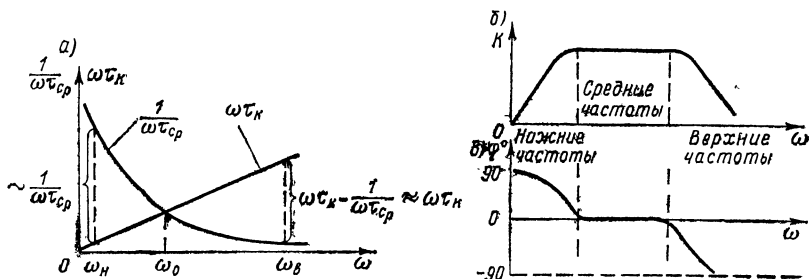


Рис. 19. Графики зависимости $\frac{1}{\omega\tau_{cp}}$ и $\omega\tau_k$ от частоты (а); частотная (б) и фазовая (в) характеристики реостатного каскада.

В окончательном виде уравнение для коэффициента усиления реостатного каскада в комплексной форме можно записать следующим образом:

$$K^* = \frac{\mu_T}{\left[1 + \frac{R_{к.б}}{R} + \frac{R_{к.б}}{R_k}\right] \left[1 + j\left(\omega\tau_k - \frac{1}{\omega\tau_{cp}}\right)\right]}, \quad (23)$$

откуда модуль коэффициента усиления реостатного каскада равен

$$K = \frac{\mu_T}{\left(1 + \frac{R_{к.б}}{R} + \frac{R_{к.б}}{R_k}\right) \sqrt{1 + \left(\omega\tau_k - \frac{1}{\omega\tau_{cp}}\right)^2}}. \quad (24)$$

На рис. 19, а представлены графики зависимости $\frac{1}{\omega\tau_{cp}}$ и $\omega\tau_k$ от частоты. Анализируя эти зависимости, можно сделать ряд важных выводов.

На частоте $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_{cp}\tau_k}}$ (из условия $\frac{1}{\omega_0\tau_{cp}} = \omega_0\tau_k$) подкоренное выражение в формуле (24) равно единице, поэтому ко-

ээффициент усиления на частоте ω_0 — средней частоте, а также на частотах, где подкоренное выражение близко к единице (в области средних частот), определяется формулой

$$K_{\text{ср}} = \frac{\mu_{\text{T}}}{1 + \frac{R_{\text{к. б}}}{R_{\text{к}}} + \frac{R_{\text{к. б}}}{R}}. \quad (25)$$

Как видно из этой формулы, коэффициент усиления в области средних частот имеет наибольшее значение, оставаясь меньше μ_{T} , не зависит от частоты; фазовые и частотные искажения практически отсутствуют, так как реактивные элементы схемы не влияют на работу усилителя.

Учитывая, что $\mu_{\text{T}} = S_{\text{T}} R_{\text{к. б}}$, формулу (25) можно представить в виде

$$\begin{aligned} K_{\text{ср}} &= S_{\text{T}} \frac{R_{\text{к. б}}}{1 + \frac{R_{\text{к. б}}}{R_{\text{к}}} + \frac{R_{\text{к. б}}}{R}} = S_{\text{T}} \frac{R_{\text{к. б}} R_{\text{к}} R}{R_{\text{к}} R + R_{\text{к. б}} R_{\text{к}}} = \\ &= S_{\text{T}} R_{\text{экв}} = S_{\text{T}} \frac{\tau_{\text{к}}}{C_0}. \end{aligned} \quad (26)$$

После несложных преобразований формулу (26) применительно к каскаду, выполненному на электронной лампе, можно тоже переписать следующим образом:

$$K_{\text{ср}} = S \frac{\tau_{\text{а}}}{C_0}. \quad (27)$$

Формулы (26) и (27) показывают, что чем больше постоянная времени коллекторной (анодной) цепи, тем при прочих равных условиях больше коэффициент усиления на средних частотах.

Как видно из графика, приведенного на рис. 19, а, в области нижних частот $\frac{1}{\omega_{\text{н}} \tau_{\text{ср}}} \gg \omega_{\text{н}} \tau_{\text{к}}$ и поэтому формула (24) применительно к этой области частот примет вид

$$K_{\text{н}} = \frac{K_{\text{ср}}}{\sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega_{\text{н}} C_{\text{p2}} (R' + R)} \right]^2}}. \quad (28)$$

Коэффициент усиления в области нижних частот меньше коэффициента усиления на средних частотах и его значение тем меньше, чем ниже частоты составляющих сигнала, и тем выше, чем больше постоянная времени разделительного конденсатора.

Таким образом, чтобы улучшить воспроизведение нижних частот, нужно увеличить входное сопротивление следующего каскада (в каскадах на электронных лампах сопротивление $R_{\text{с}}$), сопротивление коллекторной или анодной нагрузки и емкость конденсатора C_{p2} .

Воспользовавшись формулой (24) и графиком на рис. 19, а, можно получить выражение для коэффициента усиления в области верхних частот, если учесть при этом, что $\omega_B \tau_K \gg 1$:

$$K_B = \frac{K_{cp}}{\sqrt{1 + (\omega_B \tau_K)^2}}. \quad (29)$$

Коэффициент усиления в области верхних частот меньше коэффициента усиления в области средних частот, и его значение тем меньше, чем выше частота составляющих входного сигнала, и тем больше, чем меньше C_0 и $R_{экв} = \varphi [R_{к. б}(R_i), R_K(R_a), R(R_c)]$. Уменьшение же значений $R_{к. б}$, R_K и R вызывает снижение усиления нижних частот.

На рис. 19, б приведена частотная характеристика реостатного каскада, построенная на основании вышеизложенных соображений.

Частотные искажения реостатного усилительного каскада определяют по следующим формулам:
на нижних частотах

$$M_H = \frac{K_{cp}}{K_H} = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{\omega_H C_{p2} (R' + R)} \right]^2}; \quad (30)$$

на верхних частотах

$$M_B = \frac{K_{cp}}{K_B} = \sqrt{1 + (\omega_B C_0 R_{экв})^2}. \quad (31)$$

Если усилительный каскад используется для усиления спектра звуковых частот, то человеческое ухо не воспринимает наличия частотных искажений, если последние не превышают 25—30%, что соответствует изменению коэффициента усиления в полосе рабочих частот на 2—3 дБ.

Воспользовавшись формулами (30) и (31), можно определить максимально допустимые значения постоянных времени коллекторной (анодной) цепи и цепи переходного конденсатора при заданных значениях коэффициентов частотных искажений:

$$\left. \begin{aligned} \tau_K (a) &\leq \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi f_B}; \\ \tau_{C_{p2}} &\geq \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_H^2 - 1}}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Уравнения (32) позволяют определить также граничные частоты усилителя (полосу усиливаемых частот) при извест-

ных постоянных времени и коэффициентах частотных искажений:

$$\left. \begin{aligned} f_{\text{н}} &\geq \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ср}2} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}}; \\ f_{\text{в}} &\leq \frac{\sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1}}{2\pi\tau_{\text{к}}(\text{а})}. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Чем выше граничная частота, тем меньше должно быть эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}}$ для обеспечения заданного значения $M_{\text{в}}$, а если учесть, что $R_{\text{к.б}}(R_i)$ определены выбранной схемой и ее режимом работы, то можно сделать следующий важный вывод: расширение полосы (диапазона) усиливаемых частот может быть осуществлено лишь при уменьшении сопротивления анодной нагрузки, что, к сожалению, сопровождается уменьшением коэффициента усиления на средних частотах.

В транзисторном усилителе с RC -связью полоса пропускания практически почти не зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{к}}$.

Анализируя обобщенную эквивалентную схему (см. рис. 18, *в*) и учитывая что на нижних частотах сопротивление разделительного конденсатора велико, можно сделать вывод о том, что ток сигнала, а следовательно, и напряжение на выходе опережают э. д. с. эквивалентного генератора на угол φ , стремящийся к 90° , при частоте сигнала, приближающейся к нулю. На верхних частотах (влиянием разделительного конденсатора пренебрегаем) ток в электрической цепи тоже опережает э. д. с. генератора на угол меньше 90° (электрическая цепь состоит из активных и реактивного сопротивлений); выходное же напряжение, образующееся на емкости C_0 , отстает от тока сигнала на 90° и на угол $\varphi < 90^\circ$ — от э. д. с. эквивалентного генератора.

Таким образом, в области верхних частот угол сдвига фаз между входными и выходными напряжениями по мере увеличения частоты стремится к 90° .

Фазовая характеристика реостатного усилительного каскада (рис. 19, *в*) определяется следующими соотношениями:

в области нижних частот

$$\text{tg } \varphi_{\text{н}} = \frac{1}{\omega_{\text{н}} C_{\text{р}2} (R' + R)}; \quad (34)$$

в области верхних частот

$$\text{tg } \varphi_{\text{в}} = -\omega_{\text{в}} C_0 R_{\text{экв}}. \quad (35)$$

Отрицательное значение угла сдвига фаз в области верхних частот указывает на отставание выходного напряжения от напряжения сигнала на входе.

Следует иметь в виду, что фазовые искажения в усилителях низкой (звуковой) частоты не оказывают практического влияния на качество воспроизведения сигнала, поэтому их не учитывают.

Усилительные каскады с RC -связью находят широкое практическое применение, поскольку они просты и дешевы в изготовлении и ремонте, имеют малые частотные и нелинейные искажения. Однако, как уже отмечалось выше, коэффициент усиления их значительно меньше статического коэффициента усиления как транзистора, так и электронной лампы.

К недостаткам усилительного каскада с RC -связью следует отнести также и большие потери напряжения источника анодного питания на сопротивлении нагрузки.

Расчет усилителей напряжения низких частот с RC -связью

Однокаскадный усилитель на транзисторе. Исходными данными для расчета транзисторного усилителя являются: полоса усиливаемых частот от $F_{\text{мин}}$ до $F_{\text{макс}}$, допустимые частотные искажения на нижних и верхних частотах $M_{\text{н}}$ и $M_{\text{в}}$ при заданном коэффициенте усиления, входное сопротивление следующего каскада $R_{\text{вхт}}$, амплитуда переменной составляющей входного тока $I_{\text{мвх}}$ или входного напряжения $U_{\text{мвх}}$ следующего каскада, напряжение источника питания E .

Прежде чем приступить к расчету усилительной ступени, необходимо выбрать и обосновать электрическую принципиальную схему каскада: определить схему включения транзистора, схему стабилизации тока коллектора, установить необходимость введения в схему развязывающего фильтра и т. д.

На рис. 20, *a* в качестве примера для расчета приведена достаточно распространенная схема усилительного каскада с RC -связью и транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером.

Расчет следует начинать с выбора типа транзистора, который при соответственно выбранных режиме работы и элементах схем может обеспечить выполнение требований технического задания.

Коэффициент усиления по току на средних частотах схемы с общим эмиттером ориентировочно определяется формулой

$$K_i \approx \frac{h_{216}}{1 - h_{216}} \approx (0,7 \div 0,8) h_{21a}. \quad (36)$$

Отсюда легко можно определить значения h_{216} и h_{21a} , которыми должен обладать транзистор для обеспечения заданного усиления:

$$\left. \begin{aligned} h_{216} &= \frac{K_{i\text{зад}}}{1 + K_{i\text{зад}}}; \\ h_{21a} &= \frac{K_{i\text{зад}}}{0,7 \div 0,8}. \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

Далее следует определить верхнюю граничную частоту, которую должен усиливать транзисторный усилительный каскад с общим эмиттером при заданном коэффициенте частотных искажений:

$$f_{гр. общ. э} = \frac{F_{макс}}{M_B^2 - 1} \quad (38)$$

Часто в справочниках указывают граничную частоту транзистора, включенного по схеме с общей базой:

$$f_{гр. общ. б} \approx f_{гр. общ. э} h_{21э} = \frac{f_{гр. общ. э}}{1 - h_{21б}} \quad (39)$$

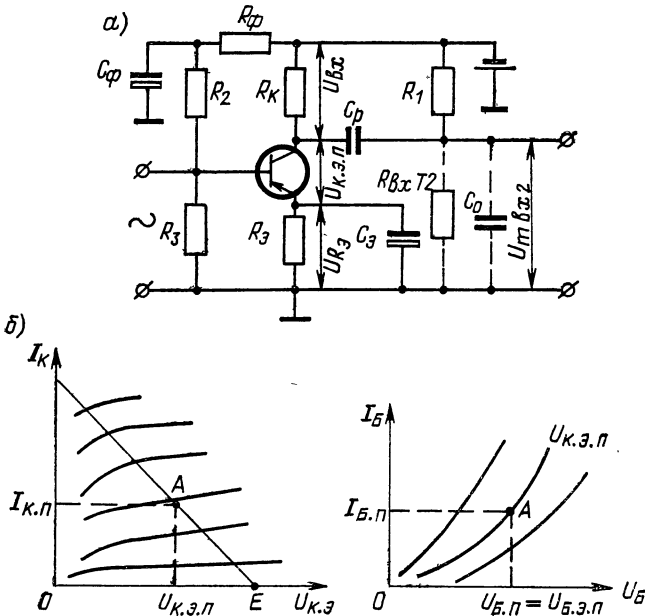


Рис. 20. Схема (а) и семейства кривых (б) к расчету транзисторного усилительного каскада напряжения низкой частоты.

Граничная частота транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, в $h_{21э}$ раз ниже $f_{гр. общ. б}$.

Ток покоя коллектора $I_{к.п}$ должен быть по крайней мере в 1,5—2 раза больше заданной амплитуды входного тока сигнала следующего каскада. Это необходимо для того, чтобы при замене транзистора и при изменении температуры не возникали значительные нелинейные искажения.

Ток покоя $I_{к.п}$ не должен превышать максимально допустимого тока коллектора выбранного транзистора. Если $I_{к.п}$ окажется меньше минимального значения тока коллектора $I_{к. мин}$,

при котором гарантируется выполнение справочных данных, то $I_{к.п}$ следует увеличить до значения $I_{к.мин}$. У низкочастотных маломощных транзисторов $I_{к.мин}$ обычно равен 1—1,2 мА, а у маломощных высокочастотных транзисторов типов ГТ-311, ГТ-313, П-403, П-416 и др. $I_{к.мин}$ достигает 5 мА.

Теперь можно выбрать транзистор, имеющий параметры $h_{21э}$ ($h_{21б}$), $f_{гр}$ и $I_{к.п}$, значения которых не меньше полученных из расчета.

В транзисторных усилителях сопротивление нагрузки постоянному току значительно отличается от сопротивления нагрузки переменному току. Поэтому исходный режим следует выбирать по постоянному току, а динамический — по переменному.

Напряжение на коллекторе обычно составляет не более половины напряжения источника питания:

$$U_{к.э.п} = (0,4 \div 0,5) E. \quad (40)$$

Поэтому при известных значениях E , $I_{к.п}$, $U_{к.э.п}$ можно, используя семейство выходных характеристик выбранного транзистора, построить динамическую характеристику и определить ток покоя базы $I_{к.п}$, соответствующий выбранной рабочей точке A (рис. 20, б).

Сопротивление резистора $R_э$ рассчитываем, задавшись падением напряжения источника питания на этом сопротивлении

$$U_{R_э} = R_э (I_{к.п} + I_{б.п}) = (0,1 \div 0,3) E. \quad (41)$$

По входным характеристикам транзистора (по известным $U_{к.э.п}$, $I_{к.п}$) определяем напряжение смещения на базе $U_{б.э.п}$. Сопротивление нагрузки постоянному току для выбранной схемы находим по формуле

$$R_k = \frac{E - U_{к.э.п} - U_{R_э}}{I_{к.п}}. \quad (42)$$

Сопротивление нагрузки переменному току $R_{к\sim}$ образуют три параллельно соединенных сопротивления: сопротивление нагрузки R_k , входное сопротивление следующего каскада $R_{вхТ2}$ и сопротивление смещения на базу следующего каскада $R_{см}$:

$$R_{к\sim} = \frac{R_k R_{см} R_{вхТ2}}{R_k R_{см} + R_{см} R_{вхТ2} + R_k R_{вхТ2}}. \quad (43)$$

Сопротивление нагрузки переменному току в усилительных каскадах с общим эмиттером, так же как и в каскадах, выполненных на экранированных лампах с заземленным катодом, не должно превышать $(0,05—0,1) R_k$. При выполнении этого условия входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, определяется выражением $R_{вх.э} = r_б + r_э (1 + h_{21э})$ и не зависит от сопротивления нагрузки.

В рассматриваемой схеме $R_{см} = R_1$. Если бы смещение на базу следующего каскада подавалось через делитель $R'_1 - R'_2$, то величину $R_{см}$ нужно было бы определять исходя из следующего равенства:

$$R_{см} = \frac{R'_1 R'_2}{R'_1 + R'_2}. \quad (44)$$

Выбранный транзистор при данном сопротивлении нагрузки обеспечивает усиление на средних частотах:

$$K_{iср} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{22э} R_{к\sim}} \approx \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}} \frac{R_{к\sim}}{R_{вхТ2}}. \quad (45)$$

Если полученный коэффициент усиления равен или несколько превышает $K_{изад}$, то можно продолжать расчет. Чтобы напряжение на базе не изменялось при температурных изменениях обратного тока коллектора, ток делителя должен быть в 2—5 раз больше, чем ток покоя базы. Чем больше ток делителя, тем меньше должны быть его сопротивления, тем меньше потенциала базы зависит от изменений тока базы и тем лучше стабилизация.

По резистору R_ϕ протекает ток $I_{дел} + I_{б.п} \approx (3 \div 6) I_{б.п}$. Сопротивление резистора R_ϕ определяем из условия

$$(3 \div 6) I_{б.п} R_\phi \leq (0,1 \div 0,2) E.$$

Тогда, задавшись током делителя и падением напряжения источника питания на R_ϕ , рассчитываем сопротивление резистора R_ϕ :

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{дел} + I_{б.п}}. \quad (46)$$

Емкость конденсатора C_ϕ определяют на нижней частоте входного сигнала и ее можно рассчитать из условия $X_{C_\phi} \approx$

$$\approx \frac{R_\phi}{2 \div 5}.$$

Приращение тока коллектора ΔI_k относительно тока покоя вследствие изменения теплового режима схемы, изменения напряжения на эмиттерном переходе и непостоянства коэффициента β оценивают коэффициентом неустойчивости $K_{неуст}$, который пропорционален ΔI_k . Для рассматриваемой схемы он определяется формулой

$$K_{неуст} = \frac{R_6}{R_3} + 1, \quad (47)$$

где

$$R_6 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} + r_6.$$

Хорошая стабильность схемы получается при значении $K_{\text{дест}}$, не превышающем 2—5. Величина $\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$, входящая в его выражение, должна быть намного больше входного сопротивления транзистора, чтобы делитель не шунтировал вход последнего. Кроме того, низкоомный делитель вызывает дополнительный расход мощности источника питания. Значения сопротивлений делителя определяются выражениями

$$R_3 = \frac{U_{R_9} + U_{\text{б. э. п.}}}{(2 \div 5) I_{\text{б. п.}}} = \frac{U_{R_9} + U_{\text{б. э. п.}}}{I}; \quad (48)$$

$$R_2 = \frac{E - U_{R_9} - U_{\text{б. э. п.}}}{I_{\text{б. п.}} + I}. \quad (49)$$

Если предположить, что падение усиления на самой нижней рабочей частоте обусловлено только конденсатором C_p и что частотные искажения при этом не должны превышать 3 дБ, то емкость разделительного конденсатора можно определить из равенства

$$\frac{1}{\omega_n C_p (R' + R)} = 1,$$

где

$$R' = \frac{R_k R_{k.6}}{R_k + R_{k.6}}; \quad R = \frac{R_1 R_{\text{вх}T2}}{R_1 + R_{\text{вх}T2}},$$

тогда

$$C_p = \frac{1}{\omega_n (R' + R)}. \quad (50)$$

Если в схеме не один, а n элементов схемы снижают усиление в области нижних частот, то на каждый элемент падение усиления составит $\frac{M_n}{n}$ дБ. Тогда для расчета C_p предварительно необходимо определить нижнюю расчетную частоту ω_p , воспользовавшись уравнением

$$M_{\text{дБ}} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega_p}{\omega_n} \right)^2 \right]. \quad (51)$$

Так, например, если задано, что общее падение усиления на частоте 100 Гц у усилителя должно составлять 3 дБ, и если в схеме имеется три элемента, которые вызывают падение уси-

ления в области нижних частот, то на каждый элемент приходится падение усиления, равное 1 дБ. Тогда

$$1 = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega_p}{\omega_H} \right)^2 \right];$$

$$0,1 = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega_p}{\omega_H} \right)^2 \right];$$

$$1 + \left(\frac{\omega_p}{\omega_H} \right)^2 = 1,25;$$

$$\frac{\omega_p}{\omega_H} = 0,5;$$

$$\omega_p = 0,5\omega_H.$$

Частоту ω_p следует подставлять в формулу для расчета разделительной емкости C_p .

Коэффициент усиления в области нижних частот вычисляют по формуле (28).

Емкость конденсатора C_3 , шунтирующего сопротивление R_3 , определяют по формуле

$$C_3 \geq \frac{S_0}{\omega_H \sqrt{M_{н1} + 1}}, \quad (52)$$

где $S_0 = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_6}$ — крутизна транзистора в рабочей точке $U_{к.э} = U_{к.э.п.}$;

$M_{н1}$ — допустимый коэффициент частотных искажений, проходящий на цепочку $C_p R$.

Эквивалентное сопротивление реостатного каскада определяем по формуле (22).

Если окажется, что

$$\frac{1}{R_3 C_3} \leq (1,2 \div 2,0) F_H, \quad (53)$$

то частотными искажениями, вносимыми цепочкой $R_3 C_3$, можно пренебречь, а заданные частотные искажения — целиком отнести к разделительному конденсатору.

В области верхних частот имеет место падение усиления за счет снижения коэффициента усиления $h_{21э}$, обусловленного шунтирующим действием емкости C_0 .

Коэффициент усиления в области верхних частот рассчитываем по формуле (29). Погрешность в расчете будет невелика, если вместо емкости C_0 в формулу для $K_{iв}$ подставить $C_{вхT2} \approx C_{б.к} (1 + K_u)$.

Из формулы (28) можно определить частоту, на которой усиление упадет на 3 дБ:

$$F = \frac{1}{2\pi R_{\text{экв}} C_{\text{вх}} T^2}. \quad (54)$$

Если полученное значение F окажется больше, чем $F_{\text{макс. зад.}}$, то частотные искажения в области верхних частот не превысят значений, оговоренных в техническом задании.

Снижение коэффициента усиления одного транзистора на верхних частотах за счет уменьшения коэффициента усиления по току можно рассчитать по формуле

$$h_{21\text{э}} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{гр. общ. э}}} \right)^2 \right]. \quad (55)$$

Например, при расчете двухступенчатого усилителя падение усиления на частоте $F = 10$ кГц не должно превышать 3 дБ. У выбранного транзистора $F_{\text{гр. общ. э}} = 20$ кГц, а $C_{\text{к. э}} = 2000$ пФ. Отсюда

$$h_{21\text{э}} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{10}{20} \right)^2 \right] = 0,96.$$

На каждый каскад допустимое снижение усиления составляет 1,5 дБ, следовательно снижение усиления за счет влияния емкости $C_{\text{к. э}}$ не должно превышать 0,5 дБ:

$$M_{\text{дБ}} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{F}{F_p} \right)^2 \right];$$

$$0,05 = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{F}{F_p} \right)^2 \right];$$

$$1 + \left(\frac{F}{F_p} \right)^2 = 1,14;$$

$$F_p = \sqrt{\frac{F^2}{0,14}} \approx 29 \text{ кГц.}$$

Сопrotивление конденсатора $C_{\text{к. э}}$ на частоте F_p равно

$$X_{C_{\text{к. э}}} = \frac{1}{2\pi F_p C_{\text{к. э}}}. \quad (56)$$

Если $X_{C_{\text{к. э}}} > R$, то частотные искажения в области верхних частот не превысят заданных.

Расчет заканчивается определением амплитуды напряжения сигнала, которую следует подать на вход следующего каскада:

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{мвх}} R_{\text{вх}}. \quad (57)$$

Двухкаскадный усилитель на электронных лампах. Исходными данными для расчета усилителя обычно являются:

- 1) диапазон усиливаемых частот от $F_{\text{мин}}$ до $F_{\text{макс}}$;
- 2) напряжение сигнала на входе усилителя $U_{\text{вх}}$;
- 3) выходное напряжение (или коэффициент усиления) $U_{\text{вых}}(K)$;
- 4) допустимые значения частотных и нелинейных искажений $M_{\text{зад}}, \gamma_{\text{зад}}$.

Расчет усилителя следует начинать с выбора электронной лампы и числа каскадов, которые обеспечат заданное усиление. Для реостатного каскада предварительного усиления выбирают триоды с высоким значением μ (в пределах 20—100). При использовании экранированных ламп удается получить большее усиление, однако каскад с экранированной лампой потребляет больший ток от источника анодного питания и более дорог в изготовлении, так как в схему вводятся дополнительные элементы (R и $C_{\text{бл}}$), необходимые для питания экранирующей сетки. Следует иметь в виду, что усилитель надо рассчитывать с запасом по усилению:

$$K_{\text{расч}} = (1,2 \div 1,5) K = (1,2 \div 1,5) \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Если учесть, что при использовании в каскаде триода удается получить коэффициент усиления

$$K \approx (0,5 \div 0,7) \mu,$$

а при использовании пентода —

$$K \approx (0,05 \div 0,06) \mu,$$

то с помощью справочника по электронным лампам нетрудно определить для рассчитываемого усилителя типы ламп и число необходимых при этом каскадов:

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n \geq K_{\text{расч}}.$$

Коэффициент частотных искажений между каскадами делят поровну. Допустимый коэффициент частотных искажений каждого каскада усилителя определяют по формуле

$$M = \sqrt[n]{M_{\text{зад}}},$$

где n — число каскадов усилителя.

Если задан коэффициент нелинейных искажений, то на долю второго и последующих каскадов должны приходиться большие искажения, чем на первый. Так, например, при общем для двухкаскадного усилителя коэффициенте нелинейных искажений,

составляющем 3%, для первого каскада следует задаться нелинейными искажениями $K_{f1} \leq 1 \div 1,3\%$, а для второго $K_{f2} = 2 \div 1,7\%$. При этом надо иметь в виду, что

$$K_{f1} + K_{f2} \leq K_{f \text{ зад.}}$$

Теперь можно приступить к расчету каждого каскада в отдельности. Сопротивление анодной нагрузки R_a определяется из условия допустимых частотных искажений для первого каскада:

$$R_a = \frac{\sqrt{M_{в1}^2 - 1}}{\omega_a C_0},$$

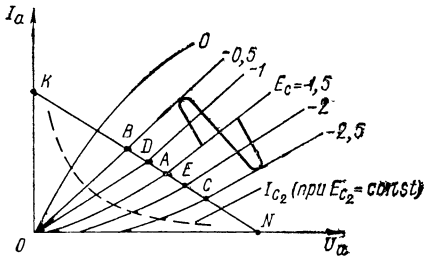


Рис. 21. Динамическая характеристика усилителя типа RC.

где $M_{в1}$ — допустимые частотные искажения в области верхних частот, приходящиеся на первый каскад; C_0 — емкость, определяющая постоянную времени анодной цепи:

$$C_0 = C_{\text{вых.Л1}} + C_M + C_{\text{с.кЛ2}} + C_{\text{а.сЛ2}}(1 + K_u).$$

Сопротивление анодной нагрузки постоянному току равно

$$R_a = \frac{R_a R_i}{R_i - R_a}.$$

Если каскад выполнен на пентоде, то можно считать, что $R_a = R_a$, так как $R_i \gg R_a$; в каскадах, выполненных на триоде, $R_a = (3 \div 7) R_a$.

Сопротивление утечки составляет $R_c = (5 \div 10) R_a$.

На семействе статических характеристик выбранной лампы строим динамическую характеристику, соответствующую данному значению R_a . Точка K динамической характеристики (рис. 21) определяется значением анодного тока при напряжении на аноде, равном нулю

$$I_a = \frac{E}{R_a + R_\phi} = \frac{E}{R_a + (0,2 \div 0,3) R_a} \approx \frac{E}{1,25 R_a}.$$

Второй точкой динамической характеристики является точка N , находящаяся на оси абсцисс и соответствующая $U_a = E$. На динамической характеристике выбираем исходную рабочую точку A , которой должно соответствовать напряжение смещения $|E_c|$, несколько превышающее заданную амплитуду входного сигнала:

$$|E_c| \geq U_{\text{мвх}} + (0,3 \div 0,5) E.$$

Емкость переходного конденсатора можно вычислить по формуле

$$C_p \geq \frac{1}{\omega_H R_c \sqrt{M_H^2 - 1}}.$$

Определяем коэффициент усиления на средних частотах:

$$K_{cp} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_c}}.$$

Коэффициент усиления K_{cp} должен быть не меньше коэффициента усиления K_1 , полученного в предварительном расчете при выборе лампы.

Частотную характеристику можно построить, воспользовавшись формулами (28) и (29).

Коэффициент нелинейных искажений, ограниченный третьей гармоникой анодного тока, можно определить графическим методом, путем замера соответствующих отрезков динамической характеристики (см. рис. 21):

$$K_{f3} = \frac{1}{2} \frac{AB + AC - 2DE}{AB + AC + DE}.$$

Полученный коэффициент нелинейных искажений не должен превышать значение коэффициента нелинейных искажений K_{f1} , заданного для данного каскада.

Если результаты расчета первого каскада получились удовлетворительными, можно приступить к расчету цепей автоматического смещения и экранирующей сетки.

Сопротивление автоматического смещения вычисляем по выражению

$$R_k = \frac{|E_c|}{I_{a.п} + I_{c2п}}.$$

Емкость, шунтирующую R_k , определяем из условия

$$X_{C_k} = \frac{1}{2\pi F_H C_k} \leq (0,1 \div 0,2) R_k,$$

откуда

$$C_k \geq \frac{10^6}{0,4\pi F_H R_k} \text{ мкФ.}$$

Элементы цепи экранирующей сетки находим по формулам

$$R = \frac{E - U_{c2}}{I_{c2п}}; \quad C_{6л} = \frac{10^6}{0,4\pi F_H R} \text{ мкФ.}$$

Входное напряжение сигнала для второго каскада усилителя определяется выражением

$$U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}1} K_1.$$

Порядок расчета второго каскада такой же, как и первого.

§ 11. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Связь между отдельными каскадами в многокаскадном усилителе, при которой выходной сигнал первого каскада подается на вход второго, а выходной сигнал второго — на вход третьего и т. д., условно называют прямой связью.

Один из видов прямой связи — RC -связь между каскадами — был рассмотрен в предыдущем параграфе.

В электронных устройствах имеет место и так называемая обратная связь, при которой выходной сигнал отдельного каскада или всего усилителя целиком или частично поступает на вход этого же или одного из предыдущих каскадов, в результате чего может меняться как характер действия электронного устройства, так и его показатели.

Если прямая связь создается специально и без нее невозможно нормальное функционирование многокаскадного электронного устройства, то внутрикаскадная или междукаскадная обратная связь может создаваться искусственно с определенной целью или возникать самопроизвольно.

На рис. 22 приведены структурные схемы электронных (полупроводниковых) устройств с обратной связью.

Цепь обратной связи (ограниченная на рис. 22, *a* штриховой линией) представляет собой в общем случае пассивный четырехполюсник, который характеризуется коэффициентом передачи (коэффициентом обратной связи) β :

$$\beta = \frac{U_{\text{о.с.}}}{U_{\text{вх.о.с.}}} = \frac{U_{\text{о.с.}}}{U_{\text{вх.о.с.}}}, \quad (58)$$

где $U_{\text{о.с.}}$ — напряжение обратной связи;

$U_{\text{вх.о.с.}}$ — напряжение на входе цепи обратной связи.

Коэффициент обратной связи показывает, какая часть напряжения с входа цепи обратной связи поступает на вход устройства, следовательно, $0 \leq \beta \leq 1$.

Анализируя работу усилительного каскада в области средних частот, нетрудно прийти к выводу, что между напряжением выхода усилителя и его входным напряжением может наблюдаться сдвиг по фазе φ , равный либо нулю, либо 180° .

Следовательно, напряжение обратной связи, являющееся частью выходного напряжения, также может находиться либо в фазе, либо в противофазе с напряжением входного сигнала.

Когда фаза напряжения обратной связи $U_{o.c}$ совпадает с фазой напряжения источника сигнала ($\varphi=0$), происходит арифметическое сложение этих напряжений:

$$U_{вх} = U_c + U_{o.c}. \quad (59)$$

В схеме действует так называемая положительная обратная связь.

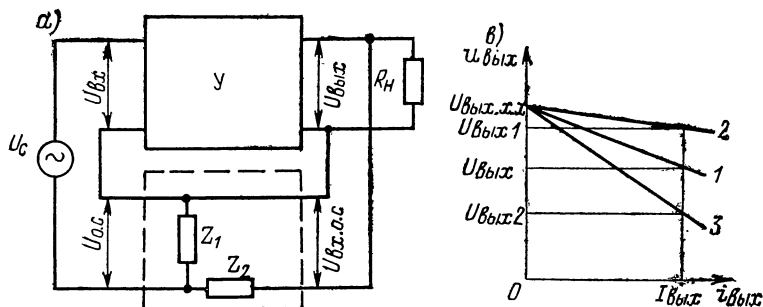


Рис. 22. Структурные схемы последовательных обратных связей по напряжению (а), по току (б) и нагрузочные характеристики (в).

Если сдвиг по фазе между напряжениями U_c и $U_{o.c}$ составляет $\varphi=180^\circ$, то в схеме действует отрицательная обратная связь, и на вход усилителя поступает сигнал

$$U_{вх} = U_c - U_{o.c}, \quad (60)$$

где $U_{o.c}$ — напряжение отрицательной обратной связи.

Виды отрицательной обратной связи

В усилителях находит практическое применение искусственно создаваемая отрицательная обратная связь, при которой сигнал с выхода усилителя на вход поступает в противофазе с входным сигналом.

Отрицательную обратную связь классифицируют по трем основным признакам: виду, схеме и способу подачи.

Различают два вида отрицательной обратной связи: активную и комплексную. При активной отрицательной обратной связи электрическая цепь, обеспечивающая подачу сигнала

с выхода на вход, состоит только из активных элементов, в результате чего сопротивления этой цепи, а значит, и напряжение отрицательной обратной связи $U_{o.c}$ частотно-независимы.

Действительно, если $Z_1=R_1$, а $Z_2=R_2$ (рис. 22, а), то из очевидного равенства

$$\frac{U_{o.c}}{R_1} = \frac{U_{вх. о. с}}{R_1 + R_2} = \frac{U_{вых}}{R_1 + R_2}$$

можно получить выражение для коэффициента обратной связи

$$\beta = \frac{U_{o.c}}{U_{вых}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

При комплексной отрицательной обратной связи цепь обратной связи образуют как активные, так и реактивные элементы схемы; сопротивление цепи обратной связи и напряжение $U_{o.c}$ будут частотно-зависимыми.

Так, например, если $Z_1=X_c$, а $Z_2=R$, то

$$\beta = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 C^2 R^2 + 1}}.$$

Напряжение отрицательной обратной связи $U_{o.c}$ будет уменьшаться по мере увеличения частоты сигнала. Более того, если вместо Z_1 включить последовательную цепочку, состоящую из L и C , резонансная частота которой будет находиться в полосе рабочих (усиливаемых) частот усилителя, а Z_2 по-прежнему сохранить активным, то на резонансной частоте цепочки LC ($\omega_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$) отрицательная обратная связь практически исчезнет.

Напряжение обратной связи $U_{o.c}$ в зависимости от схемы ее осуществления может быть пропорционально либо напряжению на выходе $U_{вых}$ как отдельного каскада, так и усилителя в целом, либо току в нагрузке (см. рис. 22, а, б).

В первом случае ее называют отрицательной обратной связью по напряжению, во втором — отрицательной обратной связью по току.

По способу подачи напряжения $U_{o.c}$ на вход усилителя различают последовательную отрицательную обратную связь (см. рис. 22, а, б), когда $U_{o.c}$ подается последовательно с напряжением входного сигнала U_c , и параллельную, при которой $U_{o.c}$ подключено параллельно с U_c .

Влияние отрицательной обратной связи на показатели усилителей

В соответствии с вышеприведенной классификацией на рис. 22, а приведена структурная схема активной последовательной отрицательной обратной связи по напряжению при $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$.

Коэффициент усиления каскада (усилителя), охваченного отрицательной обратной связью, определяется отношением

$$K_{o. c} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_c}.$$

Если воспользоваться уравнением (60), то

$$K_{o. c} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} + U_{o. c}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \left(1 + \beta \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right)},$$

а поскольку $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = K$ — коэффициент усиления каскада (усилителя) без обратной связи, то

$$K_{o. c} = \frac{K}{1 + \beta K} < K. \quad (61)$$

Уменьшение коэффициента усиления $K_{o. c}$ объясняется тем, что напряжение на входе усилителя оказывается меньше входного сигнала на величину напряжения обратной связи.

Уменьшение коэффициента усиления по напряжению каскада (усилителя), охваченного отрицательной обратной связью, по сравнению с коэффициентом усиления этого же каскада (усилителя) до введения обратной связи характеризуют глубиной отрицательной обратной связи A :

$$A = \frac{K}{K_{o. c}} = 1 + \beta K.$$

Например, если до введения отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя был равен $K=1000$, то после введения отрицательной обратной связи с $\beta=0,001$ он уменьшился:

$$K_{o. c} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{K}{A} = 500.$$

Иногда глубину отрицательной обратной связи выражают в децибелах. В нашем случае

$$A_{\text{дБ}} = 20 \lg (1 + \beta K) = 20 \lg 2 \approx 6.$$

Применение активной отрицательной обратной связи по напряжению снижает усиление, но при этом спрямляет частотную характеристику, уменьшая тем самым в заданной полосе частот частотные искажения или расширяя полосу частот, ограниченную заданными допустимыми частотными искажениями.

Так, например, на средней частоте 1000 Гц коэффициент усиления усилителя $K=1000$, а на нижней и верхней (соответственно $f_{\text{Н}}=100$ Гц и $f_{\text{В}}=5000$ Гц) $K_{\text{Н}}=K_{\text{В}}=500$.

У такого усилителя до введения отрицательной обратной связи коэффициенты частотных искажений равны

$$M_{\text{н}} = M_{\text{в}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{н}}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{в}}} = \frac{1000}{500} = 2,0.$$

Если в усилитель ввести отрицательную обратную связь с $\beta = 0,01$, то

$$K_{\text{ср. о. с}} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{1000}{1 + 0,01 \cdot 1000} = 91;$$

$$K_{\text{н. о. с}} = K_{\text{в. о. с}} = \frac{K_{\text{н}}}{1 + \beta K_{\text{н}}} = \frac{K_{\text{в}}}{1 + \beta K_{\text{в}}} = \frac{500}{1 + 0,01 \cdot 500} = 83,5,$$

и тогда

$$M_{\text{н}} = M_{\text{в}} = \frac{K_{\text{ср. о. с}}}{K_{\text{н. о. с}}} = \frac{K_{\text{ср. о. с}}}{K_{\text{в. о. с}}} = \frac{91}{83,5} = 1,09.$$

Таким образом, частотные искажения с введением активной отрицательной обратной связи по напряжению уменьшились практически в 2 раза.

Амплитудная характеристика усилителя (см. рис. 9, д) показывает, что нелинейные искажения усилителя увеличиваются по мере возрастания напряжения на выходе усилителя. Сопоставляя известные соотношения

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}};$$

$$U_{\text{вых. о. с}} = K_{\text{о. с}} U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{1 + \beta K},$$

нетрудно прийти к выводу, что введение отрицательной обратной связи приводит к уменьшению и нелинейных искажений, которые определяются уравнением

$$K_{\text{фо. с}} = \frac{K_f}{1 + \beta K} = \frac{K_f}{A}. \quad (62)$$

Введение отрицательной обратной связи в каскад (усилитель) снижает нелинейные искажения в $(1 + \beta K)$ раз.

Таким образом, напряжение любой гармоники на выходе усилителя (а также напряжения помехи, наводки и фона переменного тока) при введении отрицательной обратной связи уменьшаются во столько же раз, во сколько обратная связь снижает усиление.

Входное сопротивление каскада (усилителя) с отрицательной обратной связью зависит от способа подачи напряжения обратной связи на вход. При последовательной обратной связи (см. рис. 22, а) входное сопротивление усилительного элемента

и сопротивление цепи обратной связи включены последовательно:

$$R_{\text{вх. о. с}} = R_{\text{вх}} + R_{\text{о. с}},$$

где $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$ — входное сопротивление усилительного элемента;

$$R_{\text{о. с}} = \frac{U_{\text{о. с}}}{I_{\text{вх}}} \text{ — сопротивление цепи обратной связи.}$$

Для обеспечения того же выходного напряжения в каскаде (усилителе) с отрицательной обратной связью входное напряжение следует увеличить примерно в A раз. Поэтому входное сопротивление каскада (усилителя) можно представить выражением

$$R_{\text{вх. о. с}} \approx R_{\text{вх}} A = R_{\text{вх}} (1 + \beta K). \quad (63)$$

Если для ламповых усилителей увеличение входного сопротивления не имеет практического значения (так как и без обратной связи входное сопротивление велико: составляет сотни килоом и более), то для транзисторных усилителей оно играет существенную роль: приводит к уменьшению шунтирующего действия на сопротивление нагрузки предыдущего каскада со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Выходное сопротивление каскада (усилителя) также зависит от схемы включения отрицательной обратной связи. При введении отрицательной обратной связи по напряжению выходное сопротивление каскада (усилителя) уменьшается:

$$Z_{\text{вых. о. с}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + \beta K}, \quad (64)$$

где $Z_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление каскада (усилителя) без обратной связи.

Уменьшение выходного сопротивления поясняют нагрузочные характеристики усилителя, представляющие собой зависимость выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от тока на выходе $i_{\text{вых}}$ (рис. 22, в). Если предположить, что система линейна, то по нагрузочной характеристике I при отсутствии отрицательной обратной связи по напряжению можно определить выходное сопротивление усилителя:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых. х. х}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}},$$

где $U_{\text{вых. х. х}}$ — выходное напряжение каскада (усилителя) при холостом ходе;

$U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение каскада (усилителя) при $i_{\text{вых}} = I_{\text{вых}}$.

Из этого уравнения следует, что величина $Z_{\text{вых}}$ определяется углом наклона нагрузочной характеристики; чем меньше

разность между $U_{\text{вых. х. х}}$ и $U_{\text{вых}}$, тем меньше $Z_{\text{вых}}$ и тем более пологой нагрузочная характеристика.

Если в усилительный каскад (усилитель) в режиме холостого хода ввести отрицательную обратную связь по напряжению, то $U_{\text{вых}}$ уменьшится. Чтобы поднять выходное напряжение холостого хода до его прежнего значения, необходимо увеличить сигнал, подведенный к усилителю. Тогда начало нагрузочной характеристики 2 [режим холостого хода (х. х.)] при наличии обратной связи совпадает с началом нагрузочной характеристики 1.

Если теперь нагрузить усилитель до прежнего значения выходного тока, то нетрудно заметить, что произошли следующие изменения:

а) напряжение на выходе уменьшилось (по сравнению с режимом х. х.);

б) напряжение обратной связи, пропорциональное напряжению на выходе, также уменьшилось;

в) напряжение сигнала на входе усилителя возросло, так как оно определяется разностью напряжения сигнала U_c (которое было увеличено) и напряжения обратной связи $U_{o. c}$ (которое уменьшилось);

г) напряжение на выходе $U_{\text{вых1}}$ стало больше $U_{\text{вых}}$.

Нагрузочная характеристика 2 при отрицательной обратной связи по напряжению оказалась более пологой, чем нагрузочная характеристика 1 при отсутствии обратной связи, что свидетельствует об уменьшении выходного сопротивления при введении в схему последовательной отрицательной обратной связи по напряжению.

На рис. 22, б приведена структурная схема обратной связи по току. Напряжение обратной связи пропорционально выходному току:

$$U_{o. c} = I_{\text{вых}} R_{\text{св}},$$

где $R_{\text{св}}$ — сопротивление цепи обратной связи.

В отличие от схем отрицательной обратной связи по напряжению отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное (внутреннее) сопротивление каскада (усилителя):

$$R_{\text{вых. о. с}} = R_{\text{вых}} + R_{\text{св}}(1 + K), \quad (65)$$

где $R_{\text{вых. о. с}}$ — выходное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью по току;

$R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление усилителя без обратной связи.

Кажущееся увеличение выходного сопротивления при введении отрицательной обратной связи по току является следствием стабилизации тока, протекающего по нагрузке (т. е. меньшей зависимости этого тока от сопротивления нагрузки). Дей-

ствительно, если с уменьшением сопротивления нагрузки появится тенденция к увеличению выходного тока (поскольку $I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}$), то при этом увеличится напряжение обратной связи $U_{\text{о.с}} = \varphi(I_{\text{Н}})$, уменьшится напряжение на входе усилителя, которое задержит начавшееся увеличение выходного тока.

При увеличении сопротивления нагрузки появляется тенденция к уменьшению выходного тока, однако при этом уменьшается $U_{\text{о.с}}$, увеличивается $U_{\text{ВХ}}$ и возрастает $U_{\text{ВЫХ}}$, что будет способствовать сохранению прежнего значения выходного тока. Таким образом, в усилителе с отрицательной обратной связью по току изменения сопротивления нагрузки не вызывают ответного изменения выходного тока.

Последнее имеет место лишь у источников с большим выходным сопротивлением (например, у генераторов тока).

При введении в усилитель отрицательной обратной связи по току выходное сопротивление усилителя увеличивается. Так, при отключении нагрузки (при холостом ходе) в усилителе отрицательная обратная связь отсутствует ($I_{\text{ВЫХ}} = 0$), и поэтому начало нагрузочных характеристик с обратной связью и без нее оказывается общим.

Если усилитель с обратной связью нагрузить прежним током $I_{\text{ВЫХ}}$ (см. на рис. 22, в нагрузочную характеристику 3), то появившееся $U_{\text{о.с}}$ снизит $U_{\text{ВХ}}$, а следовательно, и $U_{\text{ВЫХ2}}$ по сравнению с $U_{\text{ВЫХ}}$, имевшем место при отсутствии обратной связи. Нагрузочная характеристика 3 усилителя с обратной связью пойдет круче, чем при отсутствии обратной связи.

Параллельная отрицательная обратная связь уменьшает входное сопротивление усилителя, так как при ее введении параллельно входному сопротивлению усилителя оказывается подключенным сопротивление цепи обратной связи, условно уменьшенное в $1+K$ раз [поскольку к этому сопротивлению приложено напряжение $U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} + KU_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}(1+K)$], из-за чего ток через сопротивление связи окажется увеличенным в $1+K$ раз, что эквивалентно уменьшению сопротивления связи в $1+K$ раз.

Используя комплексную отрицательную обратную связь, можно производить коррекцию частотной характеристики усилителя. Так, например, если $U_{\text{о.с}}$ снимается с емкости ($Z_1 = X_C$ на рис. 22, а), то глубина отрицательной обратной связи будет определяться частотным составом усиливаемого сигнала: на нижних частотах отрицательная обратная связь резко снизит усилительные свойства каскада, а на верхних частотах — ее влияние практически может отсутствовать.

Таким образом, целенаправленным введением отрицательной обратной связи в отдельные каскады усилителя можно существенно улучшать показатели всего устройства.

Схемы усилителей с отрицательной обратной связью

Рассматривая схему подачи напряжения на базу сопротивлением смещения (см. рис. 10, а), нетрудно убедиться в том, что при наличии входного сигнала в схеме действует параллельная отрицательная обратная связь по напряжению, благодаря которой в этом каскаде уменьшаются входное и выходное сопротивления, коэффициент нелинейных искажений и, конечно, коэффициент усиления по току. Действительно, при увеличении напряжения прямого перехода (под воздействием входного сигнала) потенциал коллектора повышается, ток базы становится меньше и ток коллектора возрастает меньше.

При необходимости выделить на выходе усилителя одну гармоническую составляющую, имеющуюся во входном сигнале,

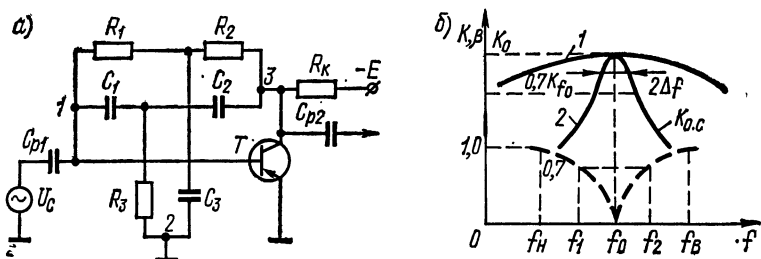


Рис. 23. Схема избирательного RC-усилителя (а) и его амплитудно-частотная характеристика с частотно-зависимой обратной связью (б).

применяют усилители с узкой полосой усиливаемых частот — избирательные усилители.

Избирательное усиление получают с помощью частотно-зависимой отрицательной обратной связи. На рис. 23 приведена схема избирательного RC-усилителя и его частотная характеристика (кривая 2). Получение такой характеристики обусловлено тем, что между коллектором и базой включен не резистор R_1 , как было показано на рис. 10, а (частотные свойства каскада при этом определялись бы кривой 1), а двойной Т-образный мост, представляющий собой параллельное соединение двух Т-образных мостов, первый из которых состоит из последовательно включенных конденсаторов C_1 , C_2 и параллельно включенного резистора R_3 , а второй — из последовательно включенных резисторов R_1 , R_2 и параллельно включенного конденсатора C_3 .

Частотные свойства Т-образного моста характеризует зависимость коэффициента обратной связи $\beta = \frac{U_{1-2}}{U_{2-3}}$ от частоты (жирная штриховая линия на рис. 23): на частоте квазирезо-

нанса $f_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ (при этом $C_3 = C_1 + C_2$, а $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$) коэффициент обратной связи становится равным нулю, обратная связь исчезает и коэффициент усиления усилителя достигает значения $K_{o.c} = K_{f_0} = K_0$, где K_0 — коэффициент усиления усилителя без обратной связи на частоте f_0 .

На частотах, значительно отличающихся от частоты квазирезонанса, в схеме имеет место глубокая отрицательная обратная связь, резко снижающая усилительные свойства усилителя.

Для оценки избирательных свойств такого усилителя часто определяют эквивалентную добротность $Q_{\text{эКВ}}$:

$$Q_{\text{эКВ}} = \frac{f_0}{2 \Delta f}.$$

Величина $Q_{\text{эКВ}}$ зависит от коэффициента усиления K_0 (чем она больше, тем круче характеристика усилителя) и от добротности RC -цепей Т-образного моста $Q_{RC} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$, которая находится в пределах 0,25—0,5.

Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя имеет более крутые ветви, так как ее добротность $Q_{\text{эКВ}} \approx Q_{RC} K_0$. При достаточно большом K_0 полоса пропускания RC -усилителя может оказаться весьма узкой.

В схемах усилительных каскадов, приведенных на рис. 10, в и г, вследствие отсутствия конденсатора C_3 , шунтирующего резистор R_3 , действует последовательная отрицательная обратная связь по току: при поступлении на вход сигнала, способствующего увеличению тока базы, а также и тока коллектора, переменная составляющая тока эмиттера на резисторе R_3 создает повышенное падение напряжения, в результате чего уменьшается напряжение прямого перехода на участке база—эмиттер.

В рассматриваемых схемах входное и выходное сопротивления увеличиваются, а входная емкость, коэффициент усиления и коэффициент нелинейных искажений уменьшаются.

Эмиттерный и катодный повторители

В эмиттерном и катодном повторителях, схемы которых представлены на рис. 24, а и б, сопротивления нагрузки включены соответственно в цепь эмиттера или катода.

В схеме катодного повторителя сопротивление резистора R_K берут намного превышающим сопротивление нагрузки R_H . Если оказывается, что падение напряжения на резисторе R_K превосходит необходимое напряжение смещения, то его делят на две части: R'_K и R''_K .

В этих схемах действует глубокая последовательная отрицательная обратная связь по напряжению с коэффициентом обратной связи

$$\beta = \frac{U_{о.с}}{U_{ВЫХ}} = 1$$

(напряжение с выхода полностью поступает обратно во входную цепь).

Коэффициент усиления по напряжению схемы с отрицательной обратной связью по напряжению можно определить, воспользовавшись формулой (61):

$$K_{u \text{ э. пв}} = K_{u \text{ к. пв}} = \frac{K}{1 + K} < 1. \quad (66)$$

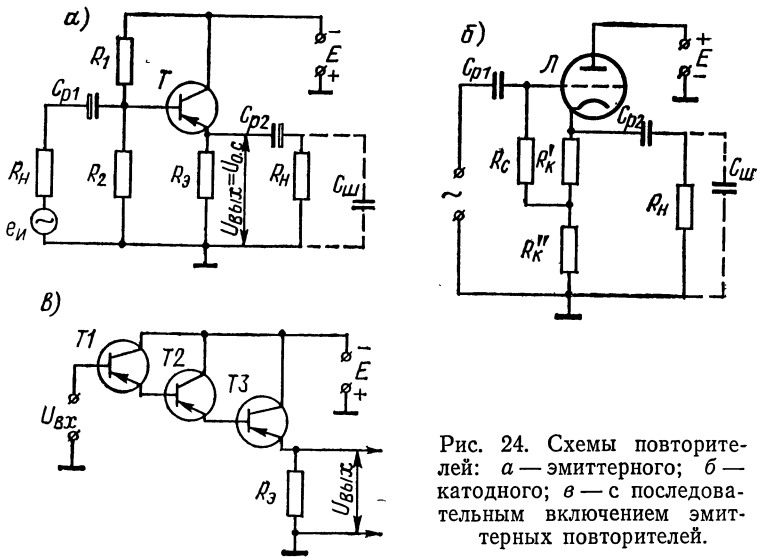


Рис. 24. Схемы повторителей: а — эмиттерного; б — катодного; в — с последовательным включением эмиттерных повторителей.

Таким образом, ни эмиттерный, ни катодный повторители напряжения не усиливают.

Если учесть, что усиление имеет место тогда, когда мощность на выходе усилителя больше мощности на входе, то можно написать следующие очевидные соотношения:

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2}{Z_{\text{ВЫХ}}} = I_{\text{ВЫХ}}^2 Z_{\text{ВЫХ}} > P_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2}{Z_{\text{ВХ}}} = I_{\text{ВХ}}^2 Z_{\text{ВХ}}.$$

Так как $U_{\text{ВХ}} \approx U_{\text{ВЫХ}}$, то указанное соотношение будет выполняться, если

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{ВХ}} &> Z_{\text{ВЫХ}}; \\ I_{\text{ВЫХ}} &> I_{\text{ВХ}}. \end{aligned} \right\} \quad (67)$$

Поступление на базу эмиттерного повторителя отрицательного полупериода входного сигнала вызывает увеличение напряжения прямого перехода и увеличение тока эмиттера. Потенциал эмиттера понижается — на выходе эмиттерного повторителя образуется отрицательная полуволна выходного напряжения.

На основании изложенного можно утверждать, что эмиттерный и катодный повторители *сохраняют на выходе фазу входного сигнала и являются усилителями тока.*

Коэффициент усиления по току эмиттерного повторителя определяется формулой

$$K_{i \text{ э. пв}} \approx (1 + h_{21э}) \frac{R'_э}{R_H}, \quad (68)$$

где $R'_э = \frac{R_э R_H}{R_э + R_H}$ — сопротивление нагрузки эмиттерной цепи переменному току.

Коэффициент усиления по току катодного повторителя определяется формулой

$$K_{i \text{ к. пв}} = K_{u \text{ к. пв}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_K}, \quad (69)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление катодного повторителя.

Эмиттерные и катодные повторители *обладают большими входными сопротивлениями.*

Входное сопротивление катодного повторителя больше R_c из-за влияния обратной связи, вносимой резистором R'_K :

$$R_{\text{вх}} = R_c \frac{R_K (1 + SR'_H)}{R_K (1 + SR'_H) - SR_K R'_K}, \quad (70)$$

где $R'_H = \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}$;

S — крутизна тока катода.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя представляет собой параллельное соединение входного сопротивления транзистора, включенного по схеме с общим коллектором,

$$R_{\text{вх. э. пв}} = r_б + (r_э + R'_э) (1 + h_{21э})$$

и шунтирующих его сопротивлений схемы (в нашем случае это параллельно соединенные резисторы R_1 , R_2 и R_H).

Входное сопротивление эмиттерного повторителя можно определить по формуле $R_{\text{вх. э. пв}} \approx \beta R_э$.

Увеличение входного сопротивления может быть получено при последовательном подключении нескольких эмиттерных повторителей (рис. 24, в). В этом случае входное сопротивление транзистора $T3$ является нагрузкой для транзистора $T2$, а входное сопротивление транзистора $T2$ служит нагрузкой для

транзистора $T1$. Входное сопротивление схемы с последовательным включением эмиттерных повторителей имеет малое значение и определяется выражением

$$R_{\text{вх}} \approx \beta_1 \beta_2 \beta_3 R_{\text{э}}. \quad (71)$$

Эмиттерные и катодные повторители имеют малые выходные сопротивления, которые представляют собой параллельное соединение выходного сопротивления транзистора или электронной лампы и шунтирующих их сопротивлений схемы и определяются формулами

$$R_{\text{вых. к. пв}} \approx \frac{R_{\text{к}}}{1 + SR_{\text{к}}}; \quad (72)$$

$$R_{\text{вых. э. пв}} \approx r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{н}}}{1 + h_{21\text{э}}}. \quad (73)$$

Разделительные конденсаторы на входной и выходной цепях эмиттерного и катодного повторителей являются причиной появления частотных искажений в области нижних частот. Поэтому емкости этих конденсаторов определяются величиной допустимых частотных искажений в области нижних частот. Емкость разделительного конденсатора в выходной цепи рассчитывается по формуле

$$C_{\text{р}} = \frac{1}{\omega_{\text{н}} (R_{\text{вых. э. пв}} + R_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1})}. \quad (74)$$

Частотные искажения в области верхних частот возникают из-за наличия емкости $C_{\text{ш}}$, шунтирующей выход эмиттерного (катодного) повторителя, которая является суммой выходной емкости транзистора (лампы) и емкости нагрузки. Следует иметь в виду, что из-за наличия глубокой отрицательной обратной связи частотная характеристика эмиттерного (катодного) повторителя практически линейна в пределах до нескольких мегагерц, поэтому частотные искажения (а значит, и фазовые искажения) в области верхних частот малы.

Нелинейные искажения в эмиттерном (катодном) повторителе значительно меньше, чем в каскадах с коллекторной (анодной) нагрузкой. Так, например, коэффициент нелинейных искажений эмиттерного повторителя определяется выражением

$$K_{f \text{ э. пв}} = K_f (1 - K_{u \text{ э. пв}}),$$

где K_f — коэффициент нелинейных искажений каскада с коллекторной нагрузкой.

Указанные особенности эмиттерного и катодного повторителей определяют область их практического использования. Так, например, известно, что в многокаскадном электронном устройстве входная цепь каждого последующего каскада является со-

ставной частью нагрузки предыдущего каскада, т. е. входная цепь последующего каскада шунтирует (снижает) сопротивление нагрузки датчика. Поэтому из-за резкого уменьшения коэффициента усиления по напряжению нельзя непосредственно подключать к выходу каскада, работающего в режиме усиления напряжения, низкоомную электрическую цепь или каскад с малым входным сопротивлением.

В этом случае для согласования сравнительно малого входного сопротивления последующей цепи с большим выходным сопротивлением каскада усиления напряжения используют эмиттерный или катодный повторитель, который, играя роль своеобразного трансформатора, обеспечивает согласование большого выходного сопротивления каскада усиления напряжения с низкоомным входным сопротивлением нагрузки.

Паразитные обратные связи в усилителях

В любом усилительном устройстве между выходными и входными цепями одного или нескольких каскадов самопроизвольно возникает обратная связь.

Возникновение паразитной положительной обратной связи через цепи подачи смещения на базу или управляющую сетку лампы, через резисторы в цепях экранных сеток экранированных ламп, через цепи температурной стабилизации режима транзисторов вызывает увеличение частотных искажений и снижение усиления.

В схемах, приведенных на рис. 17, подача напряжений смещения осуществляется с помощью цепей $R_{э1}C_{э1}$ и $R_{к1}C_{к1}$.

Конденсаторы $C_{э1}$ и $C_{к1}$ большой емкости шунтируют по переменному току резисторы $R_{э1}$ и $R_{к1}$ и тем самым сводят к минимуму имеющую место отрицательную обратную связь по току. При этом коэффициент обратной связи может быть определен одним из следующих приближенных выражений:

$$\beta = \frac{Z_{э}}{Z_{к}} = \frac{Z'_{к}}{Z'_{а}},$$

где $Z_{э}$ и $Z'_{к}$ — полные сопротивления эмиттерной или катодной цепи;

$Z_{к}$ и $Z'_{а}$ — полные сопротивления коллекторной или анодной цепи.

Шунтирующее действие этих конденсаторов эффективно лишь в области достаточно высоких частот, на нижних же частотах входного сигнала их сопротивление возрастает в несколько десятков и даже сотен раз, в результате чего действие отрицательной обратной связи увеличивается, усиление каскада падает, что влечет за собой появление дополнительных частотных искажений.

Поэтому значения емкостей этих конденсаторов рассчитываются на самой нижней частоте усиливаемого сигнала по допустимому коэффициенту частотных искажений.

Так, емкость конденсатора C_K в схеме автоматического смещения на электронной лампе находят из условия

$$C_K \geq \frac{1 + SR_K}{\omega_H R_K \sqrt{M_H^2 - 1}}. \quad (75)$$

Если в выражение (75) вместо R_K подставить R_∂ , то можно рассчитать емкость конденсатора C_∂ (см. рис. 20, а).

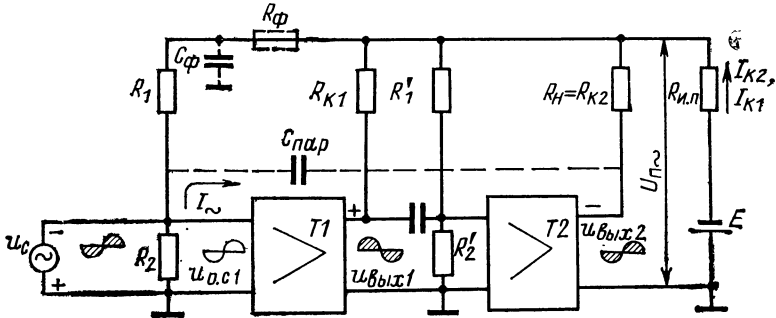


Рис. 25. Функциональная схема двухкаскадного усилителя.

Емкость блокировочного конденсатора $C_{бл}$ (см. рис. 17, б) в цепи экранной сетки определяется соотношением

$$C_{бл} = \frac{1}{\omega_H R} = \sqrt{\frac{(1 + S_2 R)^2 - M_H^2}{M_H^2 - 1}}, \quad (76)$$

где $S_2 = \frac{\Delta I_{c2}}{\Delta U_{c2}}$ — крутизна характеристики по экранной сетке.

Положительная паразитная обратная связь появляется в усилителе самопроизвольно и приводит к возникновению генерации колебаний определенной частоты. Самовозбуждение многокаскадных усилителей обусловлено появлением обратной связи через общий источник коллекторного (анодного) питания и паразитной емкостной связи между отдельными каскадами.

В качестве примера рассмотрим функциональную схему двухкаскадного усилителя с питанием от общего выпрямителя (рис. 25). Через источник питания протекает суммарный коллекторный (анодный) ток всех каскадов, состоящий из постоянной и переменной составляющих. Наибольшую амплитуду имеет переменная составляющая выходного тока последнего каскада усилителя.

Переменная составляющая тока выходного каскада, в несколько раз превосходящая суммарную переменную составляющую токов предыдущих каскадов, создает падение напряжения

на внутреннем сопротивлении выпрямителя. На выходе выпрямителя помимо постоянного напряжения возникает пульсирующее напряжение $U_{п} = i_{в} R_{и.п}$ с частотой сигнала.

Часть пульсирующего напряжения через сопротивления нагрузок отдельных каскадов оказывается приложенной как к коллекторам (анодам) усилительных элементов, так и к базам соответствующих транзисторов через делители $R_1 - R_2$. Если предположить, что все каскады усилителя выполнены по схеме с общим эмиттером, то при наличии на входе сигнала u_c полярности, указанной на рисунке, на базе первого каскада напряжение обратной связи $u_{о.с1}$ будет в фазе с сигналом, поступившим на вход. Если произведение коэффициента усиления K_u на коэффициент обратной связи β_u окажется больше единицы или станет равным ей, то усилитель самовозбудится. При этом амплитуда сигнала на выходе начнет возрастать, хотя амплитуда сигнала на входе остается постоянной. Нарастание амплитуды будет происходить тем быстрее, чем больше коэффициент усиления. Уменьшить влияние обратной связи можно за счет снижения либо коэффициента усиления усилителя, либо коэффициента обратной связи путем введения развязывающего фильтра $R_{ф}C_{ф}$ (на рис. 25 показан штриховой линией). Следует заметить, что в выходном каскаде фильтр применяется редко, так как при его наличии снижается напряжение на коллекторе и мощность на выходе.

Любой тщательно выполненный монтаж не устраняет паразитную обратную связь между выходными и входными цепями усилительного устройства. Чаще всего обратная связь бывает емкостной. Она возникает за счет паразитной емкости $C_{пар}$ (см. рис. 25) между проводами и элементами схемы, связанными с входной и выходной цепями.

Из-за наличия емкости $C_{пар}$ в цепи между выходом и входом многокаскадного усилителя протекает переменный ток I_{\sim} , который на входном сопротивлении $R_{вх}$ (параллельное соединение $R_1, R_2, R_{вхT1}$) создает напряжение обратной связи $U_{о.с} = I_{\sim} R_{вх}$, являющееся частью выходного напряжения.

Переменный ток, образующий напряжение обратной связи, определяется выражением

$$I_{\sim} = \frac{\dot{U}_{вых}}{R_{вх} + jX_{C_{пар}}};$$

поскольку $R_{вх} \ll X_{C_{пар}}$, то можно считать, что

$$I_{\sim} = \frac{U_{вых}}{X_{C_{пар}}} = U_{вых} \omega C_{пар}.$$

Напряжение обратной связи выполняется по формуле

$$U_{о.с} = U_{вых} \omega C_{пар} R_{вх}.$$

Тогда

$$\beta = \frac{U_{\text{о.с}}}{U_{\text{вых}}} = \omega C_{\text{пар}} R_{\text{вх}}.$$

Обратная связь не будет вызывать генерации, если

$$\omega C_{\text{пар}} R_{\text{вх}} K_u \ll 1,$$

откуда

$$C_{\text{пар}} \ll \frac{1}{\omega R_{\text{вх}} K_u}. \quad (77)$$

Если предположить, что $K_u = 1000$, $R_{\text{вх}} = 50$ кОм, а наивысшая частота входного сигнала составляет 15 000 Гц, то максимально допустимое значение паразитной емкости, при котором не наступит самовозбуждение, не должно превышать

$$C_{\text{пар}} \ll \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 10^3} = 0,21 \text{ пФ}.$$

Из формулы (77) следует:

1) чем выше коэффициент усиления и входное сопротивление усилителя, тем больше склонность усилителя к самовозбуждению (при неизменном монтаже и данном расположении элементов схемы);

2) генерация паразитных колебаний наиболее возможна в области верхних частот;

3) максимально допустимое $C_{\text{пар}}$, соответствующее устойчивой работе усилителя, настолько мало, что практически ни в одной конструкции усилителя не удается обеспечить такое малое значение этой емкости. Поэтому паразитная емкостная связь устраняется экранированием деталей, соединительных проводов и даже отдельных каскадов.

§ 12. ДРОССЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД

Дроссельным называется усилитель, нагрузкой которого является низкочастотный дроссель. Дроссельный усилительный каскад обычно работает в режиме усиления напряжения сигналов, частоты которых не превышают 20—40 кГц.

Простейшие электрическая и эквивалентная схемы дроссельного усилительного каскада приведены на рис. 26. В этих схемах использованы те же обозначения, что и в схемах транзисторного усилительного каскада, приведенных на рис. 17, а и 18, а. Назначение элементов схемы в основном осталось прежним, с той лишь разницей, что нагрузкой транзистора стал дроссель Dp .

Для постоянного тока дроссель представляет собой низкоомную нагрузку ($R_{\text{др}} \geq 1 \div 3$ кОм), поэтому в отличие от резис-

торного усилительного каскада потери напряжения источника коллекторного питания практически отсутствуют. Для переменных токов частот сигнала сопротивление дросселя может быть очень большим, так как $Z_{др} = \sqrt{R_{др}^2 + \omega L_{др}^2}$. Поэтому дроссельный усилительный каскад обеспечивает несколько большее усиление, чем каскад с RC -связью.

Однако дроссельному усилительному каскаду присуще больше недостатков, чем достоинств: сопротивление нагрузки дроссельного усилительного каскада зависит от частоты, поэтому даже в области средних частот этот каскад вносит частотные искажения; нелинейные искажения в дроссельном каскаде создают два нелинейных элемента (транзистор и дроссель), а в усилительном каскаде с RC -связью — только один (транзистор). Из эквивалентной схемы (рис. 26, б) видно, что индуктивность дросселя $L_{др}$, распределенная емкость дросселя $C_{L_{др}}$ и емкость C_0 образуют параллельный колебательный контур, резонансная частота которого находится в пределах рабочего диапазона частот (от 5 до 15 кГц). Последнее обстоятельство приводит к резкому возрастанию усиления на частоте резонанса и частотах, близких к ней, т. е. в частотной характеристике появляется выброс.

В области верхних частот наблюдается резкое снижение усиления, так как нагрузку шунтирует не только емкость C_0 , но и распределенная емкость дросселя $C_{L_{др}}$.

Если ко всем перечисленным недостаткам добавить более высокую стоимость изготовления дроссельного усилительного каскада, большую массу и габариты, трудность ремонта и пр., то станет ясным, почему дроссельный каскад усиления в настоящее время применяется крайне редко.

§ 13. УСИЛИТЕЛЬ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

В транзисторных и ламповых усилительных каскадах широкое практическое применение находит трансформаторная связь между каскадами.

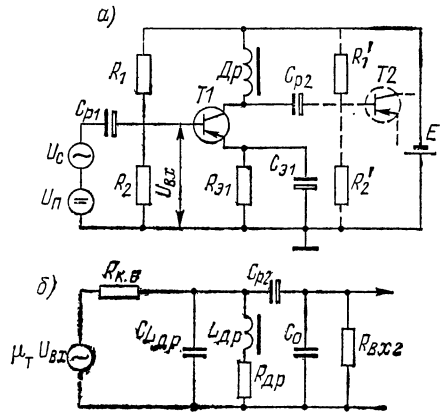


Рис. 26. Электрическая (а) и эквивалентная (б) схемы дроссельного усилительного каскада.

На рис. 27, а приведена электрическая принципиальная схема трансформаторного каскада.

В цепь выходного тока транзистора включен трансформатор. Со вторичной обмотки трансформатора напряжение сигнала подается на вход следующего усилительного каскада. Трансформаторные каскады работают на частотах, не превышающих 20—40 кГц. В схеме практически отсутствует падение напряжения источника питания на первичной обмотке трансформатора (ее сопротивление не превышает нескольких сотен ом), отсутствует разделительный конденсатор, так как первичная и вторичная

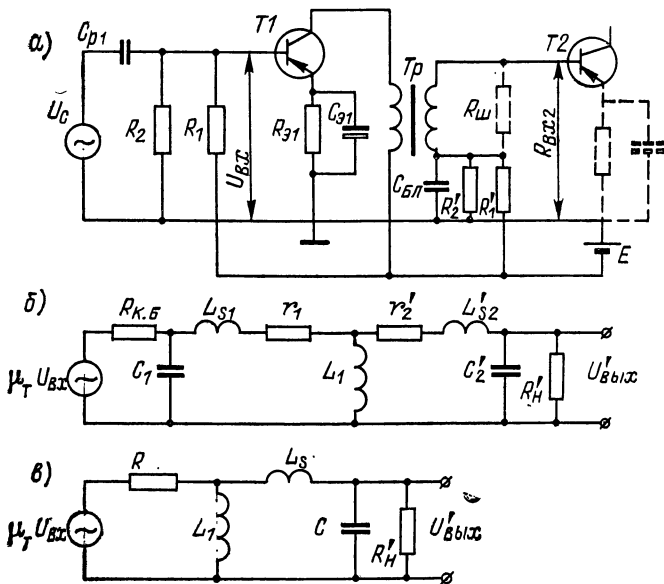


Рис. 27. Схемы трансформаторного усилительного каскада: а — электрическая; б — эквивалентная приведенная; в — эквивалентная упрощенная.

обмотки электрически изолированы друг от друга. Применение повышающего трансформатора позволяет получить больший коэффициент усиления по напряжению, чем у усилительного каскада с RC -связью.

Блокировочный конденсатор C_{31} , как указывалось выше, уменьшает в схеме отрицательную обратную связь по переменному току.

Конденсатор C исключает потери усиленного сигнала на сопротивлении делителя R_2' в цепи базы транзистора $T2$. Для выравнивания частотной характеристики вторичную обмотку трансформатора обычно шунтируют сопротивлением $R_{ш}$.

В полной приведенной эквивалентной схеме трансформаторного усилительного каскада (рис. 27, б) все элементы, входящие

во вторичную обмотку трансформатора, приведены к первичной цепи. В схеме приняты следующие обозначения:

$\mu_T U_{\text{вх}}$ — э. д. с. эквивалентного генератора, заменяющего транзистор;

$R_{\text{к. б}} = R_{\text{к. э}}(1 + h_{21э})$ — выходное сопротивление транзистора;

C_1 — емкость, эквивалентная емкости первичной цепи, представляющей собой сумму выходной емкости транзистора $C_{\text{выхТ1}}$, распределенной емкости первичной обмотки трансформатора C_{L_1} и емкости монтажа первичной цепи C_{M1} :

$$C_1 = C_{\text{выхТ1}} + C_{L_1} + C_{M1};$$

L_{s1} — индуктивность рассеяния первичной обмотки;

r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора;

L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора;

$r'_2 = \frac{r_2}{n_2}$ — сопротивление вторичной обмотки трансформатора, приведенное к первичной обмотке;

$n = \frac{N_2}{N_1}$ — коэффициент трансформации;

N_2 — число витков вторичной обмотки трансформатора;

N_1 — число витков первичной обмотки трансформатора;

$L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2}$ — индуктивность рассеяния вторичной обмотки трансформатора L_{s2} , приведенная к первичной обмотке;

$C'_{s2} = n^2 C_2$ — емкость, эквивалентная емкости вторичной цепи трансформатора, приведенная к первичной обмотке;

C_2 — емкость вторичной цепи трансформатора, являющаяся суммой распределенной емкости вторичной обмотки трансформатора C_{L_2} , емкости монтажа вторичной цепи C_{M2} и входной емкости транзистора $C_{\text{вхТ2}}$:

$$C_2 = C_{L_2} + C_{M2} + C_{\text{вхТ2}};$$

$R'_H = \frac{R_H}{n^2}$ — сопротивление нагрузки R_H , приве-

денное к первичной обмотке;
 R_H — сопротивление нагрузки, подключенной к вторичной обмотке трансформатора, представляющее собой параллельное соединение шунтирующего резистора (если таковой включен в схему) $R_{ш}$ и входного сопротивления следующего каскада $R_{вх2}$;

$U'_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{n}$ — напряжение на выходе эквивалент-

ной схемы, которое в n раз меньше напряжения на выходе усилительного каскада.

Полная приведенная эквивалентная схема трансформаторного усилительного каскада может быть упрощена, если влияние сопротивлений r_1 и r'_2 на работу каскада учесть путем некоторого увеличения $R_{к.б}$ до величины R :

$$R = R_{к.б} + r_1 + r'_2.$$

Точно так же можно обозначить

$$C = C_1 + C'_2$$

и

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2}.$$

Упрощенная эквивалентная схема трансформаторного каскада приведена на рис. 27, в.

Пользуясь эквивалентной схемой, можно определить $U'_{\text{вых}}$, а затем и напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$ как произведение $U'_{\text{вых}}$ n , т. е. учесть влияние индуктивности вторичной обмотки трансформатора L_2 на усилительные свойства каскада.

Усилительные свойства каскада с трансформаторной связью

С помощью эквивалентной схемы (см. рис. 27, в) можно провести анализ влияния электрических элементов схемы трансформаторного каскада на его основные показатели. В области средних частот влиянием реактивных элементов на работу каскада можно пренебречь: индуктивность первичной обмотки трансформатора L_1 велика, а емкость C мала, следовательно их сопротивления велики; индуктивность же рассеяния L_s мала, и ее влияние не сказывается на прохождении сигнала вследствие

малого сопротивления. На основании изложенного эквивалентная схема трансформаторного каскада в области средних частот принимает вид, изображенный на рис. 28, а.

Тогда коэффициент усиления в области средних частот определяется выражением

$$K_{\text{ср. тр}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{nU'_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{nIR'_H}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{n\mu_T U_{\text{ВХ}} R'_H}{U_{\text{ВХ}} (R + R'_H)} = \frac{n\mu_T}{1 + \frac{R}{R'_H}}. \quad (78)$$

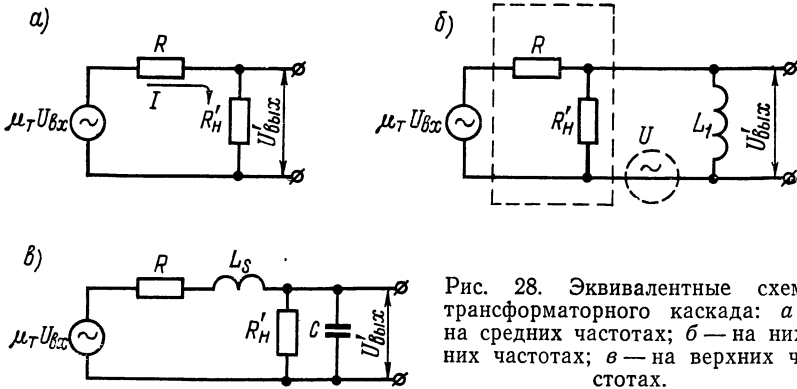


Рис. 28. Эквивалентные схемы трансформаторного каскада: а — на средних частотах; б — на нижних частотах; в — на верхних частотах.

Если учесть, что $\mu_T = \frac{h_{21э} R_{к. б}}{r_э (1 + h_{21э})}$, то формулу (78) можно привести к виду

$$K_{\text{ср. тр}} = \frac{nh_{21э} R_{к. б}}{r_э (1 + h_{21э}) \left(1 + \frac{R}{R'_H}\right)}. \quad (79)$$

Частотная характеристика трансформаторного каскада (рис. 29, а) в области средних частот показывает, что трансформаторный усилительный каскад в этой области практически не вносит частотных и фазовых искажений.

Анализируя влияние элементов эквивалентной схемы на прохождение сигнала в области нижних частот, можно пренебречь малым сопротивлением индуктивности рассеяния L_s и большим сопротивлением емкости C . Тогда эквивалентная схема каскада примет вид, показанный на рис. 28, б, и поэтому

$$K_H = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{nU'_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}.$$

Значение $U'_{\text{вых}}$ можно найти, воспользовавшись теоремой об эквивалентном генераторе:

$$U'_{\text{вых}} = \frac{U_{\omega_H L_1}}{\sqrt{R_3^2 + (\omega_H L_1)^2}}.$$

Так как

$$U = \frac{\mu_T U_{\text{вх}} R'_H}{R + R'_H},$$

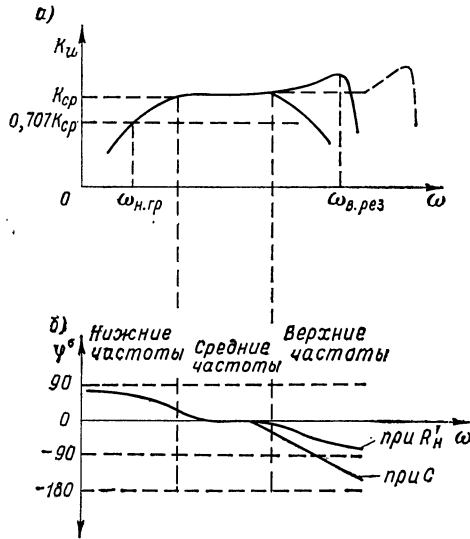


Рис. 29. Характеристики трансформаторного каскада: а — частотная; б — фазовая.

то

$$U'_{\text{вых}} = \frac{\mu_T U_{\text{вх}}}{1 + \frac{R}{R'_H}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{эКВ}}}{\omega_H L_1}\right)^2}},$$

где

$$R_{\text{эКВ}} = \frac{R R'_H}{R + R'_H}.$$

Тогда

$$K_H = \frac{n \mu_T U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R}{R'_H}\right) \sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{эКВ}}}{\omega_H L_1}\right)^2}} = \frac{K_{\text{ср}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{эКВ}}}{\omega_H L_1}\right)^2}}. \quad (80)$$

Из формулы (80) видно, что, во-первых, коэффициент усиления на нижних частотах K_H по мере увеличения частоты сигнала изменяется от нуля (когда $\omega_H=0$) и постепенно приближается к K_{cp} [когда $\left(\frac{R_{экв}}{\omega_H L_1}\right)^2 \ll 1$] и, во-вторых, K_H тем выше, чем больше L_1 .

Частота, на которой коэффициент усиления падает до $K_H = 0,707K_{cp}$, называется частотой среза или нижней граничной частотой. Ее можно определить, воспользовавшись формулой (80), из условия $R_{экв} = \omega_H L_1$:

$$f_{н. гр} = f_{н. ср} = \frac{R_{экв}}{2\pi L_1}. \quad (81)$$

Следует иметь в виду, что реактивные элементы L_1 и C образуют параллельный колебательный контур, резонансная частота которого $\omega_{н. рез} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$ может оказаться в области нижних рабочих частот усилителя. В этом случае на резонансной частоте и на частотах, близких к ней, будет иметь место подъем усиления, и тогда $K_{н. рез} = K_{cp}$.

Коэффициент частотных искажений на нижних частотах определяется по формуле

$$M_H = \frac{K_{cp}}{K_H} = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{экв}}{\omega_H L_1}\right)^2}. \quad (82)$$

Последняя формула позволяет рассчитать индуктивность первичной обмотки трансформатора L_1 при заданном допустимом коэффициенте частотных искажений M_H на крайней нижней частоте усиливаемого сигнала и выбранном $R_{экв}$:

$$L_1 \geq \frac{R_{экв}}{\omega_H \sqrt{M_H^2 - 1}}. \quad (83)$$

При определении эквивалентной схемы в области верхних частот можно пренебречь влиянием индуктивности L_1 (ее сопротивление велико), но необходимо учитывать индуктивность рассеяния L_s и емкость C .

Эквивалентная схема трансформаторного усилительного каскада в области верхних частот приведена на рис. 28, в.

Если на верхней рабочей частоте ω_H окажется, что сопротивление емкости C в 3 и более раз превосходит сопротивление нагрузки, т. е. если $R_H \geq \frac{3}{\omega_H C}$, то влиянием C на выходное напряжение можно пренебречь и нагрузкой трансформатора считать активное сопротивление R'_H . При активной нагрузке трансформатор дает меньшие фазовые сдвиги, а его входное сопротивление мало меняется в рабочей полосе частот.

Коэффициент усиления на верхних частотах при этом определяется по формуле

$$K_{\text{в}} = \frac{K_{\text{ср}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{\text{в}} L_s}{R + R'_H}\right)^2}}. \quad (84)$$

Коэффициент частотных искажений в области верхних частот равен

$$M_{\text{в}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{в}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{\text{в}} L_s}{R + R'_H}\right)^2}. \quad (85)$$

Уменьшение усиления по мере увеличения частоты в этом случае обусловлено увеличением сопротивления индуктивности рассеяния $X_{L_s} = \omega_{\text{в}} L_s$.

Если $R'_H > \frac{3}{\omega_{\text{в}} C}$, то трансформатор будет представлять собой емкостную нагрузку. Тогда реактивные элементы схемы L_s и C образуют последовательный колебательный контур, резонансная частота которого $\omega_{\text{в. рез}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$ может оказаться в области верхних рабочих частот усилителя. В этом случае $\omega_{\text{в. рез}}$ возникает резонанс напряжений, что сопровождается резким увеличением $U'_{\text{вых}}$.

Коэффициент усиления на верхней резонансной частоте можно определить, воспользовавшись эквивалентной схемой, приведенной на рис. 28, в:

$$K_{\text{в. рез}} = \frac{U_{\text{вых. рез}}}{U_{\text{вх}}} \frac{nU'_{\text{вых. рез}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Параллельное соединение емкости C и сопротивления R'_H можно пересчитать в эквивалентное последовательное активное сопротивление $r'_H = \frac{1}{\omega_{\text{в. рез}}^2 C^2 R'_H}$; которым пренебрегаем вследствие его малости.

Тогда

$$U'_{\text{вых. рез}} = \frac{\mu_T U_{\text{вх}}}{R} \frac{1}{\omega_{\text{в. рез}} C};$$

так как

$$\omega_{\text{в. рез}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C}},$$

то

$$U'_{\text{вых. рез}} = \frac{\mu_T U_{\text{вх}}}{R} \frac{\sqrt{L_s C}}{C} = \frac{\mu_T U_{\text{вх}}}{R} \sqrt{\frac{L_s}{C}},$$

откуда

$$K_{в. рез} = \frac{n\mu_T \sqrt{\frac{L_s}{C}}}{R} = \frac{n\mu_{Tp}}{R}. \quad (86)$$

Из формулы (86) следует, что чем больше индуктивность L_s и меньше емкость C , тем сильнее проявляется резонанс в области верхних частот. Влияние резонанса на верхних частотах больше, чем на нижних, так как $K_{в. рез}$ может превысить $K_{ср}$. На частотах, превышающих верхнюю резонансную частоту, частотная характеристика имеет крутой спад, поэтому практически полоса пропускания трансформаторного усилительного каскада ограничивается частотой $\omega_{в. рез}$.

Выброс частотной характеристики будет меньше при наличии $R_{ш}$. Однако при этом произойдет уменьшение коэффициента усиления во всем рабочем диапазоне. В условиях практики часто возникает необходимость вывести $\omega_{в. рез}$ за пределы рабочих частот усилителя (см. штриховую кривую на рис. 29, а). Для этого применяют специальные конструкции трансформаторов, позволяющие уменьшить значения индуктивности рассеяния L_s и емкости C .

На рис. 29, б приведена фазовая характеристика трансформаторного усилительного каскада. В области нижних частот к эквивалентному генератору с э. д. с. $\mu_T U_{вх}$ подключена индуктивно-активная нагрузка (см. рис. 28, б), поэтому ток в цепи отстает от напряжения генератора на угол φ , а напряжение на выходе $U'_{вых}$, являясь напряжением на индуктивности L_1 , опережает ток сигнала через индуктивность на 90° . Поэтому в области нижних частот угол сдвига фаз между входным и выходным напряжением по мере снижения частоты сигнала стремится к 90° .

Фазовая характеристика в области нижних частот рассчитывается по формуле

$$\varphi_H = \arctg \frac{R_{экв}}{\omega_H L_1}. \quad (87)$$

В области верхних частот при активной нагрузке сопротивление нагрузки генератора (см. рис. 28, в) имеет индуктивно-активный характер и ток сигнала отстает от напряжения эквивалентного генератора $\mu_T U_{вх}$ на угол φ (который увеличивается по мере повышения частоты), поэтому и напряжение $U'_{вых} = IR'_H$ отстает от напряжения входного сигнала.

Фазовая характеристика в области верхних частот при активной нагрузке определяется выражением

$$\varphi_{в} = -\arctg \left(\frac{\omega_{в} L_s}{R + R'_H} \right). \quad (88)$$

Угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями имеет отрицательный знак (см. рис. 29, б) и по мере увеличения частоты сигнала приближается к 90° . Аналогичными рассуждениями нетрудно показать, что в случае емкостной нагрузки фаза выходного напряжения получает дополнительный отрицательный фазовый сдвиг, в результате чего выходное напряжение при $\omega \rightarrow \infty$ будет отставать от входного напряжения и стремиться к 180° .

Трансформаторный каскад усиления с емкостной нагрузкой позволяет получить не только частотную характеристику с подъемом на верхних частотах, но и в 2—3 раза большее усиление напряжения по сравнению с трансформаторным каскадом при активной нагрузке.

Порядок расчета усилителя с трансформаторной связью

Исходными данными для расчета являются: входное сопротивление $R_{вх}$, входная емкость следующего каскада $C_{вх2}$, выходное напряжение $U_{вых}$, диапазон рабочих частот F_H и F_B , допустимые значения коэффициентов частотных искажений M_H и M_B . Известными считаются также напряжение источника питания E и коэффициент усиления следующего каскада.

Транзистор для усилительного каскада предварительного усиления выбирают маломощным (типа МП39, МП40 или МП41), включают его по схеме с общим эмиттером или с общей базой. Первая схема включения обеспечивает наибольшее усиление; вторая же в большей степени сохраняет усилительные свойства каскада при замене транзистора и обладает меньшими нелинейными искажениями.

При использовании электронных ламп применяют маломощные триоды (типов 6Н1П, 6Н3П, 6С1П и т. д.) со средними значениями μ и R_i . Можно применять и пентоды, которые обеспечивают несколько большее усиление, однако при этом габариты трансформатора увеличиваются, а схема становится более сложной, так как первичную обмотку трансформатора приходится шунтировать сопротивлением, а в схему вводить дополнительные элементы для питания экранирующей сетки.

Режим работы транзистора или электронной лампы выбирают экономичным (ток покоя коллектора $I_{к.п}$ обычно не превышает 1 мА, напряжение $U_{к.э.п}$ должно составлять не более 40% $U_{к.э.доп}$ и его значение редко превышает 5—7 В). По семейству характеристик выбранного усилительного элемента и известным параметрам транзистора (лампы) определяют координаты исходной рабочей точки и режим работы транзистора.

Поскольку известны коэффициент усиления следующего каскада и параметры транзистора (лампы), то можно рассчитать

входную емкость следующего каскада, а следовательно, и емкость вторичной цепи трансформатора. При этом следует помнить, что емкость вторичной обмотки несекционированного трансформатора составляет обычно 150—200 пФ, а секционированного 40—80 пФ.

Рассчитываем коэффициент трансформации трансформатора:

$$n = \frac{1}{\sqrt{2\pi F_{в.рез} C_2 Q R}},$$

где $F_{в.рез} = \frac{F_{в}}{\sqrt{M_{в}^2 - 1}}$ — верхняя резонансная частота;

Q — добротность резонансного контура, которая не превышает 0,7—0,8, если желательно иметь характеристику без подъема в области верхних частот;

$$R \approx (1,1 \div 1,2) R_{к.с} = \frac{1 + h_{21э}}{h_{22э}} (1,1 \div 1,2).$$

Воспользовавшись формулой (78) или (79), можно рассчитать коэффициент усиления на средних частотах $K_{ср.тр}$, вычислить $R'_н = \frac{R_{вхT^2}}{n^2}$, определить эквивалентное сопротивление $R_{эkv}$ [по формуле (80)], рассчитать индуктивность первичной обмотки трансформатора [по формуле (83)], проверить правильность проведенных расчетов [по формуле (81)].

Далее следует рассчитать коэффициенты усиления на нижней и верхней частотах заданного диапазона, найти величины искажений, определить частотную и фазовую характеристики.

Трансформатор обычно рассчитывают исходя из максимально допустимых размеров сердечника, используя для него 45—50%-ный пермаллой. Обмотки трансформатора целесообразно выполнять проводом, имеющим диаметр не менее 0,05 мм, что обеспечит их достаточную механическую прочность и противокоррозионную устойчивость.

После этого следует перейти к расчету элементов схемы, обеспечивающих выбранный режим работы усилительного элемента.

§ 14. ВЫХОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Выходной каскад предназначен для отдачи нагрузке заданной или максимально возможной мощности, которую может обеспечить транзистор или электронная лампа данного типа при наименьшем потреблении энергии от источника питания. В связи с этим возникает необходимость как можно эффективнее использовать усилительный элемент.

Для получения максимальной мощности на выходе усилителя на его вход приходится подавать входной сигнал большой амплитуды и использовать характеристику усилительного элемента в более широких пределах (выходя за пределы ее линейного участка). Появляющиеся при этом нелинейные и частотные искажения не должны превышать заданных (допустимых) значений.

Наименьшие нелинейные искажения и наибольший к. п. д. каскада обеспечиваются правильно выбранной исходной рабочей точкой.

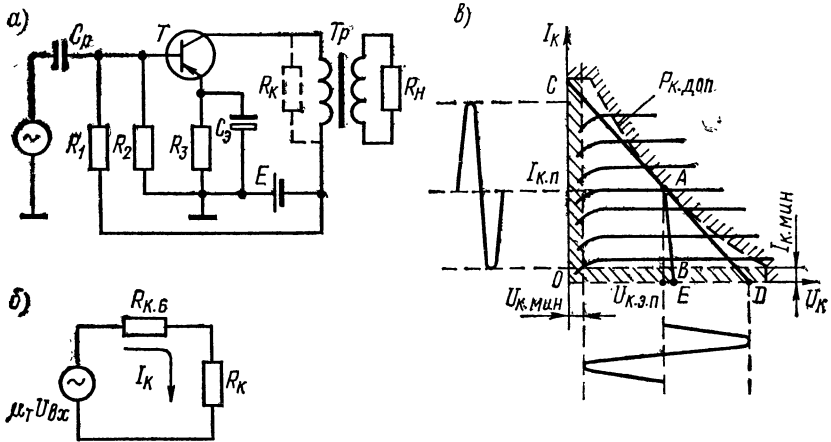


Рис. 30. Однотактный усилитель мощности с общим эмиттером: а — электрическая схема; б — эквивалентная схема; в — коллекторные характеристики.

Воспользовавшись эквивалентной схемой усилителя мощности, приведенной на рис. 30, б, определим мощность, выделяемую в активном сопротивлении нагрузки R_k , включенной в цепь коллектора:

$$P = \frac{1}{2} I_{mk}^2 R_k,$$

где $I_{mk} = \frac{\mu_T U_{mвх}}{R_{k.6} + R_k}$ — амплитуда первой гармоники коллекторного тока. Тогда

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{2} \frac{\mu_T^2 U_{mвх}^2 R_k}{(R_{k.6} + R_k)^2} = \frac{1}{2} \frac{\mu_T U_{mвх} R_k}{R_{k.6}^2 \left(1 + \frac{R_k}{R_{k.6}}\right)^2} = \\
 &= \frac{1}{2} \frac{\mu_T^2 U_{mвх}^2}{R_{k.6}} \frac{\frac{R_k}{R_{k.6}}}{\left(1 + \frac{R_k}{R_{k.6}}\right)^2}. \quad (89)
 \end{aligned}$$

Обозначив отношение $\frac{R_{к.б}}{R_{к.б}}$ через α , получим

$$P = \frac{1}{2} \frac{\mu_r^2 U_{mвх}^2}{R_{к.б}} \frac{\alpha}{(1+\alpha)^2}. \quad (90)$$

Коэффициент α определяет соотношение между выходным сопротивлением транзистора $R_{к.б} = R_{к.б}(1+h_{21a})$ и сопротивлением нагрузки. Чтобы определить значение α , при котором P будет наибольшей, возьмем производную дроби $\frac{\alpha}{(1+\alpha)^2}$ и приравняем ее к нулю:

$$\left[\frac{\alpha}{(1+\alpha)^2} \right]' = \frac{(1+\alpha)^2 - 2(1+\alpha)\alpha}{(1+\alpha)^4} = 0.$$

Дроби равна нулю, когда ее числитель равен нулю, т. е.

$$(1+\alpha)^2 - 2(1+\alpha)\alpha = 0;$$

$$1 + 2\alpha + \alpha^2 - 2\alpha - 2\alpha^2 = 0;$$

$$1 - \alpha^2 = 0;$$

$$\alpha = \pm 1$$

($\alpha = -1$ не имеет физического смысла).

Следовательно, транзистор отдает нагрузке максимальную мощность при равенстве сопротивлений нагрузки и выходного сопротивления. Применительно к электронной лампе

$$P_{\max} = \frac{\mu^2 U_c^2}{8R_i} \quad \text{при } R_i = R_a,$$

где R_a — активное сопротивление нагрузки в анодной цепи электронной лампы.

Если сопротивление нагрузки значительно отличается от выходного сопротивления усилительного элемента, то непосредственное включение нагрузки в цепь коллектора транзистора или в цепь анода электронной лампы нецелесообразно, так как в нагрузке выделится малая мощность. Поэтому в усилителях мощности обычно применяется трансформаторное включение нагрузки, обеспечивающее выделение в нагрузке наибольшей неискаженной мощности при любых соотношениях сопротивления нагрузки и выходного сопротивления усилительного элемента (рис. 30, а).

Активное сопротивление нагрузки $R_{к.б}$, на котором выделяется мощность, является суммой активного сопротивления нагрузки $R_{н.б}$, пересчитанного в первичную цепь трансформатора, и активных сопротивлений обмотки трансформатора r_1 и r'_1 (r'_2 —

активное сопротивление вторичной обмотки, пересчитанное в первичную цепь):

$$R_{\text{к}} = \frac{R_{\text{н}}}{n^2} + r_1 + \frac{r_2}{n^2} = R_{\text{н}}' + r_1 + r_2' \quad (91)$$

Сопротивление $R_{\text{н}}'$ обычно составляет не менее нескольких килоом, а сопротивления r_1 и r_2' — всего лишь несколько десятков ом. Поэтому они не оказывают существенного влияния на сопротивление $R_{\text{к}}$. Их можно считать примерно равными $r_1 \approx r_2'$, и выражение для $R_{\text{к}}$ написать так:

$$R_{\text{к}} \approx R_{\text{н}}' + 2r_1 \quad (92)$$

Мощность, выделяемая в сопротивлении нагрузки, определяется уравнением

$$P_2 = \frac{1}{2} I_{m2}^2 R_{\text{н}} = \frac{1}{2} I_{m1}^2 R_{\text{к}} \approx \frac{1}{2} I_{m\text{к}}^2 R_{\text{н}}', \quad (93)$$

где I_{m2} — переменная составляющая тока сигнала во вторичной обмотке трансформатора;

I_{m1} — переменная составляющая тока сигнала в первичной цепи трансформатора.

Коэффициент полезного действия трансформатора можно определить как отношение

$$\eta_{\text{тр}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{R_{\text{н}}'}{2r_1 + R_{\text{н}}'} = \frac{R_{\text{к}} - 2r_1}{R_{\text{к}}} \quad (94)$$

Так как $R_{\text{к}} \gg 2r_1$, то к. п. д. трансформатора велик: у мало-мощных трансформаторов он составляет 0,75—0,8, а у трансформаторов большой мощности достигает 0,95 и более.

Если уравнение (94) решить относительно r_1 , то, подставив полученное значение r_1 в уравнение (92), нетрудно получить расчетную формулу для коэффициента трансформации трансформатора:

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} \eta_{\text{тр}}}} \quad (95)$$

Из этой формулы следует, что если $R_{\text{н}} < R_{\text{к}}$, то трансформатор необходимо выбирать понижающим ($n < 1$).

Поскольку к. п. д. трансформатора близок к 100%, то, написав приближенное равенство $I_1 U_1 \approx I_2 U_2$ и решив его, получим $I_2 = \frac{I_1}{n}$, т. е. $I_2 > I_1$. Значит, в понижающем трансформаторе вторичная обмотка выполняется более толстым проводом, чем первичная.

Применение трансформатора с коэффициентом трансформации $n=1$ (при $R_n=R_{к. б}$) исключает прохождение постоянной составляющей выходного тока по сопротивлению нагрузки.

Повышающий трансформатор применяют тогда, когда сопротивление нагрузки больше выходного сопротивления используемого усилительного элемента.

Однотактные выходные усилители, мощность которых не превышает нескольких ватт, как правило, работают в режиме А. При этом практическое применение находят все три схемы включения транзисторов.

Для получения максимальной мощности на выходе усилителя динамическая характеристика (линия нагрузки CD на рис. 30, ν) должна быть касательной к линии максимально допустимой мощности $P_{к. доп.}$ рассеиваемой коллектором. Наклон линии нагрузки определяется сопротивлением нагрузки переменному току коллектора.

В каскаде с трансформаторным включением нагрузки транзистор по постоянному току нагружен малым активным сопротивлением первичной обмотки трансформатора, которое составляет десятки доли ома.

Если принять, что входной сигнал отсутствует, и пренебречь влиянием R_0 (т. е. считать $R_0=0$), то напряжение на коллекторе будет лишь незначительно отличаться от напряжения источника коллекторного питания. Поэтому линия статической нагрузки (нагрузочная прямая по постоянному току) AB , на которой расположена исходная рабочая точка A , почти вертикальна.

Обычно потери напряжения источника питания в схеме с общим эмиттером на первичной обмотке трансформатора не превышают $(0,1-0,15)E$. Следует также учесть, что $U_{к. э. п}$ не должно превышать значения $0,4U_{к. доп.}$ Поэтому максимальная амплитуда напряжения на коллекторе, соответствующая максимальному значению мощности сигнала на выходе, определяется выражением

$$U_{тк} = U_{к. э. п} - U_{к. мин} = E - 0,1E - U_{к. мин}. \quad (96)$$

Максимальное напряжение на коллекторе равно

$$U_{к. макс} = 2U_{тк} + U_{к. мин} \leq U_{к. доп.}$$

Сопротивление нагрузки $R_{к.}$, пересчитанное в первичную цепь трансформатора, определяется отношением

$$R_{к.} = \frac{U_{тк}}{I_{тк}}. \quad (97)$$

Мощность, выделяемая в нагрузке, с учетом к. п. д. трансформатора составляет

$$P = \eta_{тр} \cdot \frac{1}{2} U_{тк} I_{тк} = \frac{1}{2} I_{тк}^2 R_{к.} \eta_{тр}. \quad (98)$$

Если предположить, что $\eta_{\text{тр}} \approx 100\%$, $U_{\text{мк}} \approx \frac{1}{2} U_{\text{к. доп}}$, $I_{\text{мк}} \approx \frac{1}{2} \times$
 $\times I_{\text{к. доп}}$, то

$$P_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{к. доп}} I_{\text{к. доп}}}{8}. \quad (99)$$

Мощность, потребляемая каскадом от источника питания $P_0 = EI_{\text{к. п}}$, не зависит от значения входного сигнала.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе, равна

$$P_{\text{к}} = P_0 - P \leq P_{\text{к. доп}}. \quad (100)$$

Наибольшая мощность на коллекторе рассеивается в режиме покоя, когда $P = 0$.

Наиболее распространенной схемой однотактного усилителя мощности по-прежнему остается схема с общим эмиттером (см. рис. 30, *a*), у которой коэффициент усиления по мощности достигает нескольких тысяч.

Эту схему обычно применяют с согласующим трансформатором T_p . Для уменьшения габаритов и массы иногда вместо трансформатора используют согласующий автотрансформатор. При токах эмиттера 1 А и более (в мощных усилительных каскадах) в схему усилителя не включают элементы R_3 и C_3 , так как при большом токе эмиттера сопротивление R_3 окажется низкоомным и конденсатор C_3 придется выбирать недопустимо большой емкости. В этом случае вместо сопротивления делителя R_2 включают диод, что обеспечивает необходимое смещение на базе при достаточно хорошей стабильности режима.

Уровень нелинейных искажений в схеме с общим эмиттером сравнительно велик. Нелинейные искажения обусловлены нелинейной зависимостью входного тока от входного напряжения и непостоянством коэффициента передачи тока (с ростом тока эмиттера коэффициент передачи тока падает), вследствие чего амплитуды положительного и отрицательного полупериодов тока коллектора становятся неодинаковыми, что вызывает появление в основном четных гармоник на выходе усилителя.

Коэффициент полезного действия усилителя зависит от значений питающих напряжений и типа применяемых транзисторов.

Так, при включении германиевых транзисторов по схеме с общим эмиттером к. п. д. достигает 40—45% при напряжении источника питания 20—25 В и снижается до 25—30% по мере снижения напряжения источника коллекторного питания до единиц вольт.

Схема усилителя мощности с общей базой (рис. 31, *a*) применяется реже, так как она требует для возбуждения усилителя входную мощность, в β раз большую, чем схема с общим эмиттером. Кроме того, вследствие малого входного сопротивления

в схеме с общей базой, как правило, приходится применять трансформатор для согласования с большим выходным сопротивлением предыдущего каскада.

Конденсатор C обеспечивает заземление базы по частоте сигнала. Тем не менее эта схема позволяет получать меньшие нелинейные искажения по сравнению со схемой с общим эмиттером. Режим работы каскада меняется незначительно при изменении температуры и при замене транзистора (так как коэффициент усиления не зависит от α).

Схема с общим коллектором применяется весьма редко, но имеет свои преимущества перед схемами, рассмотренными ранее. Она позволяет включать нагрузку непосредственно в эмиттерную цепь благодаря своему малому выходному сопротивлению. На рис. 31, б приведена схема усилителя мощности с эмит-

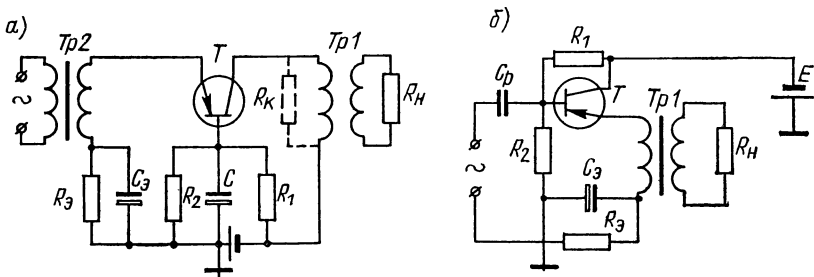


Рис. 31. Схемы однотактных усилителей мощности: а — с общей базой; б — с общим коллектором.

терным включением нагрузки через согласующий трансформатор.

Омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора играет роль эмиттерного сопротивления, поэтому элементы схемы C_3 , R_3 могут в схеме отсутствовать. Сопротивления делителя должны быть подобраны так, чтобы обеспечивалась стабильность рабочей точки. Глубокая отрицательная обратная связь снижает нелинейные и частотные искажения или, иначе, при заданных значениях искажений снижает требования к конструкции трансформатора.

Недостатком этой схемы является необходимость значительного увеличения амплитуды входного сигнала для получения на выходе такого же значения, как и в схемах с включением мощности нагрузки в цепь коллектора.

Следует заметить, что схему усилителя мощности с катодной нагрузкой, выполненную на экранированной лампе (обладающей, как известно, большей чувствительностью и к. п. д. по сравнению с триодом), применять нецелесообразно, так как с подключением экранной сетки к источнику анодного питания между нею и катодом начинает действовать такое же переменное

напряжение, как и между анодом и катодом, т. е. пентод (или тетрод) при этом работает в режиме триодного включения и теряет тем самым указанные выше преимущества.

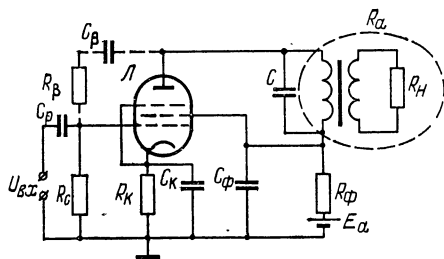
В схемах усилителей мощности, выполненных на экранированных лампах с заземленным катодом (рис. 32), к первичной обмотке согласующего трансформатора всегда подключается шунтирующий ее конденсатор.

Потребность в этом конденсаторе объясняется тем, что внутреннее сопротивление пентода велико: намного больше сопротивления нагрузки $R_a \approx R'_H + r_1 + r'_2 = (0,1 \div 0,4) R_i$. (Последнее условие необходимо для обеспечения минимальных нелинейных искажений.) Поэтому если нагрузкой является динамик, то в области верхних звуковых частот сказывается влияние индуктивности звуковой катушки динамика.

Сопrotивление нагрузки увеличивается и становится комплексным. Ток же при этом остается неизменным, так как его значение определяется главным образом внутренним сопротивлением пентода.

В увеличенном сопротивлении нагрузки выделяется большая мощность полезного сигнала. Поэтому в схемах усилителей мощности, выполненных на лучевых тетрадах и пентодах, первичную обмотку выходного трансформатора всегда шунтируют конденсатором емкостью 3—5 тыс. пФ. При этом возрастание сопротивления нагрузки в области верхних звуковых частот компенсируется уменьшающимся сопротивлением шунтирующего конденсатора.

Рис. 32. Схема однотактного усилителя мощности на пентоде.



Второй особенностью схемы является непосредственное подключение экранной сетки к источнику анодного питания, причем напряжение на экранной сетке на несколько вольт (обычно на 5—10 В) выше напряжения на аноде.

Целесообразность такого подключения экранной сетки объясняется тем, что увеличение напряжения на ней приводит к увеличению крутизны S анодно-сеточной характеристики и одновременному уменьшению внутреннего сопротивления R_i (при почти неизменном значении μ). Наряду с этим повышается чувствительность каскада в целом, что позволяет получить прежнее значение выходной мощности при меньшем значении амплитуды входного сигнала.

При случайном сбросе нагрузки (выключении R_H) резко возрастает амплитуда переменной составляющей анодного напряжения (происходит увеличение сопротивления R_a). Если подача

входного сигнала при этом не прекратится, то произойдет пробой ламповой панели между электродами или секций первичной обмотки трансформатора. Чтобы уменьшить опасность повреждений в схеме, обусловленную изменением нагрузки, применяют глубокую отрицательную обратную связь по напряжению (на рис. 32 цепь обратной связи $R_{\beta}C_{\beta}$ показана штриховой линией), которая, как известно, стабилизирует выходное напряжение при изменении сопротивления нагрузки.

В усилителях мощности, выполненных на триодах, в условиях практики значение коэффициента $\alpha = \frac{R_a}{R_i}$ выбирают равным 2—5. При этом наблюдается резкое снижение коэффициента нелинейных искажений, выходная же колебательная мощность падает всего лишь на 10—12%. А так как коэффициент полезного действия в этом случае практически составляет 16—20%, то можно написать очевидное приближенное равенство, позволяющее определить мощность, на которую должна быть рассчитана лампа оконечного каскада:

$$P = \frac{P_n}{(5 \div 6) \eta_{\text{тр}}}, \quad (101)$$

где P_n — мощность в нагрузке, которую должна обеспечить электронная лампа при данном к. п. д. трансформатора.

Малый коэффициент полезного действия, наличие подмагничивания, которое вызывает необходимость увеличения габаритов выходного трансформатора, наличие фона переменного тока на выходе (при малой степени фильтрации выпрямленного напряжения и использовании в качестве нагрузки динамика) в ряде случаев ограничивают область практического применения одноконтных усилителей мощности.

§ 15. ДВУХТАКТНЫЕ ВЫХОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ В РЕЖИМАХ А И В

Часто требуемая выходная мощность превышает выходную мощность, которую может отдать нагрузке усилительный элемент при работе в одноконтной схеме. Использование же более мощных усилительных элементов усложнило бы конструкцию и потребовало бы более высоковольтного источника питания, что в большинстве случаев в многокаскадных установках крайне нежелательно.

Применение параллельного подключения n усилительных элементов позволяет получить в n раз большую выходную мощность, но к. п. д. усилителя мощности по-прежнему остается низким, подмагничивание сохраняется (последнее вызывает резкое возрастание нелинейных искажений или требует увеличения габаритов и массы выходного трансформатора),

мощность, потребляемая от источника питания, остается большой.

Наибольшее распространение получил весьма эффективный способ увеличения выходной мощности путем последовательного соединения усилительных элементов и создания так называемых двухтактных усилителей мощности.

В двухтактной схеме используются минимум два идентичных транзистора, каждый из которых со своими цепями образует

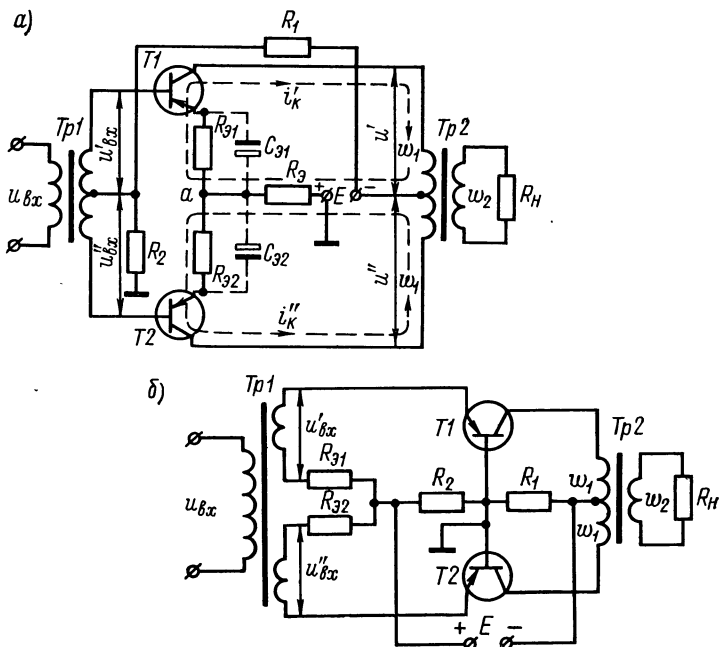


Рис. 33. Схемы двухтактных усилителей мощности в режиме А при включении транзисторов с общим эмиттером (а) и с общей базой (б).

«плечо двухтактного усилителя». При этом ряд элементов схемы может быть общим для обоих плеч. На рис. 33 приведены схемы двухтактных усилителей мощности.

Делитель $R_1 - R_2$ обеспечивает подачу смещения на базы транзисторов: подбором значений сопротивлений R_{31} и R_{32} добиваются симметрии плеч схем. Для устранения обратной связи эти сопротивления могут быть зашунтированы конденсаторами C_{31} и C_{32} (рис. 33, а). Вторичная обмотка входного трансформатора имеет вывод со средней точки, которая соединена с источником смещения (делителем); концы же вторичной обмотки в схеме с общими эмиттерами соединены с базами транзисторов. Такое подключение входного трансформатора позволяет полу-

чить на входе двухтактного усилителя мощности два равных по значению и противоположных по фазе входных сигнала $u'_{\text{вх}} = u'_{\text{б.э}}$ и $u''_{\text{вх}} = u''_{\text{б.э}}$.

Напряжение на коллекторы транзисторов $T1$ и $T2$ подаются через среднюю точку первичной обмотки выходного трансформатора. Таким образом, схемы двухтактного усилителя мощности симметричны. Поэтому при отсутствии входного сигнала коллекторные токи транзисторов одинаковы и, протекая по первичной обмотке трансформатора в противоположных направлениях, создают в сердечнике трансформатора равные и противоположно направленные магнитные потоки, которые взаимно компенсируются. Таким образом, в двухтактной схеме отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора.

Кроме того, при пульсации выпрямленного напряжения на выходе двухтактного усилителя отсутствует фон переменного тока, так как при пульсации происходит одновременное увеличение (или уменьшение) коллекторных токов обоих транзисторов.

При наличии входного сигнала на участках база — эмиттер транзисторов (см. рис. 33, а) кроме напряжений смещения действуют следующие напряжения:

$$u'_{\text{вх}} = U'_{\text{мб.э}} \cos \omega t; \quad u''_{\text{вх}} = U'_{\text{мб.э}} \cos (\omega t + 180^\circ),$$

где $U'_{\text{мб.э}} = U''_{\text{мб.э}}$.

При этом если мгновенное значение пульсирующего коллекторного тока транзистора $T1$ определяется уравнением

$$i'_k = I'_{\text{к.п}} + I'_{\text{мк1}} \cos \omega t + I'_{\text{мк2}} \cos 2\omega t + I'_{\text{мк3}} \cos 3\omega t + \dots,$$

то гармонические составляющие коллекторного тока транзистора $T2$ будут сдвинуты по отношению к гармоническим составляющим тока первого транзистора на время $t = \frac{T}{2}$. Тогда уравнение для мгновенного значения коллекторного тока транзистора $T2$ примет вид

$$i''_k = I''_{\text{к.п}} + I''_{\text{мк1}} \cos \omega \left(t + \frac{T}{2} \right) + I''_{\text{мк2}} \cos 2\omega \left(t + \frac{T}{2} \right) + I''_{\text{мк3}} \cos 3\omega \left(t + \frac{T}{2} \right) + \dots$$

Если учесть, что $\omega = \frac{2\pi}{T}$, то

$$i''_k = I''_{\text{к.п}} + I''_{\text{мк1}} \cos (\omega t + \pi) + I''_{\text{мк2}} \cos (2\omega t + 2\pi) + I''_{\text{мк3}} \cos (3\omega t + 3\pi) + \dots = I''_{\text{к.п}} - I''_{\text{мк1}} \cos \omega t + I''_{\text{мк2}} \cos 2\omega t - I''_{\text{мк3}} \cos 3\omega t + \dots$$

Определим составляющие суммарного коллекторного тока i_{Σ} , который протекает в общем проводе источника питания в схеме с общими эмиттерами на участке: точка a , сопротивление смещения $R_{\text{э}}$, источник коллекторного питания E , средняя точка первичной обмотки трансформатора $Tp2$:

$$i_{\Sigma} = i'_{\text{к}} + i''_{\text{к}} = I'_{\text{к. п}} + I'_{\text{mk1}} \cos \omega t + I'_{\text{mk2}} \cos 2\omega t + I'_{\text{mk3}} \cos 3\omega t + I''_{\text{к. п}} - I''_{\text{mk1}} \cos \omega t + I''_{\text{mk2}} \cos 2\omega t - I''_{\text{mk3}} \cos 3\omega t + \dots$$

При полной симметрии схемы и идентичности транзисторов

$$I'_{\text{к. п}} = I'_{\text{к. п}} = I_{\text{к. п}}; \quad I''_{\text{mk1}} = I'_{\text{mk1}} = I_{\text{mk1}};$$

$$I''_{\text{mk2}} = I'_{\text{mk2}} = I_{\text{mk2}}; \quad I''_{\text{mk3}} = I'_{\text{mk3}} = I_{\text{mk3}}; \dots$$

Тогда

$$i_{\Sigma} = 2I_{\text{к. п}} + 2I_{\text{mk2}} \cos 2\omega t + \dots$$

Следовательно, в питающем проводе протекают только постоянные составляющие коллекторных токов транзисторов и их четные гармоники. По отношению к токам нечетных гармоник питающий провод является составной частью замкнутой электрической цепи, в которой нечетные гармоники складываются и взаимно компенсируются, будучи сдвинутыми по фазе на 180° .

Компенсация токов сигнала в питающей цепи уменьшает паразитные межкаскадные связи через источники питания, позволяет упростить и удешевить развязывающие фильтры. В практических схемах усилителей часто отсутствуют шунтирующие конденсаторы в цепях смещения (см. рис. 33, a), отсутствует конденсатор $C_{\text{э}}$, шунтирующий резистор $R_{\text{э}}$, что приводит к появлению в схеме отрицательной обратной связи, дополнительно симметрирующей схему.

Магнитный поток Φ в сердечнике выходного трансформатора пропорционален разности мгновенных значений коллекторных токов транзисторов:

$$\Phi = \varphi (i'_{\text{к}} - i''_{\text{к}}).$$

При симметрии плеч и идентичных транзисторах

$$\Phi = \varphi (I'_{\text{mk1}} \cos \omega t + I''_{\text{mk1}} \cos \omega t + I'_{\text{mk3}} \cos 3\omega t + I''_{\text{mk3}} \cos 3\omega t + \dots),$$

т. е. магнитный поток в сердечнике трансформатора создают только нечетные гармонические составляющие коллекторных токов транзисторов. Четные гармонические составляющие коллекторных токов транзисторов образуют в плечах трансформатора равные встречные магнитные потоки, взаимно компенсирующие друг друга. Отсутствие четных гармонических составляющих

щих на выходе двухтактного усилителя вызывает значительное уменьшение нелинейных искажений.

Токи нечетных гармоник проходят по половинам первичной обмотки выходного трансформатора, находящихся в разных плечах усилителя, поэтому при симметрии и совместной работе плеч ток основной частоты (частоты входного сигнала) в первичной обмотке выходного трансформатора равен коллекторному току основной частоты любого плеча усилителя:

$$i_1 = I'_{mk1} \cos \omega t = I''_{mk1} \cos \omega t = I_{mk1} \cos \omega t.$$

Напряжение основной частоты на первичной обмотке выходного трансформатора является суммой напряжений u' и u'' :

$$u_1 = u' + u'' = U'_{m1} \cos \omega t + U''_{m1} \cos \omega t = 2U_{m1} \cos \omega t.$$

Тогда мгновенные значения напряжения и тока частот сигнала на вторичной обмотке выходного трансформатора (на нагрузке) определяются уравнениями

$$u_n = 2U_{m1}n \cos \omega t;$$

$$i_n = I_{mk1} \frac{1}{n} \cos \omega t,$$

где $n = \frac{\omega}{\omega_1}$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора, отнесенный к плечу.

При этом мощность на выходе двухтактного усилителя по сравнению с подобным однотактным возрастает в два раза:

$$P_{\text{вых}} = P_{R_n} = \eta_{\text{тр}} U_{m1} I_{mk1}. \quad (102)$$

Так как напряжение на нагрузке увеличилось в два раза, а ток остался прежним, то сопротивление, приведенное к каждой полуобмотке выходного трансформатора, окажется в два раза бóльшим $\left(R'_n = \frac{2U_{m1}}{I_{mk1}} = 2n^2 R_n \right)$, наклон динамической характеристики уменьшится, выходная мощность станет ниже.

Чтобы каждое плечо усилителя (а значит, и весь усилитель) обеспечило в нагрузке максимальную мощность сигнала (исходная рабочая точка должна находиться в точке касания коллекторной динамической характеристики с линией допустимой мощности, рассеиваемой коллектором), необходимо коэффициент трансформации уменьшить в $\sqrt{2}$ раз:

$$n = \sqrt{\frac{R'_n}{2R_n}}. \quad (103)$$

Режим А в двухтактных усилителях малой мощности находит практическое применение лишь при необходимости иметь особенно низкие значения коэффициента нелинейных искажений.

Двухтактный усилитель мощности, выполненный по схеме с общей базой (рис. 33, б), обладает меньшими нелинейными искажениями, чем соответствующий усилитель с общим эмиттером. Во всех остальных случаях использование режима А нежелательно из-за низкого к. п. д. всей схемы.

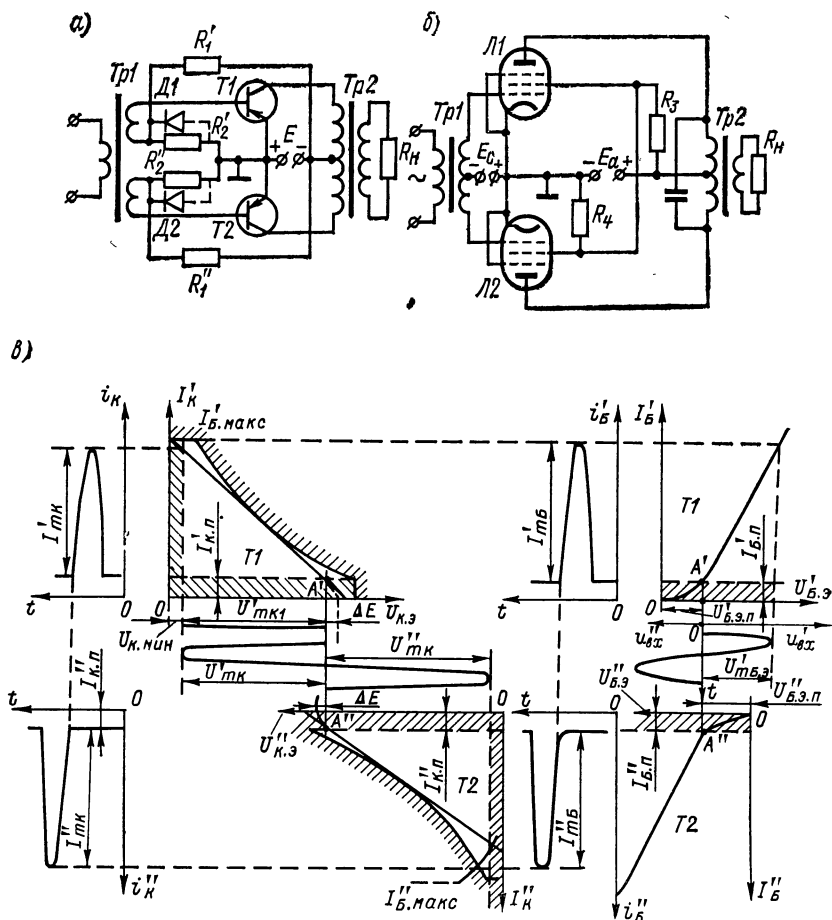


Рис. 34. Двухтактный усилитель мощности в режиме В: а — схема при включении транзисторов с общим эмиттером; б — схема на пентодах; в — графики работы.

Значительно большее практическое применение находят двухтактные усилители, работающие в режиме В. Выходная мощность таких усилителей может составлять сотни и даже тысячи ватт при к. п. д., достигающем до 60—70%.

На рис. 34, а и б приведены схемы двухтактных усилителей мощности, выполненных на транзисторах и электронных лампах.

Как указывалось в § 5, в режиме В в коллекторной (анодной) цепи допускается прохождение некоторого небольшого тока покоя. Это хотя и уменьшает экономичность схемы, но снижает и нелинейные искажения, так как работа транзистора в таком режиме будет осуществляться на более прямолинейном участке характеристики усилительного элемента.

В схеме, приведенной на рис. 34, а, токи делителей, протекающие по цепям $R'_1 - R'_2$ и $R''_1 - R''_2$, создают на резисторах R'_2 и R''_2 напряжения $U'_{б.э.п}$ и $U''_{б.э.п}$ (рис. 34, в), которые при соответствующем напряжении источника коллекторного питания E определяют положение исходных рабочих точек A' и A'' на входной динамической характеристике.

Температурная стабилизация выбранного режима в этой схеме может осуществляться с помощью диодов $D1$ и $D2$, подключаемых параллельно резисторам R'_2 и R''_2 . По мере роста окружающей температуры появляется тенденция к увеличению коллекторных токов транзисторов, однако коллекторный ток остается неизменным, так как вследствие уменьшения внутреннего сопротивления диодов $D1$ и $D2$ уменьшается сопротивление электрических цепей, состоящих из параллельного соединения диода и резистора, и напряжение прямого перехода между эмиттером и базой становится меньше.

При поступлении на вход усилителя двух равных и противофазных напряжений сигнала $u'_{вх}$ и $u''_{вх}$ в течение первого полупериода работает один транзистор, а в течение второго полупериода — другой транзистор. За полный период входного сигнала через первичную обмотку выходного трансформатора пройдут два импульса коллекторных токов, вызывающие в нагрузке ток, совпадающий с формой входного тока.

Воспользовавшись нагрузочными характеристиками, приведенными на рис. 34, в, можно определить основные показатели, характеризующие работу двухтактного усилителя в режиме В.

Мощность на выходе каскада:

$$P_{\text{вых}} = \frac{I'_{мк} U'_{мк}}{2} = \frac{I''_{мк} U''_{мк}}{2}. \quad (104)$$

Сопротивление одного плеча каскада для переменной составляющей коллекторного тока:

$$R_{\sim} = 2 \frac{U'_{мк}}{I'_{мк}} = 2 \frac{U''_{мк}}{I''_{мк}}. \quad (105)$$

Входное сопротивление одного плеча каскада (без учета влияния делителя в цепи базы):

$$R_{\text{вх}} = 2 \frac{U'_{мб.э}}{I'_{мб}} = 2 \frac{U''_{мб.э}}{I''_{мб}}. \quad (106)$$

По сравнению с двухтактной схемой в режиме А выходное и входное сопротивления оказываются в 2 раза больше. Это объясняется тем, что токи во входной и выходной цепях в режиме В проходят в течение полупериода (ток за период оказывается в 2 раза меньше).

Мощность, рассеиваемая на каждом транзисторе:

$$P_{к. т} = EI_{ср} - \frac{P_{в\text{ых}}}{2} \leq P_{к. доп}, \quad (107)$$

где $I_{ср} = \frac{I_{мк}^1}{\pi}$.

Мощность сигнала на входе усилителя:

$$P_{вх} = \frac{U'_{мб. э} I'_{мб}}{2} = \frac{U''_{мб. э} I''_{мб}}{2}. \quad (108)$$

В схеме двухтактного усилителя на пентодах (рис. 34, б) напряжение смещения E_c подается от постороннего источника смещения. Питание экранирующих сеток осуществляется через делитель напряжения $R_3 - R_4$.

Напряжение на экранирующие сетки снимается с резистора R_4 . Оно определяется током делителя, а не средними значениями токов экранирующих сеток. Такая схема питания менее экономична, но обеспечивает более стабильную работу каскада.

Усилительный каскад, предшествующий двухтактному усилителю, должен обеспечить подачу на его вход двух равных и противофазных напряжений сигнала. Наиболее просто эта задача решается с помощью трансформаторного каскада усиления, нагрузкой которого является трансформатор с выходом от середины вторичной обмотки (на рис. 33 и 34 трансформатор TrI). Такие входные трансформаторы позволяют обеспечить согласование любого источника напряжения сигнала с симметричным входом двухтактного усилителя.

Однако применение трансформатора с отводом от средней электрической точки связано с повышением стоимости установки, увеличением ее массы и появлением дополнительных искажений, вносимых трансформатором.

Схемы усилителей, позволяющие получить на выходе два напряжения, равные по значению и противоположные по фазе, называются инверсными.

Наиболее простой и вместе с тем весьма распространенной является инверсная схема с разделенной нагрузкой (рис. 35, а).

При подаче на вход схемы переменного сигнала на коллекторе и эмиттере образуются два противофазных напряжения. Нагрузкой для переменных сигналов в цепи эмиттера является

сопротивление $R_{э\sim}$, представляющее собой параллельное соединение сопротивлений $R_э$ и $R''_{ВХ}$:

$$R_{э\sim} = \frac{R_э R''_{ВХ}}{R_э + R''_{ВХ}}.$$

Аналогичное выражение можно написать и для цепи коллектора:

$$R_{к\sim} = \frac{R_к R'_{ВХ}}{R_к + R'_{ВХ}}.$$

Напряжения на выходе $u'_{ВЫХ}$ и $u''_{ВЫХ}$ будут равны, если $R_{э\sim} = (0,92 \div 0,98) R_{к\sim}$ (по сопротивлению $R_{э\sim}$ проходит ток эмит-

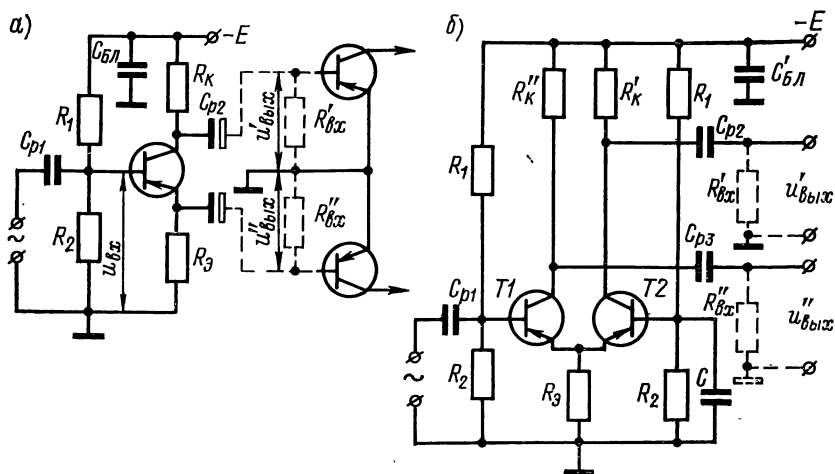


Рис. 35. Инверсные схемы: а — с разделенной нагрузкой; б — с эмиттерной связью.

тера, несколько превышающий ток коллектора, который проходит по сопротивлению $R_{к\sim}$).

По эмиттерному выходу инверсный каскад с разделенной нагрузкой является эмиттерным повторителем, поэтому амплитуда напряжения $U''_{тВЫХ} < U_{тВХ}$. Если учесть, что $R_{э\sim} \approx R_{к\sim}$, то аналогично можно записать, что $U'_{тВЫХ} < U_{тВХ}$.

Следовательно, рассматриваемый инверсный каскад повторяет значение входного напряжения по эмиттерному выходу, а по коллекторному выходу, повторяя значение входного напряжения, изменяет его фазу на 180° .

Схема инверсного каскада с эмиттерной связью между транзисторами, приведенная на рис. 35, б, обладает большим входным сопротивлением (примерно в два раза превышающим

входное сопротивление усилителя с общим эмиттером). Отрицательная обратная связь, создающаяся в схеме за счет сопротивления $R_э$, улучшает качественные показатели инверсного каскада. Транзистор $T1$ работает как усилитель, собранный по схеме с общим эмиттером и с большой отрицательной обратной связью, а транзистор $T2$ — как усилитель с общей базой.

При увеличении эмиттерного тока транзистора $T1$ возрастает напряжение на $R_э$, в результате чего происходит уменьшение эмиттерного тока транзистора $T2$.

Изменяя значения $R_э$, можно не только регулировать отрицательную обратную связь, но и добиться полного равенства напряжений $u'_{\text{вых}}$ и $u''_{\text{вых}}$.

Сопротивление $R_э$ обычно меньше сопротивлений R'_K и R''_K ,

поэтому $U'_{\text{твых}} = U''_{\text{твых}} > U_{\text{твх}}$, т. е. в схеме имеет место усиление входного сигнала.

§ 16. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Назначение и особенности усилителей постоянного тока

Усилителями постоянного тока (УПТ) называют усилители на сопротивлениях, сохраняющие постоянство усилительных свойств при уменьшении частоты входного сигнала вплоть до нуля. Подобные входные сигналы вырабатывают различного типа датчики — чувствительные элементы, реагирующие на изменения того или иного параметра, требующего автоматического регулирования.

Усилители постоянного тока позволяют производить над входными сигналами различные математические операции, поэтому их иногда называют операционными или решающими усилителями. Они находят широкое применение не только в схемах автоматических устройств, но и в различной измерительной аппаратуре (ламповых вольтметрах, осциллографах и т. д.).

В УПТ используют гальваническую связь между каскадами (гальванической называется электрическая цепь, по которой может протекать постоянный ток, т. е. цепь, не разрываемая для постоянного тока конденсатором или трансформатором).

Хорошо передавая перепады потенциалов и медленные изменения токов, гальваническая обратная связь между каскадами затрудняет установку заданного режима работы усилительного элемента и обуславливает нестабильность работы усилителя. Обеспечение высокой стабильности работы усилителя при изменении напряжений источников питания, температуры окружающей среды, режимов работы усилительных элементов и их параметров является сложной задачей, которую приходится решать при проектировании УПТ.

Любые, даже очень медленные, изменения перечисленных величин приводят к соответствующим изменениям токов, которые через цепи гальванической связи передаются к выходу усилителя и вызывают либо появление выходного напряжения (при отсутствии входного сигнала), либо изменения напряжения на выходе усилителя.

Максимальное отклонение выходного напряжения от его номинального значения, не связанное с входным сигналом, но обусловленное внутренними процессами в усилителе, называют абсолютным дрейфом нуля усилителя $U_{др. вых}$.

Приведенный к входу дрейф нуля усилителя $U_{др. вх}$ определяется отношением абсолютного дрейфа к коэффициенту усиления усилителя по напряжению:

$$U_{др. вх} = \frac{U_{др. вых}}{K_u}. \quad (109)$$

Приведенный к входу дрейф нуля не зависит от коэффициента усиления. Величина $U_{др. вх}$ ограничивает минимальный различимый входной сигнал, т. е. определяет чувствительность усилителя.

Схемы УПТ

У транзисторных усилителей большое значение имеет температурный дрейф. При отсутствии температурной компенсации изменение окружающей температуры на 10—15°C может вызвать изменение выходного тока в 1,5—2 раза. Поэтому схемы стабилизации тока коллектора, приведенные в § 9, имеют непосредственное отношение к схемам УПТ. На рис. 36, а приведена простейшая схема двухкаскадного УПТ с непосредственной (прямой) связью между каскадами. Потенциал базы транзистора $T1$ отличается от потенциала шасси. Поэтому если источник сигнала подключить между базой и шасси, то через него будет протекать постоянный ток. Действие потенциала базы на источник сигнала можно компенсировать включением делителя $R_3—R_4$, при этом должно выполняться условие $U_{R_4} = U_{R_2}$.

Вместо сопротивления R_4 в схему можно включить стабилитрон, специально подобранный по номинальному рабочему напряжению.

Компенсация потенциала коллектора осуществляется с помощью делителя $R_5—R_6$, поэтому при $U_{вх} = 0$ напряжение на выходе отсутствует.

Для согласования потенциала коллектора транзистора $T1$ с потенциалом базы транзистора $T2$ (при отсутствии входного сигнала) в эмиттерную цепь включен резистор R_7'' , который

одновременно стабилизирует режим работы транзистора T_2 . Напряжение источника питания выбирается из условия

$$E \approx I_{\text{э}1}R'_3 + U_{\text{к.э}1} + U_{\text{к.э}2} + I_{\text{к}2}R''_{\text{к}}.$$

Потенциал коллектора транзистора T_2 должен быть более отрицателен, чем потенциал коллектора T_1 . Следовательно, $R''_{\text{к}} < R'_{\text{к}}$, а $R''_{\text{э}} > R'_{\text{э}}$. Резисторы R'_3 , R''_3 осуществляют не только

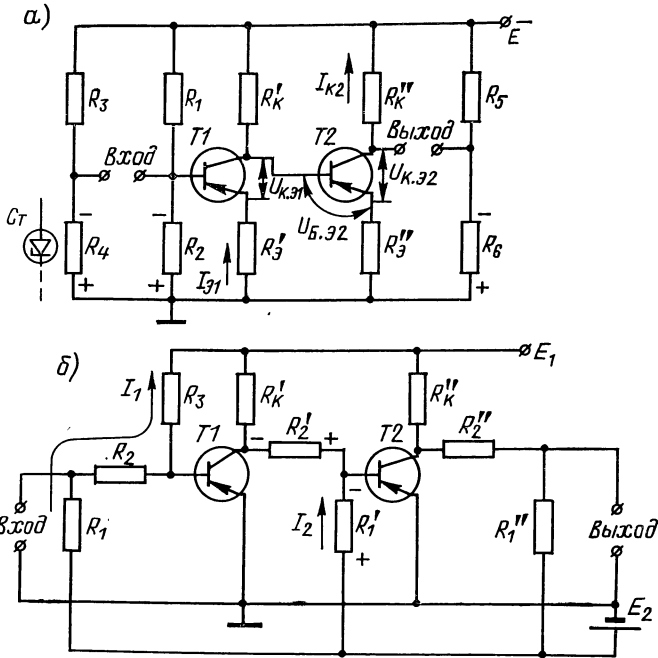


Рис. 36. Схемы двухкаскадных усилителей постоянного тока: а — с непосредственной связью; б — с потенциметрической связью.

стабилизацию исходной рабочей точки, но и обеспечивают в каждом каскаде отрицательную обратную связь по току, снижающую коэффициент усиления. Недостатком схемы является отсутствие общего провода между входной и выходной цепями.

Действительно, если заземлить один из выходных зажимов усилителя, то источник входного сигнала окажется под потенциалом относительно земли.

На рис. 36, б приведена схема двухкаскадного УПТ с потенциметрической межкаскадной связью. В этой схеме входная и выходная цепи имеют общий провод. В схему введен второй источник питания. Цепочки $R_1-R_2-R_3$, $R'_1-R'_2-R'_{\text{к}}$ и $R'_1-R''_2-$

R''_K подключены к обоим источникам питания. Поэтому если по цепочке $R_1—R_2—R_3$ будет проходить ток I_1 , который на сопротивлении R_1 создает напряжение $U_{R_1}=E_2$, то через источник сигнала постоянный ток протекать не будет. Напряжение на резисторе R_2 является напряжением смещения на базе транзистора $T1$.

Чтобы постоянный отрицательный потенциал с коллектора $T1$ не поступал на базу транзистора $T2$, необходимо чтобы ток I_2 , протекающий по цепочке $R'_1—R'_2—R'_K$, на резисторе R'_2 создал напряжение, равное напряжению $U_{к.э.п}$ транзистора $T1$. Тогда потенциал базы транзистора $T2$ будет определяться напряжением смещения $U_{б.э.п}=I_1R'_1$. Аналогично напряжение на резисторе R'_2 компенсирует отрицательный потенциал коллектора транзистора $T2$. Сопротивление резистора R'_1 должно быть намного меньше сопротивления нагрузки, чтобы ее подключение не изменило режима работы последнего каскада усилителя.

Недостатком потенциометрической схемы связи является в 1,5—2 раза меньший коэффициент усиления по сравнению со схемой при непосредственной связи между каскадами.

В связи с тем, что часть напряжения входного сигнала теряется на резисторах R_2 , R'_2 и R''_2 , а сопротивления нагрузки транзисторов зашунтированы потенциометрами, коэффициент усиления этой схемы в 1,5—2 раза меньше, чем у предыдущей. Последнее является существенным недостатком потенциометрической схемы связи.

Способы снижения дрейфа нуля

Отрицательная обратная связь, снижая дрейф нуля, резко снижает усиление. Поэтому применение отрицательной обратной связи целесообразно лишь в УПТ с большим запасом усиления. Для снижения температурного дрейфа нуля применяются схемы взаимной компенсации дрейфа, в которых используются нелинейные термозависимые сопротивления, и специальные мостовые балансные каскады.

В УПТ с термозависимыми нелинейными сопротивлениями (рис. 37, *a*) в качестве R_T могут быть использованы терморезисторы, варисторы, полупроводниковые диоды и кремниевые стабилитроны.

Сопротивление R_T вместе с сопротивлениями R_2 и R_1 являются нагрузкой первого каскада и сопротивлением смещения — второго. С повышением температуры напряжение на R_T увеличивается, потенциал базы транзистора $T2$ повышается, что создает условия для уменьшения тока в нагрузке транзистора $T2$. Если изменение потенциала базы транзистора $T2$ и повышение окружающей температуры вызовут равные и обратные изменения

коллекторного тока транзистора $T2$, то ток в нагрузке сохранит прежнее значение.

Чтобы обеспечить более полную компенсацию, для каждой пары транзисторов подбирают необходимую характеристику компенсирующего элемента. Для этого цепь компенсации заменяют переменным сопротивлением, и далее при изменениях температуры изменяется сопротивление, при котором ток в нагрузке остается неизменным. По полученной зависимости $R = \varphi(t^\circ)$ подбирают компенсирующий элемент. Так как обычно не удается подобрать термозависимый элемент с требуемой характери-

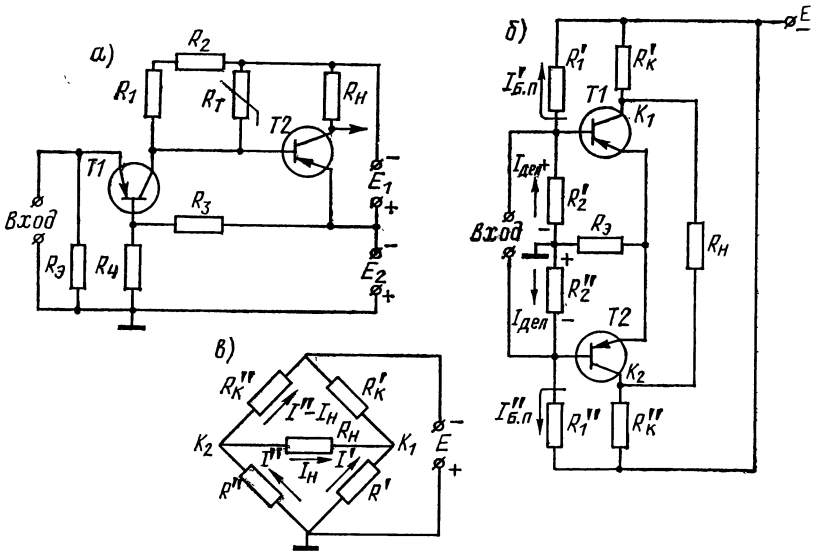


Рис. 37. Усилители постоянного тока с малым дрейфом нуля: а — схема с термозависимым нелинейным сопротивлением; б — балансная схема; в — эквивалентная схема балансного усилителя.

кой, то в цепь компенсации включают дополнительные сопротивления R_1 и R_2 , с помощью которых добиваются максимального приближения реальной характеристики компенсационной цепи к заданной характеристике.

Схемы с термозависимыми нелинейными сопротивлениями снижают дрейф нуля в 10 и более раз лишь при малых изменениях температуры и требуют много времени на регулировку.

На рис. 37, б приведена балансная схема усилителя на транзисторах с симметричным входом и выходом. При симметричном входе (выходе) ни один из входных (выходных) зажимов не соединен с общим проводом («землей»), а входные (выходные) сопротивления каждого из зажимов по отношению к общему проводу одинаковы.

Транзисторы $T1$ и $T2$ составляют два плеча моста, а их сопротивление нагрузок R'_K и R''_K — два других плеча. В одну диагональ моста включен источник питания, а в другую — нагрузка. Поэтому изменения напряжения источника питания, а также одновременные одинаковые изменения коллекторных токов транзисторов не вызывают изменения тока в нагрузке.

В эквивалентной схеме балансного каскада (рис. 37, в) сопротивление транзисторов и относящиеся к ним цепи смещения обозначены R' и R'' . Воспользовавшись законами Кирхгофа, составим уравнения

$$I''R'' + I_H R_H - I'R' = 0;$$

$$I'R' + (I'' - I_H)R_K = I'R' + (I' + I_H)R'_K,$$

решив которые, можно определить ток в нагрузке

$$I_H = \frac{I''R'_K - I'R'_K}{R''_K + R'_K + R_H}. \quad (110)$$

Так как основной причиной дрейфа тока в нагрузке является нестабильность токов I_{K0} , поэтому, установив зависимость токов I' и I'' от соответствующих изменений токов I'_{K0} и I''_{K0} , можно оценить изменения тока нагрузки.

Для каждой половины схемы можно написать

$$\frac{\Delta I'}{\Delta I'_{K0}} = S'; \quad \frac{\Delta I''}{\Delta I''_{K0}} = S'', \quad (111)$$

где $\Delta I'_{K0}$ и $\Delta I''_{K0}$ — изменения коллекторных токов транзисторов при изменении температуры в заданных пределах;

S' и S'' — коэффициенты стабилизации соответствующих половин балансной схемы.

Заменив в уравнении (110) значения токов их конечными приращениями, определим дрейф тока в нагрузке:

$$\Delta I_H = \frac{S'' \Delta I''_{K0} R'_K - S' \Delta I'_{K0} R'_K}{R''_K + R'_K + R_H}. \quad (112)$$

Если предположить, что схема симметрична, т. е. $R''_K = R'_K = R_K$, а $S' = S'' = S$, то

$$\Delta I_H = S \frac{\Delta I''_{K0} - \Delta I'_{K0}}{2 + \frac{R_H}{R_K}}; \quad (113)$$

В балансном каскаде (см. рис. 37, б) для обеспечения малого дрейфа необходимо применять транзисторы с близкими температурными характеристиками для токов I_{K0} . Коэффициенты

стабилизации режимов плеч балансной схемы должны быть малыми, а сопротивление нагрузки должно быть больше сопротивлений R_k , включенных в коллекторные цепи транзисторов.

Сигнал на входе схемы создает ток в цепи сопротивлений $R'_2 - R''_2$. Напряжения сигнала с этих резисторов поступают на базы транзисторов и вызывают противоположные по знаку изменения коллекторных токов. При этом напряжение на R_9 остается неизменным, так как схема симметрична. Между коллекторами транзисторов (на выходе усилителя) появляется разность потенциалов, обеспечивающая необходимый ток в нагрузке. Эта схема также хорошо обеспечивает самобаланс при изменениях напряжения источника питания.

Порядок расчета УПТ

Расчет УПТ сводится к определению режима работы усилительного элемента и элементов схемы при заданном коэффициенте усиления K и сопротивлении нагрузки R_H .

В качестве примера приведем последовательность расчета схемы, изображенной на рис. 37, б.

Определив тип транзисторов, используемых в схеме, находим напряжение источника питания $E \approx 0,8U_{к. доп}$. По входным и выходным характеристикам транзистора выбираем рабочую точку и определяем соответствующие ей напряжения и токи: $U_{к. э. п} \leq 0,5E$, $I_{к. п} \leq 0,5I_{к. доп}$, $U_{б. э. п}$, $I_{б. п}$. При этом мощность $P_k = U_{к. э. п} I_{к. п}$, рассеиваемая на коллекторе, не должна превышать $P_{к. доп}$.

Далее следует проверить, может ли выбранный транзистор обеспечить заданный коэффициент усиления:

$$K_{\text{зад}} < \frac{\frac{h_{21э}}{h_{11э}}}{h_{22э} - \frac{h_{12э}h_{21э}}{h_{11э}} + \frac{2}{R_H}}. \quad (114)$$

Параметры h должны соответствовать выбранной исходной рабочей точке. Если неравенство не выполняется, то необходимо выбрать другой транзистор и повторить расчет.

Сопротивление R_k можно рассчитать по формуле

$$R_k \approx \frac{KR_H}{\frac{h_{21э}}{h_{11э}} R_H - K(h_{22э}R_H + 2)}. \quad (115)$$

Сопротивление R_9 в цепи эмиттеров определяется выражением

$$R_9 = \frac{E - U_{к. э. п} - I_{к. п} R_k}{2(I_{к. п} + I_{б. п})}. \quad (116)$$

Токи делителей R_1 — R_2 должны в несколько раз превосходить токи баз:

$$I_{\text{дел}} = (5 \div 8) I_{6. \text{ п.}}$$

Тогда сопротивления резисторов R_1 и R_2 можно рассчитать по формулам

$$R_2 = \frac{U_{6. \text{ э. п.}} + 2R_3 (I_{к. \text{ п.}} + I_{6. \text{ п.}})}{I_{\text{дел}}};$$

$$R_1 = \frac{E - 2R_3 (I_{к. \text{ п.}} + I_{6. \text{ п.}}) - U_{6. \text{ э. п.}}}{I_{\text{дел}} + I_{6. \text{ п.}}}.$$

Далее можно вычислить входное сопротивление схемы $R_{\text{вх}}$:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R'_{\text{вх}} R_{\text{дел}}}{R'_{\text{вх}} + R_{\text{дел}}}, \quad (117)$$

где $R'_{\text{вх}} = 2 \frac{\frac{h}{h_{11э}} R_{к} R_{н} + 2R_{к} + R_{н}}{\frac{h_{22э}}{h_{11э}} R_{к} R_{н} + \frac{2R_{к} + R_{н}}{h_{11э}}}$ — входное сопротивление транзисторов без учета сопротивления делителей;

$R_{\text{дел}} = 2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ — сопротивление делителей между базами транзисторов без учета входного сопротивления транзисторов.

Коэффициент нестабильности транзистора можно определить по формуле

$$S = \frac{\left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \beta}{(1 + \beta) R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}, \quad (118)$$

где $\beta = h_{21э}$ — коэффициент усиления по току транзистора с общим эмиттером.

Если окажется, что коэффициент нестабильности мал, то следует задаться меньшим током делителей.

§ 17. ИМПУЛЬСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Особенности импульсных усилителей

В электронной аппаратуре часто приходится иметь дело с усилением периодической последовательности импульсов постоянного тока (видеоимпульсов). Длительность импульсов часто составляет десятые и сотые доли микросекунды, поэтому частота наивысшей гармоники, которая должна быть усилена (полоса пропускания видеоусилителя) для удовлетворительного

воспроизведения формы входного импульса (см. § 2), достигает 10 МГц и более. Область средних частот обычно составляет от десятков и сотен герц до единиц мегагерц.

Такие широкополосные усилители выполняются преимущественно на сопротивлениях, так как усилитель с RC -связью, как отмечалось выше, обладает равномерной частотной характеристикой и наименьшими фазовыми искажениями. Тем не менее обеспечение столь широкой полосы пропускания импульсного усилителя представляет сложную техническую задачу. Реактивные элементы схемы резисторного усилителя C_{p2} и C_0 (см. рис. 18, в) препятствуют мгновенному возрастанию напряжения на выходе (до значения $U_{вхK}$) при мгновенном увеличении напряжения на входе усилителя от нуля до $U_{вх}$.

Обычно $C_p \gg C_0$, поэтому приближенно можно считать, что при поступлении импульса на вход резисторного каскада заряд емкости C_0 происходит быстро. Разделительный же конденсатор C_p за этот малый промежуток времени зарядиться не успевает и напряжение на нем равно нулю.

Выходное напряжение — напряжение на емкости C_0 — изменяется по известному из электротехники закону заряда конденсатора через сопротивление:

$$U_{\text{вых}} = U \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}} \right).$$

Чем меньше постоянная времени коллекторной (анодной) цепи τ_k , тем быстрее заряжается емкость C_0 .

Зависимость времени нарастания импульса $t_{\text{нар}} = t_2 - t_1$ (см. рис. 1, г) от постоянной времени коллекторной (анодной) цепи можно определить при помощи выражений

$$U_{\text{вых}2} = 0,9U = U \left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_k}} \right);$$

$$U_{\text{вых}1} = 0,1U = U \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_k}} \right).$$

Если учесть, что $e^{-\frac{t_2}{\tau_k}} = 0,1$ или $e^{\frac{t_2}{\tau_k}} = 10$, $e^{-\frac{t_1}{\tau_k}} = 0,9$ или $e^{-\frac{t_1}{\tau_k}} = \frac{10}{9}$, то

$$t_2 = \tau_k \ln 10;$$

$$t_1 = \tau_k \ln \frac{10}{9}.$$

Тогда

$$t_{\text{нар}} = \tau_k \ln 10 - \tau_a \ln \frac{10}{9} = 2,2\tau_k. \quad (119)$$

Время нарастания импульса обычно составляет $0,1\tau_u$, поэтому

$$\tau_k \approx 0,05\tau_u. \quad (120)$$

При большой длительности входного импульса конденсатор C_p успевает несколько зарядиться. Встречное напряжение, образующееся на его обкладках, по мере заряда C_p уменьшает выходное напряжение, вследствие чего переходная характеристика (см. рис. 9, в) в области больших времен экспоненциально падает (в процессе заряда C_p емкость C_0 можно считать зарядившейся и исключить ее из схемы).

При возникновении на зажимах генератора $U_{\text{эв.г}}$ (см. рис. 18, з) напряжения U в цепи появляется ток

$$i = \frac{U}{R' + R} e^{-\frac{t}{\tau_{C_p}}}.$$

Если пренебречь сопротивлением R' , намного меньшим по сравнению с R , то входное напряжение, снимаемое с R , можно определить из уравнения

$$U_{\text{вых}} = iR = Ue^{-\frac{t}{\tau_{C_p}}}.$$

Чем больше τ_{C_p} , тем меньше меняется напряжение на выходе.

Если положить, что в конце действия импульса выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ должно составлять $0,9U = Ue^{-\frac{\tau_u}{\tau_{C_p}}}$, то путем несложных преобразований последнего выражения можно установить связь между длительностью импульса и постоянной времени коллекторной цепи:

$$\left. \begin{aligned} e^{\frac{\tau_u}{\tau_{C_p}}} &= 1,11; \\ \frac{\tau_u}{\tau_{C_p}} &= \ln 1,11; \\ \tau_{C_p} &\approx 10\tau_u. \end{aligned} \right\} \quad (121)$$

Таким образом, постоянная времени цепи разделительного конденсатора τ_{C_p} должна превосходить длительность усиливаемого импульса не менее чем в 10 раз.

Для уменьшения шунтирующего действия входного сопротивления следующего каскада R [формула (18)] на сопротивление коллекторной нагрузки R_k необходимо, чтобы

$$R \geq (20 \div 30) R_k. \quad (122)$$

Если известен допустимый спад импульса $\Delta = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}}{U_{\text{макс}}}$ (см. рис. 9, в), то емкость разделительного конденсатора можно рассчитать по формуле

$$C_p \approx \frac{\tau_u}{(R' + R)\Delta}. \quad (123)$$

Конденсатор C_p является причиной появления нижнего выброса Δ_n (см. рис. 1, г), так как после окончания импульса конденсатор C_p разряжается через сопротивление $R_{\text{вх}}$ (входное сопротивление следующего каскада). Разрядный ток создает на выходе напряжение обратной полярности. Амплитуда обратного выброса равна величине спада импульса Δ .

Воспользовавшись формулой (30) для коэффициента частотных искажений в области нижних частот, можно определить нижнюю граничную частоту:

$$\omega_{\text{н. гр}} = \frac{1}{\tau_{C_p} \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{1}{10\tau_n \sqrt{M_n^2 - 1}}.$$

Таким образом, усилитель со значительными частотными искажениями в области нижних частот не может пропускать импульсы большой длительности.

Величина относительного спада плоской части переходной характеристики за время усиливаемого импульса и нижняя граничная частота усилителя связаны уравнением

$$\Delta = 2\pi f_{\text{н. гр}} \tau_u,$$

откуда требуемое значение нижней граничной частоты усилителя равно

$$f_{\text{н. гр}} = \frac{\Delta}{2\pi\tau_u}. \quad (124)$$

Допустимая величина спада обычно составляет сотые доли от установившегося (максимального) значения выходного напряжения. Если частотные искажения на верхней граничной частоте ограничить значением 3 дБ, то, воспользовавшись формулой (31), можно написать следующее равенство:

$$2\pi f_{\text{в. гр}} C_0 R = 1,$$

откуда

$$\tau_k = \frac{1}{2\pi f_{\text{в. гр}}} = \frac{t_{\text{нар}}}{2,2}.$$

Тогда

$$t_{\text{нар}} = \frac{2,2}{2\pi f_{\text{в. гр}}} = \frac{0,35}{f_{\text{в. гр}}}. \quad (125)$$

Последнее выражение утверждает, что уменьшение времени нарастания импульса связано с увеличением верхней граничной частоты.

Схемы импульсных усилителей

Пробег инжектированных носителей зарядов через базу транзистора занимает некоторое время. Поэтому в ряде случаев транзистор нельзя считать безынерционным прибором. В связи с этим в усилителях, выполненных на транзисторах, наблюдается запаздывание выходного сигнала.

С увеличением предельной частоты усиления по току транзистора f_α наблюдается уменьшение времени запаздывания $t_{\text{зап}}$ выходного сигнала и увеличение верхней граничной частоты усилителя.

Так, в усилителе, выполненном на диффузионно-сплавном транзисторе и включенном по схеме с общим эмиттером (или с общей базой), $t_{\text{зап}} \approx \frac{1}{10\pi f_\alpha}$. Поскольку у таких транзисторов f_α составляет десятки мегагерц, то при использовании их в импульсных усилителях время запаздывания выходного сигнала составит доли или единицы наносекунды и его можно не учитывать.

При применении сплавных транзисторов с временем запира-ния $t_{\text{зап}} \approx \frac{1}{2\pi f_\alpha}$, у которых f_α не превышает нескольких мегагерц, время запаздывания составляет сотые доли микросекунды. Такое время запаздывания может оказать существенное влияние на работу всего устройства.

Таким образом, качественное широкополосное усиление может обеспечить усилитель с RC -связью при использовании высокочастотных транзисторов с малой емкостью коллекторного перехода (например, П-403, П-414, П-415), граничная частота которых не менее чем в 10 раз превышает заданную верхнюю граничную частоту усилителя.

Сопротивление R_K , с одной стороны, должно обеспечить максимально возможное усиление (для этого оно должно быть большим), а с другой — обеспечить широкую полосу пропускания (для этого оно должно быть малым). Поэтому сопротивление R_K обычно находится в пределах от нескольких сотен ом до единиц килоом.

На рис. 38, а приведена простейшая схема усилительного каскада на резисторах, которая может быть использована для усиления импульсных сигналов.

Исходный режим работы транзистора определяют по выходной динамической характеристике.

Исходная рабочая точка выбирается в зависимости от полярности, амплитуды входных импульсов и схемы каскада усиления. Если входным сигналом является положительный видеоимпульс, то исходную рабочую точку следовало бы выбрать в верхней части динамической характеристики (точка A на рис. 38, б), где $I_{б.п}$ имеет большое значение. Поэтому сопротивление резистора $R_1 = \frac{E}{I_{б.п}}$ окажется небольшим. Оно уменьшит входное сопротивление схемы и снизит коэффициент усиления

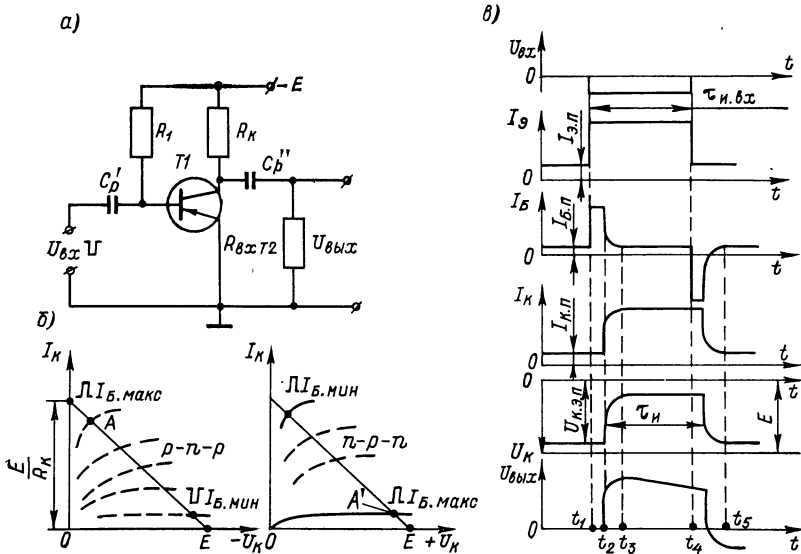


Рис. 38. Усиление импульсных сигналов: а — простейшая схема усилителя; б — к выбору исходного режима работы транзистора; в — графическое представление физических процессов в простейшем видеоусилителе.

предыдущего каскада. Уменьшение R_1 невыгодно также и с энергетической точки зрения. Если схему, приведенную на рис. 38, а, выполнить на транзисторе типа $n-p-n$, то при положительной полярности усиливаемого входного сигнала исходная рабочая точка A' окажется в нижней части динамической характеристики, что устранит недостатки, указанные выше.

Из сказанного следует, что для усиления положительных импульсов следует применять транзисторы типа $n-p-n$, а для усиления отрицательных импульсов — транзисторы типа $p-n-p$.

На рис. 38, в приведены графики, поясняющие физические процессы, происходящие в схеме усилительного каскада (см. рис. 38, а), если считать, что на его вход поступает импульс отрицательной полярности.

В течение времени t_1 , пока на вход не поступил входной сигнал, транзистор почти заперт: его токи $I_{э.п.}$, $I_{б.п.}$, $I_{к.п.}$ невелики, напряжение $U_{к.э.п.}$ близко к E , а напряжение на выходе равно нулю. В момент времени t_1 на вход транзистора поступает отрицательный импульс, напряжение прямого перехода на участке база—эмиттер скачкообразно увеличивается, ток эмиттера резко возрастает. Ток же коллектора в течение некоторого времени $t_2=t_1=t_{зап}$ остается неизменным, равным $I_{к.п.}$, в связи с тем, что инжектированные из эмиттера в базу дырки не сразу достигают коллекторного перехода. И только через время $t_{зап}$, прошедшее с момента поступления входного сигнала, коллекторный ток начинает возрастать, а ток базы — уменьшаться. Конечное время прохождения этого процесса объясняется тем, что инжектированные в базу дырки двигаются в последней по законам диффузии (скорости и пути движения дырки различны). К моменту времени t_3 ток коллектора достигает максимального значения, переходной процесс в транзисторе заканчивается.

В течение времени t_4-t_3 токи коллектора, базы и напряжение на коллекторе остаются постоянными (ток коллектора максимален, ток базы соответствует $I_{б.п.}$, а напряжение на коллекторе минимальное отрицательное).

В момент окончания входного импульса t_4 ток эмиттера мгновенно падает до своего исходного минимального значения, на такую же величину скачком изменяется ток базы (меняя свое направление). Поэтому ток коллектора некоторое время не меняется $I_{к.п.} \approx I_{б.п.}$ (за счет дырок, «запасенных» в базе).

Как только основное число дырок покинет базу, ток базы, а стало быть, и ток коллектора уменьшатся, и к моменту времени t_5 в схеме восстанавливается режим покоя.

Обоснованный выбор транзистора, его исходного режима и правильный расчет элементов схемы не обеспечивают удовлетворительную работу усилительного каскада, если не приняты специальные меры к расширению полосы пропускания при сохранении сравнительно высокого коэффициента усиления.

Схемы коррекции

Введение в схему видеосуилителя корректирующих элементов оказывает существенное влияние на его качественные показатели.

Электрические цепи, называемые цепями высокочастотной коррекции, расширяют полосу пропускания в сторону высоких (верхних) частот без снижения усиления на средних частотах, улучшая тем самым переходную характеристику в области малых времен.

Элементы схемы низкочастотной коррекции расширяют полосу пропускания в сторону низких (нижних) частот

и улучшают тем самым переходную характеристику в области больших времен.

В простейшем случае высокочастотную коррекцию может обеспечить небольшая индуктивность $L_{кор}$ (порядка единиц или десятков микрогенри), включенная последовательно с сопротивлением R_K (рис. 39, а). Для составляющих нижних и средних частот сопротивление индуктивности $L_{кор}$ мало, и она не влияет на работу усилителя; для высокочастотных составляющих входного сигнала коллекторная нагрузка, состоящая из ак-

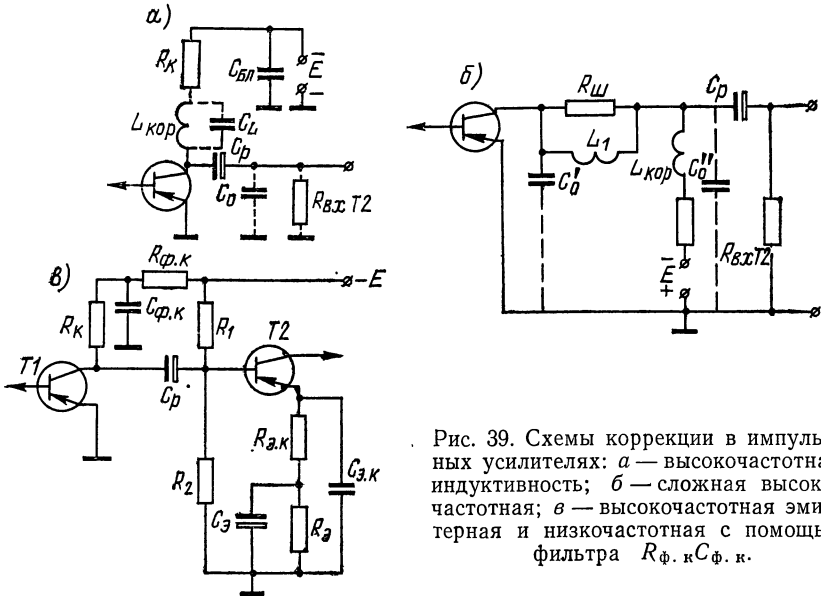


Рис. 39. Схемы коррекции в импульсных усилителях: а — высокочастотная индуктивность; б — сложная высокочастотная; в — высокочастотная эмиттерная и низкочастотная с помощью фильтра $R_{ф.к}C_{ф.к}$.

тивного сопротивления R_K ($R_K \ll R_{вх\ T2} = R_H$), индуктивности $L_{кор}$ и емкости C_0 , представляет собой параллельный колебательный контур (конденсаторы большой емкости C_p и $C_{бл}$ можно не учитывать, в результате чего полное сопротивление нагрузки усилителя в области верхних частот (на частоте резонанса и частотах, близких к ней) возрастает, а следовательно, полоса пропускания расширяется в сторону высоких частот.

Качественную оценку этой схемы коррекции удобно провести с помощью следующих параметров: коэффициента коррекции

$$m = \frac{\rho_{к.к}^2}{R_K^2}, \quad (126)$$

где $\rho_{к.к} = \sqrt{\frac{L_{кор}}{C_0}}$ — волновое сопротивление корректирующего контура;
нормированной (безразмерной) частоты

$$X = \omega R_k C_0 = \omega \tau_k. \quad (127)$$

Графики зависимости относительного коэффициента усиления $\frac{K_B}{K_{ср}}$ от нормированной частоты X при различных значениях коэффициента коррекции $m = \text{const}$ (рис. 40, а) показывают, что наилучшая частотная характеристика соответствует коэффициенту коррекции $m \approx 0,4$; при большем значении m ча-

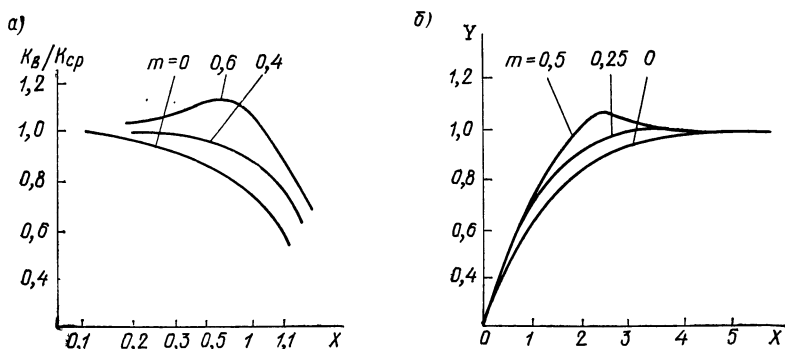


Рис. 40. Нормированные характеристики для схемы высокочастотной коррекции индуктивностью: а — частотные; б — переходные в области малых времен.

стотной характеристике присущ подъем усиления в области верхних частот при незначительном расширении полосы пропускания.

На рис. 40, б приведены графики зависимости переходных нормированных характеристик, представляющих собой отношение выходного значения напряжения или тока к их установившимся значениям Y от нормированного времени $X = \frac{t}{C_0 R_k}$ в области малых времен при различных значениях коэффициента коррекции m . При $m=0,25$ переходная характеристика в области малых времен не имеет выброса, она аperiodична. При $m > 0,25$ переходная характеристика приобретает колебательный характер. С увеличением m как частотной, так и переходной характеристикам свойствен подъем соответственно в области верхних частот и малых времен.

Сокращение длительности фронтов выходных видеоимпульсов при введении в схему корректирующей индуктивности

объясняется также и тем, что $L_{\text{кор}}$ задерживает во времени процесс изменения тока, протекающего через сопротивление $R_{\text{к}}$. Поэтому в моменты быстрых перепадов входного сигнала емкость C_0 заряжается (или разряжается) током большего значения и напряжение на ней меняется более резко. Наилучшие результаты эта схема коррекции обеспечивает при условии, если $R_{\text{вх}T2} = R_{\text{н}} \geq R_{\text{к}} \ll R_{\text{к.б}}$ (последнее имеет место в схемах с общим эмиттером и общей базой, работающих на высокоомную нагрузку).

Коррекция с помощью индуктивности $L_{\text{кор}}$ при $m=0,35$ сокращает время нарастания импульса до 1,5 раза по сравнению с временем нарастания импульса в некорректированном усилителе и обеспечивает не зависящий от числа каскадов верхний выброс $\Delta_{\text{в}} = \frac{U_{\text{макс}} - U_{\text{уст}}}{U_{\text{уст}}} \cdot 100$, составляющий примерно 1%.

Более совершенной схемой частотной коррекции в области верхних частот является схема сложной коррекции. Она содержит две корректирующие индуктивности $L_{\text{кор}}$, L_1 и шунтирующий индуктивность L_1 резистор $R_{\text{ш}}$ (см. рис. 39, б). Улучшение усилительных свойств каскада со сложной коррекцией связано с разделением емкости C_0 на две части: $C'_0 = C_{\text{вх}T1} + C_{\text{мт}}$ и $C''_0 = C_{\text{вх}T2} + C_{\text{м2}}$.

Емкость C'_0 значительно меньше емкости C_0 ($\frac{C'_0}{C_0} \approx 0,6 \div 0,4$),

поэтому при поступлении на вход усилителя прямоугольного импульса емкость C'_0 заряжается быстрее, чем заряжалась бы емкость C_0 в схеме простой коррекции. Время нарастания импульса сокращается, что равноценно увеличению верхней граничной частоты. Индуктивность L_1 и емкость C''_0 образуют последовательный контур. Если индуктивность L_1 подобрать так, что резонанс напряжений будет находиться в области верхней граничной частоты усиливаемых сигналов, то напряжение на выходе каскада (на C''_0) на резонансной частоте и на частотах, близких к ней, возрастет. Следовательно, схема сложной коррекции расширяет полосу усиливаемых частот и увеличивает усиление.

Схема сложной высокочастотной коррекции по сравнению со схемой простой высокочастотной коррекции, обеспечивая некоторые преимущества в усилении, содержит больше деталей, весьма сложных в настройке, требует дополнительной подстройки при замене транзисторов и монтажа.

В промежуточных каскадах видеоусилителей часто используют схему эмиттерной высокочастотной коррекции (см. рис. 39, в). Цепь высокочастотной коррекции $R_3 C_3$ включается в эмиттерную цепь транзистора $T2$ следующего каскада.

Конденсатор C_9 имеет большую емкость (единицы микрофарад), а R_9 составляет несколько килоом. Конденсатор C_9 малой емкости (сотни пикофарад) ослабляет отрицательную обратную связь, образуемую на резисторе R_9 только на верхних частотах. Поэтому в схеме наблюдается увеличение усиления каскада, собранного на транзисторе $T1$, только в области верхних частот (происходит частичная или полная компенсация снижения усиления на верхних частотах за счет шунтирующего действия емкости C_0).

Отрицательная обратная связь по постоянному току эмиттера имеет место на суммарном сопротивлении $R_9 + R_{э.к}$.

Изменяя значение $C_{э.к}$, можно получить частотную характеристику как с подъемом на верхних частотах, так и без него. Расширение полосы усиливаемых частот в сторону высоких частот при использовании цепочки $R_{э.к}C_{э.к}$ может достигать 30% и более.

Основным недостатком этой схемы является малое усиление нижних гармонических составляющих входного сигнала.

Наиболее распространенной схемой низкочастотной коррекции является цепочка $R_{ф.к}C_{ф.к}$, включенная в выходную цепь усилительного элемента (см. рис. 39, в). Корректирующий фильтр $R_{ф.к}C_{ф.к}$ отличается от аналогичного развязывающего фильтра $R_{ф}C_{ф}$ (см. рис. 17) значением емкости конденсатора. Емкость конденсатора развязки $C_{ф}$ стараются иметь как можно большей; емкость же конденсатора $C_{ф.к}$ должна быть такой, чтобы только на средних (и тем более на верхних) частотах его сопротивление было мало по сравнению с сопротивлением нагрузки усилительного элемента.

С понижением частоты усиливаемых сигналов фильтр $R_{ф.к}C_{ф.к}$, являясь составной частью нагрузки, увеличивает сопротивление коллекторной нагрузки; применительно к процессу усиления прямоугольного отрицательного импульса это означает, что по мере прохождения вершины импульса через усилитель потенциал коллектора будет экспоненциально увеличиваться, т. е. в схеме создаются условия для компенсации снижения усиления на низших частотах из-за влияния разделительного конденсатора C_p .

Цепочка $R_{ф.к}C_{ф.к}$ позволяет в несколько раз расширить полосу пропускания резисторного каскада в сторону низших частот и почти полностью устранить спад вершины усиливаемых импульсных сигналов за счет емкости не только разделительного конденсатора, но и других блокировочных конденсаторов. Коррекция вершины выходного импульса в одиночном каскаде получается наилучшей при

$$\left. \begin{aligned} R_{ф.к} &\approx (2 \div 5) R_{к}; \\ C_{ф.к} &\approx \frac{C_p R_{вх} T^2}{R_{к}}. \end{aligned} \right\} \quad (128)$$

Многокаскадные импульсные усилители

Схему оконечного каскада видеоусилителя определяет вид нагрузки. При высокоомной нагрузке, представляющей собой параллельное соединение большого активного сопротивления (порядка сотен килоом) и емкости (порядка десятков пикофард), когда необходимо на выходе получить значительную амплитуду напряжения выходного сигнала (порядка десятков вольт), в качестве выходного применяют двухтактный каскад, обеспечивающий выделение в нагрузке удвоенного по сравнению с одноктактным каскадом напряжения.

Низкоомная нагрузка, представляющая собой параллельное соединение активного сопротивления (порядка десятков или сотен ом) и емкости для обеспечения в ней значительной амплитуды напряжения требует сравнительно большого сигнального тока, т. е. повышенной мощности выходного сигнала. В этом случае в качестве выходного каскада применяют эмиттерный или коллекторный повторители, имеющие малое выходное сопротивление. Однако следует помнить, что входное сопротивление у эмиттерного повторителя больше, чем у коллекторного, и он не меняет полярность входного сигнала.

При источнике входного сигнала с большим выходным сопротивлением (порядка десятков или сотен килоом) в качестве входного каскада целесообразно применить эмиттерный повторитель. При небольшом выходном сопротивлении источника сигнала в качестве входного каскада часто используют усилительный каскад с общим эмиттером.

Выбор типов промежуточных каскадов определяется полосой пропускания и коэффициентом усиления.

В многокаскадном видеоусилителе с большим коэффициентом усиления применять каскады с общей базой без согласующих трансформаторов нецелесообразно из-за их малого входного сопротивления, так как это приводит к увеличению числа каскадов, деталей схемы и снижает надежность усилителя. В промежуточных каскадах также не следует применять комбинацию усилительных каскадов «общий эмиттер—общая база», так как при этом общее усиление оказывается меньше, чем при использовании только одних каскадов с общим эмиттером.

В транзисторном видеоусилителе в качестве согласующих элементов применяются, как правило, понижающие трансформаторы. Однако коэффициент трансформации межкаскадного трансформатора не может быть намного меньше единицы, так как при малом коэффициенте трансформации эквивалентное сопротивление нагрузки возрастает, что приводит к уменьшению полосы пропускания.

При усилении сигналов с явно выраженными низкочастотными составляющими (например, при усилении импульсов большой длительности) требуются трансформаторы с большими ин-

дуктивностями обмоток, что увеличивает габаритные размеры и массу трансформатора. Поэтому трансформаторная межкаскадная связь находит ограниченное распространение в импульсных каскадах усиления.

Преимущество следует отдать более простой и дешевой RC-связи между каскадами.

Если к полосе пропускания не предъявляются жесткие требования, то для усиления видеоимпульсов целесообразно применять каскады с общими эмиттерами, используя в них отрицательную обратную связь, способствующую расширению полосы пропускания и увеличению входного сопротивления. Последнее снижает взаимосвязь между каскадами и облегчает тем самым покаскадную настройку многокаскадного усилителя.

Коррекция вершины импульса (в области низших частот) обычно осуществляется при помощи фильтров $R_{ф.к}C_{ф.к}$, включение которых благоприятно сказывается также на температурной стабилизации режима транзисторов. Действие высокочастотной коррекции может быть распределено равномерно по каскадам (в этом случае каскады «корректируются» в равной степени) и неравномерно, когда каскады взаимно корректируют друг друга (одни «недокорректированы», а другие «перекорректированы»).

Число усилительных каскадов импульсного усилителя ориентировочно можно определить, разделив общий заданный коэффициент усиления на семь-восемь. Общее же число каскадов видеоусилителя можно вычислить по формуле

$$N = N_{yc} + N_{всп},$$

где N_{yc} — число каскадов, усиливающих импульс (с коэффициентами усиления, превышающими единицу);

$N_{всп}$ — число вспомогательных каскадов (согласующих, буферных и т. д.) с коэффициентами усиления, близкими к единице.

Основы расчета импульсного усилителя

Наиболее сложной задачей является подготовка необходимых данных для выбора транзистора и обоснования его исходного режима работы в соответствии с заданием на расчет.

Исходными данными для расчета каскада видеоусилителя обычно служат поляриность и длительность импульса $\tau_{и}$, амплитуда выходного импульса $U_{твых}$, допустимый подъем частотной характеристики $\frac{K_{в}}{K_{ср}}$ и сопротивление (характер) нагрузки.

Если к усилительному каскаду не предъявляется особых требований, то целесообразно к схеме применить простую высокочастотную коррекцию индуктивностью $L_{кор}$.

Предположив, что время нарастания импульса $t_{\text{нар}} = 0,1\tau_{\text{и}}$, по формуле (125) определяем верхнюю граничную частоту $f_{\text{в.гр}}$. Далее задаемся емкостью C_0 . При этом следует учитывать, что выходная емкость транзистора $T1$ (который пока еще не выбран) составляет единицы пикофарад, а емкость монтажа, как правило, не превышает 10—12 пФ.

Воспользовавшись графиками, приведенными на рис. 40, *а*, по заданному отношению $\frac{K_{\text{в}}}{K_{\text{ср}}}$ можно определить значение нормированной частоты. Если считать, что подъем частотной характеристики соответствует значению верхней граничной частоты, то с помощью формулы (127) вычисляем сопротивление $R_{\text{к}}$.

Амплитуду тока выходного сигнала рассчитываем по формуле

$$I_{\text{мввых}} = \frac{U_{\text{мввых}}}{R_{\text{к}}}.$$

Ток покоя коллекторной цепи транзистора должен на 10—15% превосходить амплитуду тока на выходе:

$$I_{\text{к.п}} = (1,1 \div 1,15) I_{\text{мввых}}.$$

Таким образом, в усилительном каскаде должен быть использован транзистор типа $p-n-p$ (если входной импульс имеет положительную полярность), который может обеспечить в коллекторной цепи необходимый ток покоя $I_{\text{к.п}}$ и заданную амплитуду выходного напряжения, т. е. максимальное допустимое значение тока в цепи коллектора выбранного транзистора должно быть не менее $(1,2 \div 1,3) (I_{\text{к.п}} + I_{\text{мввых}})$. По выходным статическим характеристикам выбранного транзистора определяем $U_{\text{к.э.п}}$, соответствующее току $I_{\text{к.п}} + I_{\text{мввых}}$. Тогда необходимое напряжение источника питания будет равно

$$E = U_{\text{к.э.п}} + U_{R_3} + I_{\text{к.п}} R_{\text{к}}.$$

После этого по формулам (119)—(123) рассчитываем основные элементы схемы видеосуилителя. Индуктивность корректирующего дросселя определяем по формуле (126).

§ 18. УСИЛИТЕЛИ НА ТИРИСТОРАХ

Усилительные каскады на тиристорах, нагрузкой которых являются асинхронные двигатели, находят все большее практическое применение. Известно, что для управления асинхронным двухфазным двигателем широко используется амплитудное управление, связанное с изменением значения напряжения, подаваемого на обмотку управления.

На рис. 41 приведена структурная схема управления асинхронным двухфазным двигателем. Обмотка возбуждения двигателя через фазосдвигающий конденсатор C питается переменным напряжением с постоянной амплитудой $u_{0.в} = U_{m0.в} \sin \omega t$. К обмотке возбуждения подводится переменное управляющее напряжение, сдвинутое по фазе на 90° относительно фазы напряжения на обмотке управления.

Напряжения на управляющих электродах тиристоров меняются непрерывно; включение же тиристоров происходит в дискретные моменты времени, которые определяются значением тока управляющего электрода. На вход схемы управления тиристорами поступает входной сигнал непосредственно или после

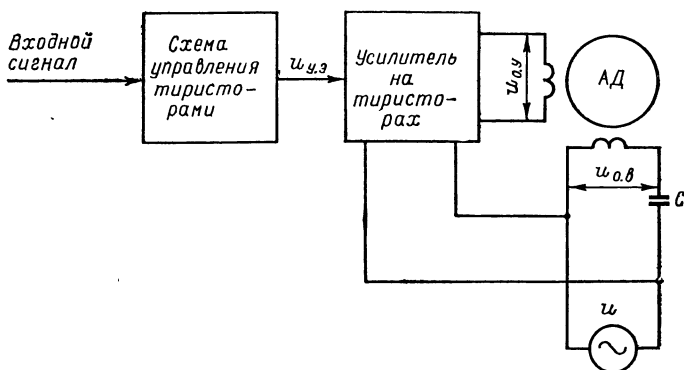


Рис. 41. Структурная схема управления асинхронным двухфазным двигателем на тиристорах.

усиления в каскадах предварительного усиления. Схема управления тиристорами под воздействием входного сигнала вырабатывает сигналы для включения тиристоров в определенные моменты времени. Если схема управления реагирует на изменение полярности или фазы входного сигнала, то ее называют реверсивной, а если сигналы со схемы управления выдаются в оба полупериода опорного напряжения, то схему называют двухполупериодной.

С помощью пусковой и входной характеристик нетрудно установить связь между напряжением на аноде u_a тиристора и минимальным током управляющего электрода $i_{y.мин}$, при котором тиристор включается.

Такая зависимость приведена на рис. 42, а. Момент включения тиристора $t_{вкл}$ определяется точкой пересечения кривой наименьшего значения тока управления $i_{y.мин}$ с кривой тока управляющего электрода тиристора $i_{y.э}$, появившегося на участке управляющий электрод—катод под воздействием входного управляющего сигнала $u_{y.э}$. Промежуток времени в угловом

измерении (ωt), прошедший с момента появления синусоидального анодного напряжения u_a до момента включения тиристора, называют углом включения тиристора $\theta_{вкл}$; выключение же тиристора происходит в момент перехода кривой напряжения питания $U_a = U_{п.к}$ через нулевое значение.

Изменяя значение $U_{у.эл}$ ($i_{у.эл}$), а следовательно, и $\theta_{вкл}$, можно изменять время τ_0 , в течение которого тиристор открыт.

Вращающий момент M двигателя при питании обмоток напряжениями синусоидальной формы определяется выражением

$$M = K_{дв} U_{о.в} U_{о.у} \cos \varphi, \quad (129)$$

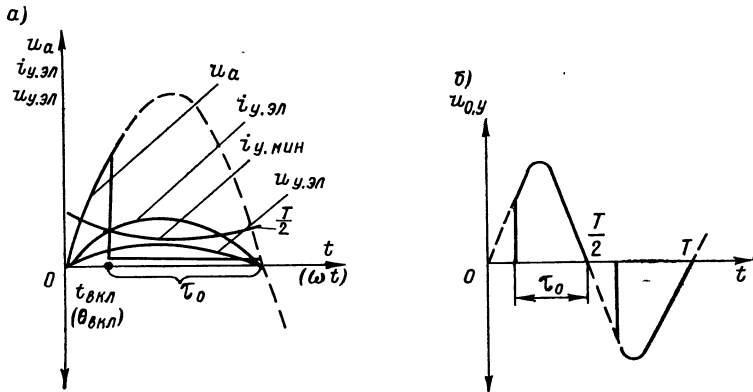


Рис. 42. Графики, поясняющие зависимость угла включения тиристора от тока управляющего электрода (а) и эпюры напряжений на активной нагрузке при питании двухполупериодного каскада на тиристорах синусоидальным напряжением (б).

где $K_{дв}$ — коэффициент, зависящий от параметров конкретного двигателя;

φ — угол фазового сдвига между напряжением $U_{о.в}$ и напряжением, питающим усилительный каскад, $U_{п.к}$ (считаем, что блок питания не вносит дополнительного фазового сдвига между $U_{п.к}$ и U_{\sim}).

Если не учитывать индуктивность обмотки управления двигателя, то напряжение на обмотке управления при чисто активном ее сопротивлении представляет собой гармоническую функцию (рис. 42, б), которую можно разложить в ряд Фурье.

Уравнение первой гармоники рассматриваемой функции может быть представлено в виде

$$u_1 = A_1 \cos \frac{2\pi}{T} t + B_1 \sin \frac{2\pi}{T} t,$$

где A_1 и B_1 — коэффициенты ряда Фурье.

Амплитуда U_{m1} и фаза φ_1 первой гармоники определяются выражениями

$$U_{m1} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2};$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{A_1}{B_1}$$

$$\left(\text{или } \cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \right);$$

тогда произведение $U_{o.y} \cos \varphi$ можно выразить через коэффициент B_1 :

$$U_{o.y} \cos \varphi = \frac{U_{m1o.y}}{\sqrt{2}} \cos \varphi_1 = \frac{B_1}{\sqrt{2}}. \quad (130)$$

В нашем случае коэффициент B_1 определяется выражением

$$B_1 = -\frac{4}{T} \int_{\frac{T}{2} - \tau_0}^{\frac{T}{2}} U_m \sin \omega t \sin \omega t dt = U_m \left(\frac{2\tau_0}{T} - \frac{\sin \omega \tau_0}{2\pi} \right) =$$

$$= U_m \left(\tau - \frac{\sin 2\pi\tau}{2\pi} \right),$$

где $\tau = \frac{\tau_0}{T} = \frac{2\tau_0}{T}$ — относительное время включения тиристора.

Тогда уравнение (129) для пускового момента двигателя можно записать так:

$$M = K_{дв} U_{o.в} U_{o.y} \left(\tau - \frac{\sin 2\pi\tau}{2\pi} \right). \quad (131)$$

Уравнение показывает, что пусковой момент определяется относительным временем включения тиристора, которое зависит от угла включения тиристора:

$$\theta_{\text{вкл}} = \varphi(I_{y.э}) = \varphi(U_{y.э}).$$

Максимальный пусковой момент имеет место при $\tau = 1$:

$$M_{\text{макс}} = K_{дв} U_{o.в} U_{o.y}. \quad (132)$$

Нетрудно показать, что управление однополупериодным каскадом путем изменения угла включения тиристора при $u_{п.к} = U_m \sin \omega t$ обеспечит пусковой момент, в 2 раза меньший.

На рис. 43 приведена простейшая схема, поясняющая работу усилителя на тиристорах. Если на входы тиристоров управляющие сигналы не подавать, а аноды и катоды тиристора $T1$ или $T2$ условно замкнуть накоротко, то напряжение генератора $u \sim$

окажется непосредственно приложенным к первичной обмотке трансформатора T_p . Так как последний не вызывает дополнительного сдвига по фазе напряжения u , то сохранится сдвиг на 90° между напряжениями на обмотках возбуждения и управления двигателя, обусловленный конденсатором C , вследствие чего двигатель придет во вращение.

В рассматриваемой же схеме при отсутствии на управляющих электродах тиристоры управляющих напряжений тиристоры заперты, несмотря на наличие на анодах тиристоры положительных потенциалов в течение соответствующих полупериодов напряжения u .

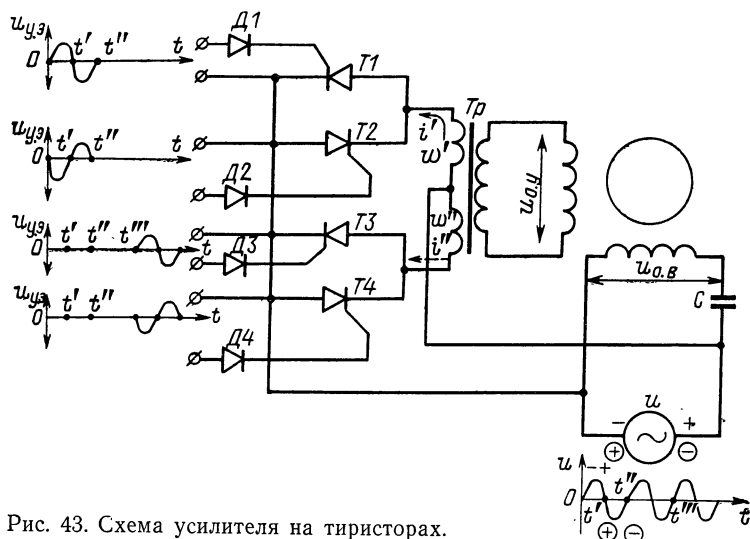


Рис. 43. Схема усилителя на тиристорах.

Если в момент поступления на управляющий электрод тиристора $T1$ положительной полуволны напряжения сигнала к аноду тиристора $T1$ окажется приложенной также положительная полуволна питающего напряжения u , то по цепи $(+u)$ — первичная обмотка w' трансформатора T_p — тиристор $T1$ — (u) пойдет ток i' в течение времени t_0 . В результате этого на обмотке управления в течение времени t_0 будет действовать напряжение $u_{0,у}$, и появившийся пусковой момент выведет двигатель из состояния покоя. Тиристор $T3$, к аноду которого в промежуток времени $0-t'$ было приложено напряжение положительной полярности, не включился, так как на его управляющем электроде не было входного сигнала.

В момент времени t' на аноды тиристоры $T2$ и $T4$ поступает положительная полуволна питающего напряжения. Однако через время $t_{вкл}$ (см. рис. 42, а) включается только тиристор $T2$, так

как под воздействием входного сигнала ток $i_{y.э}$ в цепи управляющего электрода достиг величины $i_{y.мин}$. В первичной обмотке w' трансформатора Tr появляется ток в направлении, противоположном току i' . В промежуток времени $t'' - t'''$, несмотря на наличие питающего напряжения u , тиристоры не работают. В момент времени $t''' + t_{вкл}$ включается тиристор $T3$, в первичной обмотке трансформатора w'' идет ток i'' в направлении, противоположном току i' . Двигатель начинает вращаться в обратном направлении.

При правильной эксплуатации тиристор является одним из самых надежных полупроводниковых приборов.

При проектировании схем на тиристорах максимальные значения напряжений, прикладываемых в тиристор, не должны превышать половины максимально допустимых значений, указанных в паспорте.

Переход между катодом и управляющим электродом тиристора имеет небольшое напряжение пробоя. Поэтому при подаче на управляющий электрод отрицательного по отношению к катоду напряжения последовательно с управляющим электродом для ограничения обратного тока включается диод (см. на рис. 43 диоды $D1 - D4$).

Последовательное включение тиристорov применяют тогда, когда напряжение источника питания в схеме превосходит напряжение включения используемых тиристорov.

Чтобы наиболее равномерно распределить напряжение источника питания между тиристорами, последние шунтируют активными сопротивлениями и конденсаторами, емкость которых обычно не превышает 0,1 мкФ.

При последовательном соединении тиристорov нет необходимости входной сигнал подавать на управляющие электроды всех тиристорov, так как при включении одного или некоторых из последовательно включенных тиристорov под воздействием входного сигнала остальные тиристоры тоже окажутся включенными вследствие резкого увеличения напряжения на их анодах.

Параллельное подключение двух или более тиристорov практического применения не находит, поскольку одновременное включение параллельно включенных тиристорov может быть обеспечено лишь при полной идентичности их характеристик.

Наличие междуэлектродных емкостей анод—управляющий электрод ($C_{a.y}$) и управляющий электрод—катод ($C_{y.k}$) вызывает появление в схеме обратной связи: скачкообразное изменение напряжения на аноде ΔU_a оказывается приложенным к делителю, состоящему из последовательного соединения $C_{a.y}$ и $C_{y.k}$, в результате чего к управляющему электроду оказывается приложенным напряжение наводки

$$\Delta U_{y.э} = I_{дел} X C_{y.k} = \frac{\Delta U_a C_{a.y}}{C_{y.k} + C_{a.y}},$$

которое нарушит устойчивую работу схемы. Для уменьшения $\Delta U_{у.э}$ между управляющим электродом и катодом включают конденсатор небольшой емкости.

§ 19. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Назначение и особенности резонансных усилителей

Резонансные усилители относятся к усилителям высокой частоты, которые обеспечивают на высокой частоте (до десятков мегагерц) устойчивое усиление при заданных значениях полосы пропускания. Нагрузкой их является либо одиночный параллельный колебательный контур, настроенный на частоту входного сигнала, либо система настроенных связанных контуров. Использование настроенных колебательных контуров целесообразно лишь на частотах свыше 100 кГц, так как для более низких частот изготовить колебательные контуры с высокой добротностью (для обеспечения малой полосы пропускания на резонансной частоте) трудно: контуры получаются больших габаритов.

Элементы схемы усилителя высокой частоты делятся на *основные* — обеспечивающие заданный режим работы усилительного элемента; *вспомогательные* — повышающие устойчивость и надежность каскада; *распределенные* — входные (выходные) емкости и сопротивления в транзисторах (или в электронных лампах), емкость монтажа, собственная емкость катушки контура и т. д. Все эти элементы изменяют параметры контура. Поэтому в схемах усилителей высокой частоты принимают меры к снижению влияния элементов схемы на параметры нагрузочного контура.

Усилители высокой частоты могут работать в режиме усиления напряжения (режим А) и в режиме усиления мощности (режим В). В первом случае настраивающийся контур должен не только быть настроенным на частоту входного сигнала, но и служить для выходного тока этой частоты максимальным сопротивлением; во втором случае сопротивление настроенной нагрузки должно быть согласовано с выходным сопротивлением усилительного элемента.

Схема резонансного усилителя на электронной лампе

Схема резонансного усилителя высокой частоты с полным включением колебательного контура в анодную цепь пентода приведена на рис. 44, а. Изменяя емкость переменного конденсатора $C_{пер}$ от $C_{пер. макс}$ до $C_{пер. мин}$, можно настраивать колебательный контур в резонанс на различные частоты. На зажимах контура

выделяется усиленное напряжение входных сигналов, частоты которых незначительно отличаются от резонансной частоты анодного контура, так как только для этих сигналов контур представляет собой большое сопротивление. Конденсатор C_2 позволяет заземлить ротор переменного конденсатора $C_{пер}$ и тем самым исключить влияние емкости руки оператора на настраиваемый контур; конденсатор C_1 предотвращает опасность короткого замыкания источника анодного питания при случайном замыкании роторных и статорных пластин.

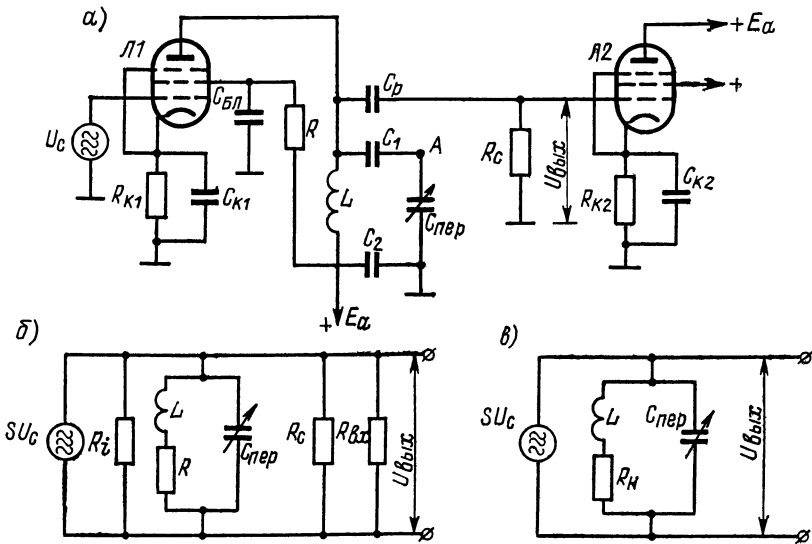


Рис. 44. Схемы резонансного усилителя на пентоде: *а* — электрическая; *б* и *в* — эквивалентные.

Для передачи напряжения с контура на управляющую сетку следующего каскада усиления используются переходной конденсатор C_p и сопротивление R_c . Следует иметь в виду, что в схемах усилителей высокой частоты конденсатор C_k имеет гораздо меньшую емкость, чем в каскадах усиления низкой частоты. Объясняется это тем, что на высоких частотах достаточное шунтирующее действие на R_k по частоте сигнала обеспечивают конденсаторы небольшой емкости.

Диапазон перекрываемых частот определяется по формуле

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{1}{\frac{2\pi \sqrt{LC_{п. \min}}}{1}} = \sqrt{\frac{C_{п. \max}}{C_{п. \min}}} = \sqrt{\frac{C_{пер. \max} + C_0}{C_{пер. \min} + C_0}}, \quad (133)$$

где f_{\max} , f_{\min} — соответственно максимальная и минимальная резонансные частоты настраиваемого контура;
 $C_{п. \max}$ — полная максимальная емкость контура:

$$C_{п. \max} = C_{\max} + C_0 = \frac{C_1 C_2 C_{\text{пер. макс}}}{C_1 C_2 + C_2 C_{\text{пер. макс}} + C_1 C_{\text{пер. макс}}} + C_0 = \frac{C_{\text{пер. макс}}}{1 + \frac{C_{\text{пер. макс}}}{C_1} + \frac{C_{\text{пер. макс}}}{C_2} + C_0};$$

$C_{п. \min}$ — полная минимальная емкость контура:

$$C_{п. \min} = C_{\min} + C_0 = \frac{C_{\text{пер. мин}}}{1 + \frac{C_{\text{пер. мин}}}{C_1} + \frac{C_{\text{пер. мин}}}{C_2}} + C_0;$$

C_0 — емкость, вносимая схемой в контур;

$$C_0 = C_{а. \text{кЛ1}} + C_{\text{м}} + C_L + C_{с. \text{кЛ2}}.$$

Емкость контура C определяется последовательным соединением трех конденсаторов: C_1 , C_2 и $C_{\text{пер}}$. Емкость последнего меняется от $C_{\text{пер. макс}}$ до $C_{\text{пер. мин}}$.

Чем больше C_1 и C_2 по сравнению с $C_{\text{пер. макс}}$, тем меньше они влияют на настройку контура и на диапазон перекрываемых им частот:

$$\omega_{0к} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{к}}}}; \quad \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}}.$$

Емкость C_0 значительно увеличивает полную минимальную емкость $C_{п. \min}$ и поэтому уменьшает перекрытие диапазона по частоте. Влияние C_0 на $C_{п. \max}$ можно не учитывать, если $C_{п. \max} \gg C_0$.

В практических схемах усилителей управляющую сетку следующего каскада часто подключают непосредственно к точке A контура. В этом случае надобность в разделительном конденсаторе C_p отпадает, так как его функции будет выполнять конденсатор C_1 .

На рис. 44, б приведена эквивалентная схема резонансного усилителя для токов высокой частоты. Из схемы исключены вспомогательные элементы, которые не влияют на прохождение этих токов. Емкость C_0 на эквивалентной схеме отсутствует, так как она является составной частью настроенного нагрузочного контура.

Контур шунтирует активное входное сопротивление следующего каскада (участка сетка—катод) $R_{\text{вх}}$, внутреннее сопротивление лампы R_i и сопротивление R_c . Каждое из них вносит в контур дополнительные потери.

$$\text{Потери, вносимые сопротивлением } R_c: \Delta r_c = \frac{X^2}{R_c} = \frac{\rho^2}{R_c}.$$

$$\text{Потери, вносимые сопротивлением } R_{\text{вх}}: \Delta r_{\text{вх}} = \frac{X^2}{R_{\text{вх}}} = \frac{\rho^2}{R_{\text{вх}}}.$$

$$\text{Потери, вносимые сопротивлением } R_i: \Delta r_i = \frac{X^2}{R_i} = \frac{\rho^2}{R_i}.$$

Тогда полное сопротивление нагрузки усилителя $R_{\text{п. н}}$, представляющее собой сопротивление настроенного контура с учетом влияния вносимых потерь, равно

$$R_{\text{п. н}} = \frac{L}{C_{\text{п}} (R + \Delta r_c + \Delta r_{\text{вх}} + \Delta r_i)}. \quad (134)$$

Добротность нагрузки усилителя определяется выражением

$$Q_{\text{н}} = \frac{\rho}{R_{\text{н}}} = \frac{\rho}{R + \Delta r_c + \Delta r_{\text{вх}} + \Delta r_i}. \quad (135)$$

Таким образом, сопротивления R_c , R_i и $R_{\text{вх}}$ снижают сопротивление нагрузки усилителя и ухудшают его избирательные свойства.

Воспользовавшись эквивалентной схемой усилителя, приведенной на рис. 44, в, можно определить напряжение на выходе усилителя:

$$U_{\text{вых}} = S U_c R_{\text{п. н.}}$$

Коэффициент усиления избирательного усилителя:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_c} = S R_{\text{п. н.}}, \quad (136)$$

т. е. усилительные свойства каскада с полным включением контура в анодную цепь лампы определяются произведением крутизны на полное сопротивление нагрузки.

В большинстве случаев с достаточной для практики точностью на частотах, не превышающих нескольких мегагерц, влиянием сопротивлений R_i , R_c и $R_{\text{вх}}$, шунтирующих контур, можно пренебречь и коэффициент усиления определять по формуле

$$K \approx S R_{\text{экр}} = S \frac{L}{CR}, \quad (137)$$

где $R_{\text{экр}}$ — сопротивление контура, настроенного на частоту входного сигнала, при работе усилителя в диапазоне частот от $f_{\text{макс}}$ до $f_{\text{мин}}$.

Изменение настройки контура может осуществляться либо изменением емкости (тогда с увеличением частоты настройки

контура коэффициент усиления возрастает, так как емкость контура уменьшается), либо изменением индуктивности контура (в этом случае с увеличением частоты настройки контура уменьшение индуктивности контура сопровождается снижением усиления).

Схема резонансного усилителя на транзисторе

На рис. 45, а приведена наиболее распространенная схема резонансного усилителя высокой частоты на транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

Назначение элементов схемы, определяющих режим работы транзистора, то же, что и в схемах транзисторных усилителей, рассмотренных выше; элементы контура выполняют те же функции, что и в ламповом усилителе.

В резонансных усилителях высокой частоты, выполненных на транзисторах, сильно сказывается влияние входной емкости и входного сопротивления следующего каскада на усилительные и избирательные свойства усилителя. Аналогичное влияние оказывают также выходная емкость и выходное сопротивление самого транзистора. Для уменьшения влияния на контур $C_{\text{вхТ}2}$, $C_{\text{выхТ}1}$, $R_{\text{вхТ}2}$ и $R_{\text{выхТ}1}$ используют неполное подключение контура со стороны входа следующего каскада и со стороны выхода транзистора $T1$.

При анализе схемы целесообразно сопротивление и емкости цепей входа и выхода пересчитать в контур. Полная емкость контура C_{Π} является суммой емкости самого контура C , представляющего собой последовательное соединение $C_{\text{пер}}$, C_1 , C_2 , емкости $C'_{\text{вых}} = p_1^2 C_{\text{выхТ}1}$ и емкости $C'_{\text{вх}} = p_2^2 C_{\text{вхТ}2}$ (рис. 45, б, в). Неполному подключению $C_{\text{выхТ}1}$ и $C_{\text{вхТ}2}$ эквивалентны новые расчетные величины $C'_{\text{вых}}$ и $C'_{\text{вх}}$, соответствующие полному включению в контур.

Коэффициент включения контура со стороны коллектора транзистора $T1$:

$$p_1 = \frac{L_1}{L}.$$

Коэффициент включения контура со стороны базы транзистора $T2$:

$$p_2 = \frac{L_2}{L}.$$

Добротность нагрузочного контура $Q_{\text{н}}$ с учетом потерь, вносимых в него сопротивлениями $R_{\text{вхТ}2}$ и $R_{\text{выхТ}1}$, определяется по формуле

$$Q_{\text{н}} = \frac{\rho}{R + r_2 + r_1} = \frac{\rho}{R_{\text{н}}} = \frac{1}{d_{\text{н}}}, \quad (138)$$

где $r_2 = \frac{p_2^2 \rho^2}{R'_{\text{вх}T2}}$ — активные потери, вносимые в контур входным

сопротивлением $R_{\text{вх}T2}$, с учетом сопротивления делителя $R'_1 - R'_2$:

$r_1 = \frac{p_1^2 \rho^2}{R_{\text{вых}T1}}$ — активные потери, вносимые в контур выход-

ным сопротивлением транзистора $T1$;

$d_{\text{н}}$ — затухание нагрузочного эквивалентного контура:

$$d_{\text{н}} = \frac{R}{\rho} + \frac{r_2}{\rho} + \frac{r_1}{\rho} = d_{\text{к}} + p_2^2 \frac{\rho}{R_{\text{вх}T2}} + p_1^2 \frac{\rho}{R_{\text{вых}T1}}.$$

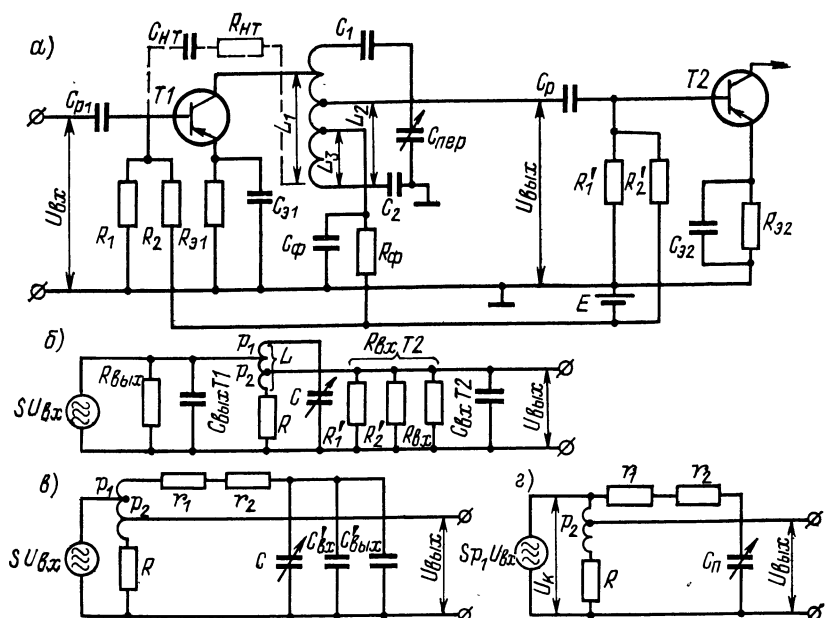


Рис. 45. Схемы резонансного усилителя на транзисторе: а — электрическая; б, в и г — эквивалентные.

Источник тока $SU_{\text{вх}}$, заменяющий в эквивалентной схеме транзистор (см. рис. 45, б, в), подключенный автотрансформаторно к нагрузочному контуру, можно заменить эквивалентным источником тока $Sp_1U_{\text{вх}}$, полностью подключенным к контуру. Это осуществлено на эквивалентной схеме, представленной в окончателном виде на рис. 45, г. Напряжение на контуре $U_{\text{к}}$ определяется произведением тока $Sp_1U_{\text{вх}}$ на полное сопротивление контура $Z_{\text{э}}$

$$U_{\text{к}} = p_1 S U_{\text{вх}} Z_{\text{э}} = I_{\text{к}} \rho.$$

Напряжение на выходе усилителя $U_{\text{вых}}$ составляет часть напряжения на контуре, пропорциональную коэффициенту включения контура:

$$U_{\text{вых}} = p_1 p_2 S U_{\text{вх}} Z_{\text{э}}.$$

Отсюда коэффициент усиления по напряжению равен

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = p_1 p_2 S Z_{\text{э}}. \quad (139)$$

При резонансе это выражение приобретает вид

$$K_{\text{рез}} = p_1 p_2 S \frac{\rho^2}{R_{\text{н}}}. \quad (140)$$

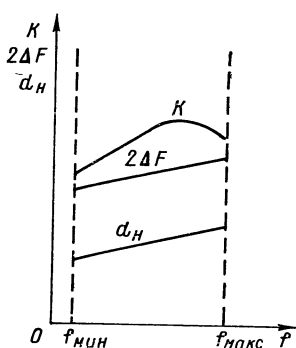


Рис. 46. Зависимость коэффициента усиления, полосы пропускания и затухания контура усилителя от частоты.

Так как p_1 и p_2 — величины постоянные, а крутизну S тоже можно считать не зависящей от частоты в пределах рассчитываемого диапазона, то нетрудно прийти к выводу, что с увеличением частоты настройки контура коэффициент усиления возрастает, поскольку уменьшается емкость переменного конденсатора контура. Но одновременно с увеличением рабочей частоты увеличиваются вносимые в контур потери r_1 и r_2 за счет уменьшения $R_{\text{вх} T2}$ и $R_{\text{вых} T1}$, отчего затухание эквивалентного контура $d_{\text{н}}$ также возрастает. Поэтому к концу диапазона коэффициент усиления может не только перестать увеличиваться, но даже начать уменьшаться (рис. 46).

Полоса пропускания усилителя связана с затуханием нагруженного контура следующим соотношением:

$$2\Delta F = f_{\text{рез}} d_{\text{н}}.$$

Таким образом, с увеличением частоты настройки и ввиду увеличения при этом затухания контура полоса пропускания усилителя возрастает. При расчете усилителя значение $d_{\text{н}}$, полученное на самой низкой рабочей частоте диапазона, должно обеспечить заданную полосу пропускания всего усилителя, так как на остальных частотах диапазона полоса пропускания будет не меньше заданной. Однако значение $d_{\text{н}}$ не следует выбирать слишком малым, так как при этом одновременно придется выбирать и слишком малые значения коэффициентов включения контура p_1 и p_2 , что приведет к снижению усиления.

Определим теперь влияние этих коэффициентов на усиительные свойства каскада. Для облегчения анализа приведем формулу (140) к более удобному виду:

$$\begin{aligned}
 K_{\text{рез}} &= \frac{Sp_1 p_2 \rho^2}{R_{\text{н}}} = \frac{Sp_1 p_2 \rho^2}{R + \frac{\rho_2^2 \rho^2}{R'_{\text{вх}T2}} + \frac{\rho_1^2 \rho^2}{R'_{\text{вых}T1}}} = \\
 &= \frac{Sp_1 p_2 \rho^2}{\frac{\rho^2}{R_{\text{эКВ}}} + \frac{\rho_2^2 \rho^2}{R'_{\text{вх}T2}} + \frac{\rho_1^2 \rho^2}{R'_{\text{вых}T2}}} = \frac{Sp_1 p_2}{\frac{1}{R_{\text{эКВ}}} + \frac{\rho_2^2}{R'_{\text{вх}T2}} + \frac{\rho_1^2}{R'_{\text{вых}T1}}}, \quad (141)
 \end{aligned}$$

где $R_{\text{эКВ}}$ — сопротивление контура при резонансе.

Для того чтобы найти оптимальное значение коэффициента включения контура p_1 , продифференцируем последнее выражение по p_1 и приравняем производную нулю:

$$p_{1\text{опт}} = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{\text{эКВ}}} + \frac{\rho_2^2}{R'_{\text{вх}T2}} \right) R'_{\text{вых}T1}}. \quad (142)$$

Подставив это значение в формулу (141), получим

$$K_{p_1\text{макс}} = \frac{S \sqrt{R'_{\text{вых}T1}}}{2 \sqrt{\frac{1}{R_{\text{эКВ}}} + \frac{1}{R'_{\text{вх}T2}}}}. \quad (143)$$

Максимальный коэффициент усиления $K_{p_1\text{макс}}$ имеет место при $p_2 = 1$:

$$K_{p_1\text{макс}} = \frac{S \sqrt{R'_{\text{вых}T1}}}{2 \sqrt{\frac{1}{R_{\text{эКВ}}} + \frac{1}{R'_{\text{вх}T2}}}}. \quad (144)$$

Аналогичным образом можно получить выражение для оптимального значения коэффициента включения контура $p_{2\text{опт}}$

$$p_{2\text{опт}} = \sqrt{\left(\frac{1}{R_{\text{эКВ}}} + p_1^2 \frac{1}{R'_{\text{вых}T1}} \right) R'_{\text{вх}T2}} \quad (145)$$

и для коэффициента усиления K_{p_2}

$$K_{p_2} = \frac{Sp_1 \sqrt{R'_{\text{вх}T2}}}{2 \sqrt{\frac{1}{R_{\text{эКВ}}} + p_1^2 \frac{1}{R'_{\text{вых}T1}}}}. \quad (146)$$

Максимальный коэффициент усиления $K_{p_2\text{макс}}$ имеет место при $p_1 = 1$:

$$K_{p_2\text{макс}} = \frac{S \sqrt{R_{\text{вых}T2}}}{2 \sqrt{\frac{1}{R_{\text{экв}}} + \frac{1}{R_{\text{вх}T1}}}}. \quad (147)$$

При включении транзисторов по схеме с общим эмиттером и с общей базой $R_{\text{вых}T1} > R_{\text{вх}T2}$ и $K_{p_1\text{макс}} > K_{p_2\text{макс}}$. Таким образом, для получения наибольшего усиления следует применить полное подключение контура ($p_2 = 1$) к входу следующего каскада и подобрать оптимальную связь $p_{1\text{опт}}$ с выходом транзистора $T1$. Однако при этом резко ухудшаются избирательные свойства усилителя. Поэтому при разработке схем усилителей обычно выбирают $p_1 = 1$, а $p_2 < 1$, что сопровождается некоторым снижением усиления, но зато избирательность усилителя повышается.

Для получения большей избирательности задаются условием $p_1 < 1$ и $p_2 < 1$. Такое подключение контура увеличивает стабильность настройки и усиления. При этом полная емкость контура $C_{\Pi} = C + p_1^2 C_{\text{вых}T1} + p_2^2 C_{\text{вх}T2}$ в меньшей степени зависит от емкостей $C_{\text{вых}T1}$ и $C_{\text{вх}T2}$, значения которых определяются режимом работы транзисторов.

Устойчивость резонансных усилителей

Неправильное расположение соединительных проводов и элементов схемы, наличие общих электрических цепей в многокаскадных усилителях, по которым проходят токи отдельных каскадов, а также емкости $C_{\text{а.с}}$ или $C_{\text{б.к}}$ вызывают появление паразитной положительной обратной связи. Паразитную обратную связь через элементы схемы и соединительные провода устраняют рациональным размещением деталей и проводов, а обратную связь через общие цепи питания — с помощью развязывающих фильтров. Что же касается обратной связи через емкость $C_{\text{а.с}}$ или $C_{\text{б.к}}$, то она присуща любому усилительному каскаду и оказывает существенное влияние на работу усилителя.

Действительно, напряжение на выходе усилителя $U_{\text{вых}} = S U_{\text{вх}} R_{\text{экв}}$ (рис. 47), возникающее при наличии входного сигнала $U_{\text{вх}} = U_{\text{с}}$, оказывается приложенным к делителю, состоящему из емкости $C_{\text{а.с}}$ или $C_{\text{б.к}}$ и входного контура $L_1 C_1$. При определенных условиях напряжение $U'_{\text{с}}$, появляющееся на входе сетка—катод за счет обратной связи, может оказаться в фазе с напряжением входного сигнала, а его значение — достаточным для поддержания в схеме незатухающего колебательного процесса. Последнее может иметь место даже при отсутствии на входе напряжения сигнала: усилитель самовозбуждается.

Чем меньше емкость $C_{б.к}$ или $C_{а.с}$, тем больше ее сопротивление и тем меньше напряжение $U'_{вх}$. При очень малых значениях $C_{а.с}$ напряжение $U'_{вх}$ оказывается настолько незначительным, что явления самовозбуждения не происходит. Усилитель работает устойчиво. Поэтому в резонансных усилителях на высоких частотах обычно применяют пентоды, у которых емкость $C_{а.с}$ мала. Емкость транзистора $C_{б.к}$ превышает емкость электронной лампы в сотни раз, поэтому транзисторный резонансный усилитель более склонен к самовозбуждению.

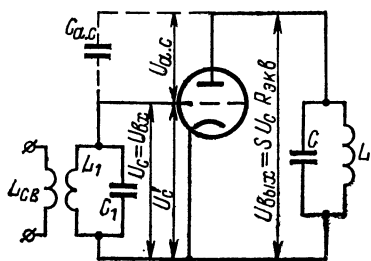


Рис. 47. Схема, поясняющая самовозбуждение резонансного усилителя.

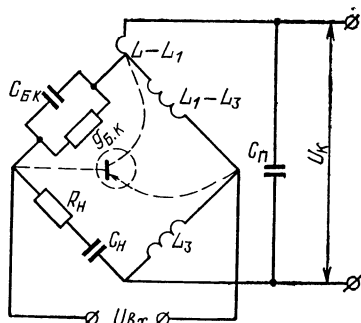


Рис. 48. Мостовая схема нейтрализации.

Теория самовозбуждения и устойчивости резонансных усилителей, разработанная В. И. Сифоровым, определяет условие устойчивой работы ламповых резонансных усилителей:

$$\omega C_{а.с} K_{уст}^2 \leq (0,18 \div 0,36) S,$$

откуда

$$K_{уст} = (0,4 \div 0,6) \sqrt{\frac{S}{\omega C_{а.с}}}. \quad (148)$$

Здесь $K_{уст}$ — коэффициент устойчивого усиления, который можно получить от данной лампы на заданной частоте, не опасаясь самовозбуждения, обусловленного емкостью $C_{а.с}$. Формула (148) позволяет также решить вопрос о способе включения контура в анодную цепь электронной лампы. При расчетах $K_{уст}$ для одного каскада в формулу (148) следует подставить коэффициент 0,6, а для многокаскадного усилителя 0,4. Если коэффициент усиления каскада K окажется больше $K_{уст}$, то необходимо снизить усиление, включив в анодную цепь контур второго вида (используя автотрансформаторное включение контура в анодную цепь), или применить в анодной цепи трансформаторную связь с нагрузочным контуром. При этом коэффициент включения

контура (или параметр связи), который обеспечит устойчивую работу каскада, определится отношением

$$p = \frac{K_{уст}}{K} = \frac{L_1}{L} = \frac{M}{L},$$

где L_1 — часть индуктивности катушки контура L , включенная между анодом и источником питания при автотрансформаторном включении контура;

M — коэффициент взаимной индукции между индуктивностью катушки связи (включенной в анодную цепь электронной лампы) и индуктивностью катушки контура.

Коэффициент устойчивого усиления транзисторного резонансного каскада усиления с достаточной для практики точностью можно рассчитывать по формуле

$$K_{уст} \approx 0,4 \sqrt{\frac{S}{\omega C_{б.к}}}. \quad (149)$$

Ограничение усиления, которое накладывается на транзисторный каскад условием устойчивости (149), может быть снято включением в схему электрической цепи, нейтрализующей внутреннюю обратную связь через емкость $C_{б.к}$ и проводимость $g_{б.к}$. Наиболее распространенной является мостовая схема нейтрализации. С помощью дополнительного отвода от контурной катушки L и элементов схемы $C_{нт}$ и $R_{нт}$ (на рис. 45, *a* показан штриховой линией) в схеме усилителя образуется мост (рис. 48), который может быть уравновешен соответствующим подбором $C_{н}$ и $R_{н}$. При балансе моста обратная связь между входными и выходными цепями исчезает.

Резонансные усилители с двумя связанными контурами (полосовые усилители)

Нагрузкой полосового усилителя обычно являются два связанных колебательных контура. Полосовые усилители имеют резонансную характеристику, по форме приближающуюся к идеальной — прямоугольной (особенно при использовании в качестве нагрузки более двух связанных контуров). Однако применение связанных контуров усложняет во время эксплуатации перестройку усилителей и поэтому полосовые усилители обычно работают на фиксированных частотах.

Наибольшее практическое применение находят каскады с индуктивной связью между контурами (рис. 49, *a*). Отличие схемы полосового усилителя от одноконтурного резонансного усилителя заключается в отсутствии дополнительных конденсаторов в контуре C_1 и C_2 и разделительного конденсатора C_p (см. рис. 45, *a*), так как обмотки катушек индуктивностей L_1 и L_2 электрически

не связаны между собой; между ними имеет место индуктивная связь.

Достоинством приведенной схемы является то, что сопротивления делителей $R_1—R_2$ и $R'_1—R'_2$ не шунтируют колебательные контуры. Контур L_1C_3 шунтирует выходное сопротивление транзистора $T1$, а контур L_2C_4 — входное сопротивление транзистора $T2$. Так как шунтирующие сопротивления сравнительно велики и в схеме использовано неполное подключение контуров, то практически полоса пропускания каскада, его избирательность и коэффициент усиления определяются степенью связи между контурами. Коэффициенты включения контуров p_1 и p_2

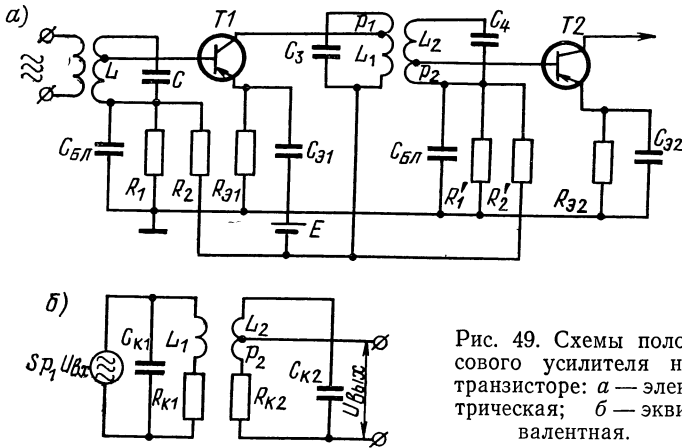


Рис. 49. Схемы полосового усилителя на транзисторе: а — электрическая; б — эквивалентная.

выбираются такими, чтобы оба контура обладали одинаковыми затуханиями, обеспечивая тем самым симметрию резонансной кривой каскада.

На рис. 49, б приведена эквивалентная схема усилителя в окончательном виде, составленная по методике, изложенной в предыдущем параграфе.

Напряжение на первом контуре:

$$U_{к1} = Sp_1 U_{вх} Z_{экв}, \quad (150)$$

где $Z_{экв}$ — сопротивление первого контура с учетом потерь, вносимых в контур сопротивлением $R_{выхT1}$ и вторым контуром.

Напряжение на втором контуре можно определить, используя очевидное равенство

$$U_{к2} = U_{к1} K_{\phi}, \quad (151)$$

где K_{ϕ} — коэффициент передачи напряжения полосовым фильтром при настройке контуров на одну и ту же частоту $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0$ и одинаковых затуханиях контуров.

В общем виде коэффициент передачи напряжения:

$$K_{\phi} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{к}}} = Q \frac{\eta}{\sqrt{(\eta^2 - x^2 + 1)^2 + 4x^2}},$$

где

Q — добротность контуров фильтра;

$\eta = QK_{\text{св}}$ — параметр связи;

$K_{\text{св}}$ — коэффициент связи;

$x = \frac{2\Delta f}{f_0} Q$ — обобщенная расстройка;

Δf — расстройка контуров относительно частоты входного сигнала;

f_0 — резонансная частота контуров.

При резонансе, т. е. при условии, что $x = 0$,

$$K_{\phi} = Q \frac{\eta}{1 + \eta^2}. \quad (152)$$

Напряжение на входе каскада будет равно

$$U_{\text{вых}} = p_2 U_{\text{к2}} = S p_1 p_2 U_{\text{вх}} Z_{\text{экв}} K_{\phi}.$$

Отсюда коэффициент усиления при резонансе

$$K_{\text{рез}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = S p_1 p_2 Z_{\text{экв}} K_{\phi} = S p_1 p_2 \frac{\rho^2}{R_{\text{н}}} \frac{\eta}{\eta^2 + 1}. \quad (153)$$

Сравнивая формулу (140) с формулой (153), нетрудно убедиться, что коэффициент усиления усилителя с полосовым фильтром отличается от коэффициента усиления усилителя с одиночным контуром лишь множителем $\frac{\eta}{\eta^2 + 1}$. При настройке контуров в резонанс и при критической связи между контурами $\eta = Q_{\text{н}} K_{\text{св}} = 1$, т. е. коэффициент усиления усилительного каскада с полосовым фильтром в 2 раза меньше, чем усилительного каскада с одиночным контуром. Однако при сравнении усилителей с нагрузками в виде одного и двух связанных контуров (при критической связи), обеспечивающих одинаковую полосу пропускания, оказывается, что коэффициент усиления полосового усилителя меньше коэффициента усиления усилителя с одиночным контуром только в 1,4 раза.

Высокая избирательность при широкой полосе пропускания имеет место при $\eta > 1$, если же необходимо получить узкую полосу пропускания (порядка единиц килогерц), то значение параметра связи должно быть меньше единицы: $\eta < 1$.

Чем меньше потери и емкости контуров, тем выше коэффициент усиления резонансного усилителя. Однако следует помнить, что полная емкость контура $C_{\text{п}}$ является суммой емкости конденсатора, включенного в контур C_3 или C_4 междувитковой емкости соответствующей катушки C_L и вносимой емкости $C'_{\text{вн}}$.

Значение емкости $C_{вн}$ определяется емкостью монтажа, а также входной или выходной емкостью транзисторов.

У усилителя с полосовым фильтром емкости, вносимые в контуры, равны:

в первый контур

$$C_{вн1} = C_{выхT1} p_1^2 + C_M;$$

во второй контур

$$C_{вн2} = C_{вхT2} p_2^2 + C_M,$$

где C_M — емкость монтажа, составляющая в схеме на электронной лампе обычно 10—30 пФ, а в транзисторном каскаде — единицы пикофард.

Емкости конденсаторов C_1 и C_2 , включенных в контуры, должны значительно превышать вносимые емкости. В противном случае замена транзисторов и изменение монтажа будут резко сказываться на настройке контуров.

Емкость контура C_K полосового усилителя определяют из условия его устойчивой работы, предполагая полное подключение контуров к усилительному элементу: $\omega_0 C_{a.c} S Z_{экв}^2 = 0,25$. Но так

как $Z_{экв} = \frac{Q}{\omega_0 C}$, то после несложных преобразований получают

$$C_K \geq 2Q \sqrt{\frac{C_{a.c} S}{\omega_0}}. \quad (154)$$

При расчете транзисторной схемы вместо емкости $C_{a.c}$ следует подставить емкость $C_{б.к}$. Правильность выбора емкости контура можно проверить по формуле

$$C_K \geq \Delta C_{вн} \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (155)$$

где $\Delta C_{вн}$ — изменение емкости, вносимой в контур;

Δf — допустимая расстройка контура при изменении емкости $C_{вн}$.

Емкость конденсатора, который следует включить в контур, определяется выражением

$$C_1 = C_2 = C_K - C_{вн} - C_L. \quad (156)$$

Если коэффициент усиления оказывается больше заданного, то целесообразно увеличить емкость контура. Это повысит стабильность и надежность работы усилителя.

При расчете индуктивности контурной катушки удобно пользоваться формулой

$$L = \frac{25\,330}{f^2 C}, \quad (157)$$

где L выражена в микрогенри (мкГ), C — в пикофарадах (пФ), f — в мегагерцах (МГц).

Резонансный усилитель в режиме усиления мощности

Усилители мощности высокой частоты (генераторы с посторонним возбуждением) предназначены для усиления мощности высокочастотных колебаний, вырабатываемых автогенератором или иным источником высокочастотных колебаний.

Применение нескольких каскадов генераторов с посторонним возбуждением, включенных последовательно, позволяет получить на выходе мощность высокочастотных колебаний, достигающую нескольких десятков тысяч киловатт при относительно высоком коэффициенте полезного действия.

Схемы усилителей мощности высокой частоты с посторонним возбуждением подразделяются на одноктактные и двухтактные.

Схемы одноктактных генераторов имеют много общего со схемами избирательных усилителей, рассмотренных выше (см. рис. 44 и 45). В схему одноктактного усилителя мощности входят: усилительный элемент, нагрузка в виде колебательного контура LC , источник питания, обеспечивающие выбранный режим работы усилительного элемента, и вспомогательные элементы, обеспечивающие связь с предыдущим каскадом и стабильность работы схемы. Если частота входного сигнала меняется, то в колебательный контур вводят переменную емкость C (или переменную индуктивность) для настройки контура в резонанс с входным сигналом.

Следует, однако, учитывать и некоторые особенности схем усилителей мощности высокой частоты:

1. Вместо резистора фильтра R_{ϕ} в схему включается дроссель L_{ϕ} (см. § 9).

2. Необходимое напряжение смещения на управляющей сетке обычно обеспечивается за счет постоянной составляющей сеточного тока (а не суммарного тока лампы, который весьма велик, и на R_k выделялась бы слишком большая мощность), а в мощных усилительных каскадах — даже от отдельного источника смещения. При этом в цепь управляющей сетки вместо резистора R_c включают дроссель L_c (представляющий малое сопротивление для постоянной составляющей сеточного тока и большой сопротивление, равное сопротивлению R_c , для переменной составляющей входного сигнала).

В усилительных каскадах на транзисторах (при значительных токах базы) нецелесообразно с энергетической точки зрения применять делитель $R_1 - R_2$ для обеспечения выбранного режима транзистора.

На рис. 50 в качестве примера приведены схемы усилителей мощности высокой частоты, выполненные на электронных лампах.

На рис. 50, а показана схема с параллельным питанием анода и управляющей сетки пентода. Смещение на управляю-

щую сетку подается от постороннего источника напряжения смещения.

Дроссель L_c увеличивает сопротивление участка сетка—катод для токов высокой частоты, обеспечивает подачу напряжения смещения на управляющую сетку лампы и уменьшает искажения формы результирующего напряжения на сетке. Индуктивность дросселя в микрогенри можно рассчитать по формуле

$$L_c \geq \frac{0,6\lambda^2}{C_{вх}}, \quad (158)$$

где λ — длина волн, м;

$C_{вх}$ — входная емкость лампы (транзистора), пФ.

Переменная составляющая анодного тока, частота которой совпадает с частотой входного сигнала и с частотой настройки

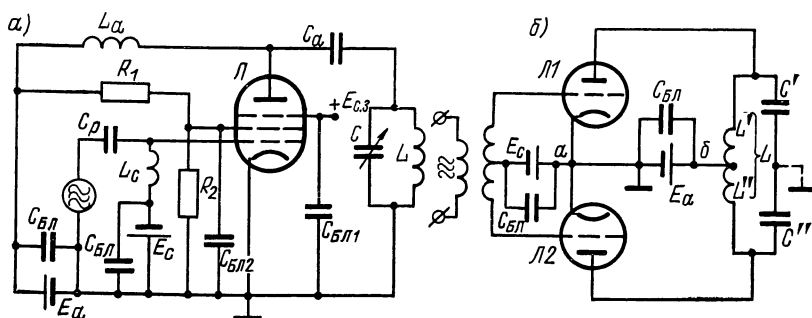


Рис. 50. Схемы усилителей мощности высокой частоты на электронных лампах: а — однотактная с параллельным питанием; б — двухтактная.

колебательного контура LC , выделяет в нагрузочном контуре колебательную мощность, равную

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_{экв} = \frac{1}{2} I_{a1} U_{ma} = \frac{1}{2} \frac{U_{ma}^2}{R_{экв}} = \\ &= \frac{1}{2} \alpha_1 i_{a, \max} U_{ma}, \end{aligned} \quad (159)$$

где I_{a1} — амплитуда первой гармоники анодного тока;
 $R_{экв}$ — сопротивление контура, настроенного на частоту первой гармоники анодного тока;
 U_{ma} — амплитуда колебательного напряжения на аноде (на контуре);
 α_1 — коэффициент разложения анодного тока;
 $i_{a, \max}$ — максимальное (пиковое) значение анодного тока.

Емкость разделительного конденсатора C_a должна быть такой, чтобы падение напряжения на нем не превышало 3—5% от напряжения на контуре:

$$X_{C_a} = \frac{1}{\omega C_a} \leq (0,03 \div 0,05) R_{экв}. \quad (160)$$

На экранирующую сетку в усилителях мощности высокой частоты постоянное напряжение подается либо через гасящее сопротивление, либо через делитель (см. рис. 50, *а*), либо от отдельного источника постоянного напряжения. Питание от отдельного источника постоянного напряжения увеличивает габариты и стоимость каскада, а также усложняет его эксплуатацию. Экранирующая сетка обязательно соединяется с катодом через блокировочную емкость $C_{б.п.}$. На защитную сетку часто подается небольшое положительное напряжение $E_{с.з.}$, составляющее $0,1U_a$. Схемы питания защитной сетки подобны схемам питания экранирующей сетки.

При необходимости получить колебательную мощность, превышающую колебательную мощность используемой лампы, применяют либо параллельное, либо двухтактное включение ламп.

На рис. 50, *б* приведена схема двухтактного усилителя мощности высокой частоты на двух триодах. Однако для получения большей мощности в каждое плечо можно включить параллельно по две однотипные лампы и более.

Выше было показано, что при полной симметрии схемы в питающем проводе ab отсутствуют токи основной частоты и нечетных гармоник, так как эти составляющие проходят в питающем проводе в противофазе, вследствие чего взаимно компенсируются. Токи плеч основных частот находятся в противофазе, и если ток первой лампы создает на индуктивности L' напряжение $u'_L = I'_{a1} R'_{\text{эКВ}} \cos \omega t$, то ток второй лампы на индуктивности L'' создает напряжение $u''_L = I''_{a1} R''_{\text{эКВ}} \cos (\omega t + \pi)$. Здесь $R'_{\text{эКВ}}$ и $R''_{\text{эКВ}}$ — сопротивления нагрузки (анодного контура), отнесенные к соответствующей лампе (при неработающей второй), причем

$$R'_{\text{эКВ}} = R''_{\text{эКВ}} = \frac{1}{4} R_{\text{эКВ}},$$

где $R_{\text{эКВ}}$ — сопротивление нагрузки между анодами ламп.

В нашем случае нагрузкой является контур второго вида с коэффициентом включения, равным $1/2$.

Так как напряжения u'_L и u''_L сдвинуты по фазе на 180° , то для переменного напряжения основной частоты потенциал средней точки (точки *б*) контура равен нулю. Переменное же напряжение на всем контуре u_k равно разности напряжений u'_L и u''_L :

$$u_k = u'_L - u''_L = U'_{ma} \cos \omega t - U''_{ma} \cos (\omega t + \pi),$$

а при симметрии схемы

$$u_k = 2U'_{ma} \cos \omega t = 2U''_{ma} \cos \omega t.$$

Мощность, выделяемая в нагрузочном контуре обеими лампами, равна

$$P = P' + P'' = \frac{U'_{ma}{}^2}{2R'_{\text{ЭКВ}}} + \frac{U''_{ma}{}^2}{2R''_{\text{ЭКВ}}}.$$

Если $R'_{\text{ЭКВ}} = R''_{\text{ЭКВ}}$ и $U'_{ma} = U''_{ma}$, то

$$P = 2P' = 2P''. \quad (161)$$

Токи третьей и высших нечетных гармоник проходят главным образом по емкостной ветви контура, так как эта ветвь представляет для них меньшее сопротивление, чем индуктивная.

Таким образом, при индуктивной связи двухтактного усилителя мощности с последующими цепями электронного устройства на вход последнего не поступают четные гармоники, а если и поступают, то значительно ослабленными. Отсутствие токов основной частоты и их нечетных гармоник в питающем проводе уменьшает паразитную обратную связь через источники питания. Входные емкости ламп между собой соединены последовательно, и поэтому начальная емкость двухтактного генератора получается меньшей, чем у одноконтурного, собранного на подобной лампе.

Наряду с этими достоинствами двухтактная схема обладает и серьезными недостатками. Она требует высокого эквивалентного сопротивления нагрузочного контура, что трудно получить на высоких (10 МГц и более) частотах. Наличие удвоенного колебательного напряжения на элементах контура вызывает необходимость повышения качества изоляции его элементов.

Электрический коэффициент полезного действия генератора (см. § 5) определяется выражением

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi. \quad (162)$$

Колебательная мощность, отдаваемая лампой, зависит от сопротивления нагрузки R_a и от амплитуды соответствующей гармоники анодного тока, которая является функцией угла отсечки и максимального значения анодного тока. При неизменных значениях R_a и $i_{a, \text{макс}}$ лампа отдает максимальную колебательную мощность в режиме усиления при угле отсечки $\theta = 120^\circ$.

Коэффициент полезного действия пропорционален коэффициенту использования анодного напряжения ξ и отношению $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$.

Величина $\xi = \frac{U_{R_a}}{E} = \frac{I_{a1} R_a}{E}$ определяется сопротивлением

нагрузки, а отношение $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ увеличивается с уменьшением угла отсечки, что, к сожалению, сопровождается уменьшением колебательной мощности. Поэтому приходится угол нижней отсечки выбирать в пределах от 80 до 90°. Это обеспечивает получение на выходе достаточно большой колебательной мощности и сравнительно высокого к. п. д.

При неизменных напряжениях источников питания и постоянной амплитуде напряжения возбуждения усилительный элемент отдает максимальную колебательную мощность при вполне

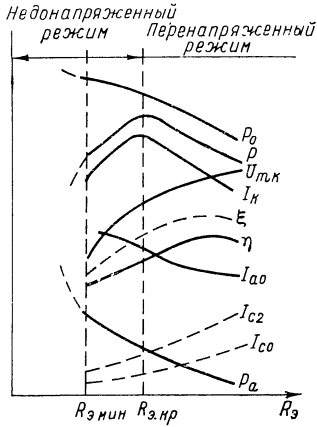


Рис. 51. Типовые нагрузочные характеристики лампового усилителя.

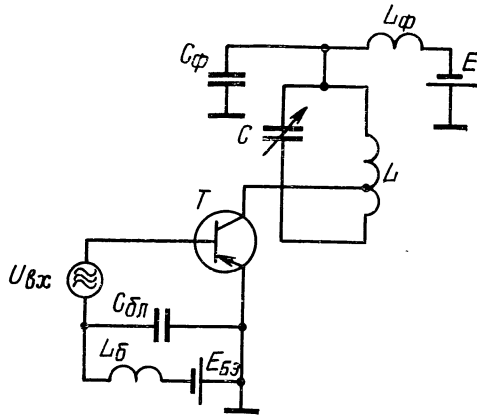


Рис. 52. Схема усилителя мощности высокой частоты на транзисторе.

определенном значении сопротивления нагрузки. Это сопротивление нагрузки называют оптимальным и обозначают $R_{э, \text{ опт}}$.

Каждому сопротивлению нагрузки соответствует вполне определенное значение коэффициента использования анодного напряжения, поэтому максимальная колебательная мощность выделяется также при $\xi = \xi_{\text{ опт}}$.

Режим генератора, имеющий место при оптимальном сопротивлении нагрузки, называют оптимальным или критическим. При сопротивлении нагрузки, меньшем по сравнению с оптимальным значением, генератор работает в недонапряженном режиме, а при сопротивлении нагрузки, превышающем оптимальное, — в перенапряженном режиме.

Анализ работы генератора в различных режимах удобно провести при помощи нагрузочных характеристик, представляющих собой зависимости токов $I_{а0}$, $I_{а1}$, $I_{к}$, мощностей P , P_0 , $P_а$, к. п. д. η

и амплитуды переменного напряжения на контуре $U_{мк}$ от сопротивления анодной нагрузки $R_э$ при постоянных напряжениях источника анодного питания E_a и амплитуде напряжения возбуждения $U_{мс}$.

На рис. 51 приведены типовые нагрузочные характеристики. Штриховыми линиями показан также график зависимости $I_{с0}$, $I_{с2}$ и ξ от $R_э$.

Оптимальному (критическому) режиму соответствует слегка притупленный импульс анодного тока, который можно считать еще косинусоидальным. Это пограничный режим между недонапряженным и перенапряженным режимами. В нагрузке выделяется наибольшая колебательная мощность. Этому же режиму соответствует максимум контурного тока I_K .

Усилители мощности высокой частоты на транзисторах (рис. 52) работают с отсечкой тока коллектора, и в зависимости от соотношения токов базы и коллектора также различают недонапряженный, критический и перенапряженный режимы. Наибольшее практическое распространение имеют недонапряженный и критический режимы. С увеличением рабочей частоты возрастает фазовый сдвиг между напряжением возбуждения и первой гармоникой тока коллектора, вызванный дрейфом носителей в базе, уменьшается высота импульса коллекторного тока. Указанные явления происходят на частотах $f > (0,1 \div 0,2)f_\alpha$, где f_α — предельная частота усиления по току в схеме с общей базой.

Однако на частотах, не превышающих нескольких сот килогерц, фазовые соотношения в схеме транзисторного усилителя можно считать подобными фазовым соотношениям в аналогичных схемах, выполненных на электронных лампах. Энергетические соотношения усилителя мощности высокой частоты находят путем построения динамических характеристик, определения исходного режима и расчетных формул (158)—(160), (162) с внесением в них соответствующих обозначений применительно к транзисторному усилителю.

Мощность возбуждения:

$$P_B = \frac{1}{2} I_{б1} U_{мб.э} = 0,5 \alpha_1 i_{б.макс} U_{мб.э}. \quad (163)$$

Составляющую тока базы частоты входного сигнала следует определять как разность $I_{э1} - I_{К1}$.

Мощность, затраченная в источнике смещения:

$$P_{б0} = I_{б0} |E_{б.э}| = \alpha_0 i_{б.макс} |E_{б.э}|. \quad (164)$$

Мощность рассеяния на базе:

$$P_6 = P_{60} - P_в. \quad (165)$$

Общая мощность рассеяния $P_{общ}$ складывается из мощности рассеяния на коллекторе $P_{к0} = P_{общ} - P = I_{к0} |E| - \frac{1}{2} I_{к1} U_{тк}$ и мощности рассеяния на базе:

$$P_{общ} = P_{к0} + P_6 \leq P_{доп}. \quad (166)$$

Для получения эффективной и надежной работы транзисторных усилителей мощности высокой частоты при конструировании и регулировании необходимо учитывать особенности транзисторов по сравнению с электронными лампами: малые входные и выходные сопротивления, большие собственные емкости, большие токи коллектора и эмиттера, влияние изменений температуры на режим усилителя.

§ 20. НАЗНАЧЕНИЕ И ПОКАЗАТЕЛИ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Электронную аппаратуру, содержащую самые разнообразные электровакуумные, полупроводниковые и газоразрядные приборы, всевозможные реле, коммутационные, измерительные и сигнальные устройства, необходимо питать энергией постоянного и переменного тока различных по значению напряжений.

Значительная часть элементов электронных устройств потребляет электрическую энергию постоянного тока. Источниками его являются гальванические элементы, аккумуляторы, батареи, термоэлектрогенераторы, электрические машины постоянного тока и др.

При питании электронной аппаратуры от сети переменного тока обычно используют выпрямители, особенно при питании стационарных (непередвижных) установок. Выпрямителем называется устройство, преобразующее переменный ток в постоянный. По сравнению с другими источниками постоянного тока выпрямители обладают существенными преимуществами: они просты в эксплуатации и надежны в работе, не имеют механических вращающихся частей, относительно малогабаритны, позволяют получать широкий диапазон значений постоянного напряжения.

Выпрямительное устройство состоит из трех основных элементов: силового трансформатора, вентиля и сглаживающего фильтра.

Силовой трансформатор трансформирует напряжение сети до необходимого значения.

Вентиль преобразует переменный ток в постоянный, вернее, в пульсирующий ток одного направления. В качестве вентиля используют электронные лампы, чаще всего диоды (кенотроны), полупроводниковые диоды, а также и ионные приборы — газотроны.

Сглаживающий фильтр служит для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и ставится на выходе, перед нагрузкой.

Кроме указанных основных элементов в состав выпрямителя могут входить стабилизаторы напряжения питающей сети, стабилизаторы выпрямленного напряжения или тока на выходе выпрямителя, устройства, позволяющие регулировать выходное напряжение выпрямителя и предохранять выпрямитель от повреждений при нарушении нормального режима работы.

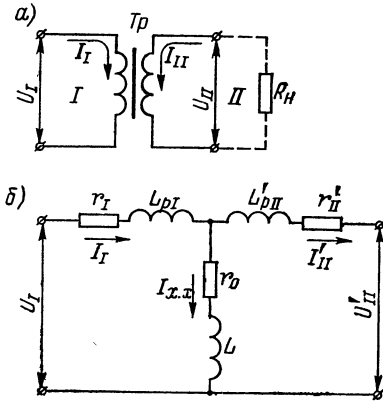
Выпрямитель должен обеспечивать на выходе заданное напряжение при определенном токе в нагрузке и допустимом значении

коэффициента пульсации выпрямленного напряжения. Коэффициентом пульсации и называется отношение в процентах амплитуды напряжения основной частоты на выходе выпрямителя к выпрямленному напряжению:

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{m\sim}}{U_0} \cdot 100. \quad (167)$$

Практическое применение находят схемы выпрямления однофазного и трехфазного тока. Наибольшее распространение получили однофазные схемы выпрямителей мощностью до 1 кВт. В зависимости от схем построения различают однополупериодные и двухполупериодные выпрямители, а также выпрямители с умножением выпрямленного напряжения.

Рис. 53. Схематическое изображение силового трансформатора (а) и его приведенная схема (б).



Силовой трансформатор, являющийся неотъемлемой частью большинства выпрямительных установок, представляет собой устройство, предназначенное для преобразования и передачи энергии переменного тока из одной цепи в другую. При преобразовании энергии могут изменяться значения напряжений и токов, число фаз, частота и форма напряжения. Основным назначением силового трансформатора является преобразование напряжения.

На рис. 53, а показана схема простейшего трансформатора Tr , состоящего из замкнутого сердечника магнитопровода и двух обмоток: первичной I , подсоединяемой к питающей сети, и вторичной II , к которой подсоединяется нагрузка R_H . Различают два вида режима работы трансформатора: режим холостого хода и режим под нагрузкой. Режим холостого хода имеет место при разомкнутой вторичной цепи. Строго говоря, коэффициент трансформации n трансформатора определяет отношение

э. д. с., наводимой во вторичной обмотке, к э. д. с., наводимой в первичной обмотке:

$$n = \frac{E_{II}}{E_I}.$$

Однако с достаточной для практики точностью можно считать, что

$$n = \frac{U_{II}}{U_I} = \frac{w_{II}}{w_I}, \quad (168)$$

где U и w — напряжение и число витков в соответствующей обмотке трансформатора.

При работе трансформатора под нагрузкой появляется ток в цепи вторичной обмотки. С увеличением этого тока возрастает и мощность, выделяемая в нагрузке, а стало быть, и мощность, потребляемая от сети. Силовые трансформаторы, как правило, имеют очень высокий коэффициент полезного действия, достигающий 98—99%.

При $n < 1$ (в понижающем трансформаторе) ток I_{II} , протекающий через нагрузку, больше тока I_I . С увеличением тока нагрузки напряжение на зажимах вторичной обмотки трансформатора U_{II} падает.

Зависимость напряжения U_{II} от тока нагрузки I_{II} называется нагрузочной характеристикой трансформатора. У хорошо выполненных трансформаторов изменение напряжения на вторичной обмотке трансформатора при увеличении тока нагрузки не превышает нескольких процентов от напряжения $U_{IIx.x}$ в режиме холостого хода:

$$\Delta U = \frac{U_{IIx.x} - U_{II}}{U_{IIx.x}} \cdot 100. \quad (169)$$

Трансформатор по отношению к питающей сети является индуктивной нагрузкой. Токи I_I и I_{II} , а также напряжения U_I и U_{II} сдвинуты по фазе относительно друг друга почти на 180° .

При анализе работы трансформатора пользуются приведенной схемой трансформатора.

На рис. 53, б изображена схема трансформатора, приведенная к первичной обмотке. Для расчета таких эквивалентных схем используются формулы приведения вторичной цепи к первичной:

$$I'_{II} = nI_{II}; \quad U'_{II} = \frac{U_{II}}{n}; \quad r'_{II} = \frac{r_{II}}{n^2}; \quad L'_{pII} = \frac{L_{pII}}{n^2}; \\ C'_{II} = n^2 C_{II},$$

где I'_{II} и U'_{II} — соответственно ток вторичной обмотки и напряжение на вторичной обмотке, пересчитанные в первичную цепь;

r'_{II} , $L'_{рп}$, C'_{II} — соответственно сопротивление вторичной обмотки, индуктивность рассеяния вторичной обмотки и емкость вторичной цепи, пересчитанные в первичную цепь.

Большое распространение имеют однофазные многообмоточные трансформаторы, позволяющие получить на выходе несколько разных по значению переменных напряжений, и трехфазные трансформаторы, преобразующие напряжение трехфазной сети в трехфазное напряжение требуемой величины. Практическое применение находят также и однообмоточные трансформаторы — автотрансформаторы. Однако с их помощью можно получать выходное напряжение, превышающее напряжение сети не более чем в 2—2,5 раза.

§ 21. СХЕМЫ ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Однополупериодная схема выпрямления

Однополупериодная схема выпрямления однофазного тока с активной нагрузкой показана на рис. 54, а. Она состоит из силового трансформатора Tr , вентиля B и нагрузки R_n . Первичная обмотка подсоединяется к напряжению сети, которое меняется по синусоидальному закону. Последовательно со вторичной обмоткой трансформатора включены вентиль и нагрузка. Во время положительного полупериода э.д.с. e_{II} , наводимой во вторичной обмотке, на анод вентиля подается положительный относительно его катода потенциал. Во вторичной цепи появляется ток i_{II} , который протекает через вентиль, нагрузку и вторичную обмотку трансформатора. Во время отрицательного полупериода э.д.с. e_{II} ток во вторичной цепи отсутствует, так как к вентилю приложено обратное напряжение, поэтому по сопротивлению нагрузки протекает постоянный по направлению, но пульсирующий ток. То же можно сказать и о напряжении на нагрузке. Среднее значение пульсирующего тока соответствует такому значению постоянного тока, при котором за время, равное одному периоду пульсации, по цепи проходит то же количество электричества, что и при пульсирующем токе.

Воспользовавшись графиком, приведенным на рис. 54, б, можно написать равенство

$$I_{cp}T = \int_0^{\frac{T}{2}} i_{II} dt.$$

Поскольку ток изменяется по синусоидальному закону $i_{II} = I_{mII} \sin \omega t$, то

$$I_{cp}T = \int_0^{\frac{T}{2}} I_{mII} \sin \omega t dt = -I_{mII} \frac{\cos \omega t}{\omega} \Big|_0^{\frac{T}{2}} = 2 \frac{I_{mII}}{\omega},$$

откуда

$$I_{cp} = 2 \frac{I_{mII}}{\omega T} = \frac{I_{mII}}{\pi}. \quad (170)$$

Среднее значение выпрямленного тока однополупериодной схемы в π раз меньше максимального значения тока. Рассуждая аналогичным образом, нетрудно убедиться, что

$$U_{cp} = \frac{U_{mII}}{\pi},$$

или

$$U_{mII} = 3,14 U_{cp}. \quad (171)$$

Если пренебречь сопротивлением вторичной обмотки трансформатора и внутренним сопротивлением вентиля R_i , то можно считать, что максимальное значение выпрямленного напряжения $U_{максII}$ равно амплитуде э. д. с. E_{mII} , наводимой во вторичной обмотке трансформатора:

$$U_{cp} = \frac{E_{mII}}{\pi}.$$

Во время отрицательного полупериода к вентилю приложено обратное напряжение

$$U_{обр} = E_{mII} = \pi U_{cp},$$

т. е. в однополупериодной схеме выпрямления обратное напряжение в π раз больше среднего значения выпрямленного напряжения U_{cp} .

Нетрудно также определить действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора E_{II} , выразив его через среднее значение выпрямленного напряжения

$$E_{II} = \frac{E_{mII}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{cp} = 2,22 U_{cp}. \quad (172)$$

Действующее значение тока I_{II} , который определяет нагрев вторичной обмотки трансформатора, находим из уравнения

$$I_{II}^2 = \frac{I_{mII}^2}{2} \cdot \frac{1}{2}.$$

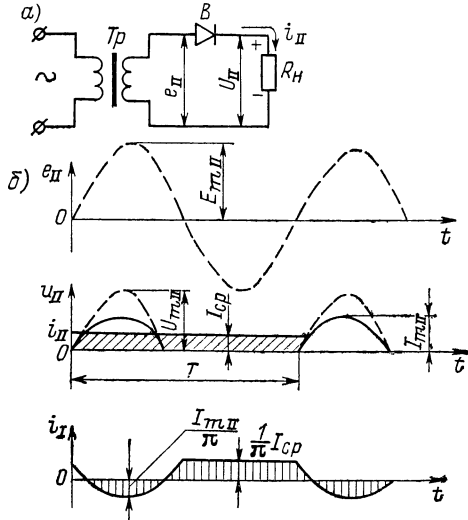


Рис. 54. Однополупериодная схема выпрямления с активной нагрузкой (а) и временные диаграммы токов, напряжений и э. д. с. (б).

Поскольку ток I_{II} протекает в течение одного полупериода, то и тепла выделяется в 2 раза меньше, чем при обычном синусоидальном токе. Этим объясняется появление коэффициента $1/2$. Воспользовавшись соотношением (170), после несложных преобразований получим окончательную формулу, определяющую действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора:

$$I_{II} = \frac{I_{mII}}{2} = \frac{\pi}{2} I_{cp} = 1,57 I_{cp}. \quad (173)$$

При анализе работы однополупериодной схемы особый практический интерес представляет типовая, или габаритная, расчетная мощность обмоток трансформатора, по которой определяют его габаритные размеры. Типовая мощность $P_{тип}$ выражается как среднее арифметическое типовых мощностей обмоток (в вольт-амперах):

$$P_{тип} = \frac{P_I + P_{II}}{2}.$$

Типовая мощность первичной обмотки:

$$P_I = U_I I_I,$$

где

$$U_I = \frac{U_{II}}{n} = \frac{E_{II}}{n} = \frac{2,22 U_{cp}}{n};$$

I_I — действующее значение тока в первичной обмотке, имеющее форму переменной составляющей тока вторичной обмотки.

Постоянная же составляющая тока вторичной обмотки не трансформируется в первичную цепь. Поэтому

$$I_I = n \sqrt{I_{II}^2 - I_{cp}^2} = n \sqrt{(1,57 I_{cp})^2 - I_{cp}^2} = 1,21 n I_{cp}. \quad (174)$$

Окончательное выражение для типовой мощности первичной обмотки (в вольт-амперах) принимает вид

$$P_I = \frac{2,22 U_{cp}}{n} 1,21 n I_{cp} = 2,69 P_0. \quad (175)$$

Аналогично можно написать окончательное выражение типовой мощности вторичной обмотки (в вольт-амперах):

$$P_{II} = I_{II} E_{II} = \frac{\pi}{2} I_{cp} \frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{cp} = 3,49 P_0. \quad (176)$$

Тогда полная типовая, или габаритная, мощность трансформатора в вольт-амперах будет равна

$$P_{тип} \approx 3 P_0. \quad (177)$$

Формула (177) показывает, что в схеме однополупериодного выпрямления для получения заданной выпрямленной мощности P_0 трансформатор должен быть рассчитан на мощность, в 3 раза превосходящую выпрямленную.

Для оценки использования обмоток трансформатора существует коэффициент использования обмотки, который определяется отношением выпрямленной мощности к типовой мощности соответствующей обмотки. В однополупериодной схеме выпрямления эти коэффициенты очень малы: они составляют всего лишь 0,3—0,37.

Воспользовавшись известным правилом разложения несинусоидальной формы кривой выпрямленного напряжения в ряд Фурье, можно найти допустимое значение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения [см. формулу (167)]:

$$K_{\text{п}} = \frac{U_{m\sim}}{U_{\text{ср}}} \cdot 100 = \frac{\pi}{2} \frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{ср}}} \cdot 100 = 157\%.$$

Как видно, пульсации в рассматриваемой схеме выпрямления очень велики. Поэтому для их сглаживания на выходе выпрямителя приходится применять сложные фильтры. Это обстоятельство, а также малые коэффициенты использования обмоток трансформатора и высокое обратное напряжение ограничивают практическое применение однополупериодных схем выпрямления в электронной аппаратуре.

Двухполупериодная схема выпрямления

При двухполупериодном выпрямлении ток через нагрузку протекает в течение обоих полупериодов. Схема двухполупериодного выпрямления представлена на рис. 55, а. Аноды вентилях $B1$ и $B2$ присоединены к концам вторичной обмотки трансформатора Tr , а катоды соединены вместе; между катодами и средней точкой трансформатора присоединена нагрузка. В течение полупериода, когда потенциал анода вентиля $B1$ выше потенциала средней точки трансформатора, в цепи, состоящей из вентиля $B1$, сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и верхней половины вторичной обмотки трансформатора Tr , течет ток. Вентиль $B2$ при этом заперт, так как потенциал его анода ниже потенциала катода на величину, равную сумме падений напряжений на нижней половине вторичной обмотки трансформатора и на сопротивлении нагрузки. Ток i'_{II} вентиля $B2$ повторяет форму э. д. с. e''_{II} , появившейся на половине вторичной обмотки трансформатора, и создает на сопротивлении нагрузки напряжение $U_{R_{\text{н}}}$, по значению и форме одинаковое э. д. с. e''_{II} (если пренебречь падением напряжения на сопротивлении вторичной обмотки трансформатора и вентиле). Это иллюстрирует график, приведенный на рис. 55, б.

Обратное напряжение $U_{обр}$, приложенное к вентилю $B2$, можно считать приблизительно равным

$$U_{обр} = E''_{mII} + U_{mR_H} \approx E''_{mII} + E'_{mII} \approx E_{mII},$$

т. е. оно получается таким же, как и в однополупериодной схеме.

Во время следующего полупериода откроется вентиль $B2$, а вентиль $B1$ окажется закрытым.

Таким образом, ток в двухполупериодной схеме выпрямления по нагрузке R_H проходит в течение обоих полупериодов, и поэтому среднее значение общего выпрямленного тока оказывается в 2 раза бóльшим, чем в однополупериодной схеме:

$$I_{cp} = \frac{2}{\pi} I_m. \quad (178)$$

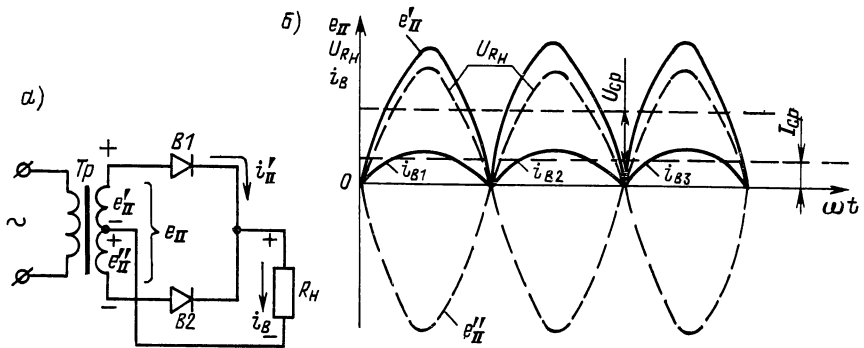


Рис. 55. Схема двухполупериодного выпрямления (а) и временные диаграммы токов, напряжений и э. д. с. (б).

Среднее значение выпрямленного тока, протекающего через каждый вентиль, можно определить по формуле

$$I'_{cp} = \frac{I_m}{\pi}. \quad (179)$$

Отсюда видно, что максимальное значение тока через вентиль в 3,14 раза больше среднего значения выпрямленного тока, протекающего через каждый вентиль, и в 1,57 раза больше среднего значения общего выпрямленного тока.

Выпрямленное напряжение в рассматриваемой схеме выпрямления тоже в 2 раза больше, чем в однополупериодной схеме. Действительно, максимальное значение выпрямленного напряжения на нагрузке равно

$$U_{mR_H} = I_m R_H = \frac{\pi}{2} I_{cp} R_H = \frac{\pi}{2} U_{cp},$$

откуда

$$U_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} U_{mR_H} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{II} = 0,9U_{II}, \quad (180)$$

т. е. среднее значение выпрямленного напряжения составляет 0,9 от действующего значения напряжения на вторичной обмотке.

При определении токов в обмотках трансформатора удобно двухполупериодную схему представить в виде двух однополупериодных схем выпрямления, работающих на общую нагрузку. Тогда форма тока в каждой половине вторичной обмотки трансформатора будет такая же, как и в однополупериодной схеме:

$$I'_{II} = \frac{I_m}{2} = \frac{\pi}{4} I_{\text{ср}} = 0,785I_{\text{ср}}. \quad (181)$$

Поскольку схема симметрична, то в соответствующих половинах вторичной обмотки постоянные составляющие токов протекают в противоположных направлениях, создают встречные магнитные потоки, вследствие чего сердечник трансформатора не подмагничивается и поэтому ток в первичной обмотке имеет синусоидальную форму.

Действующее значение тока первичной обмотки:

$$I_I = \frac{I_{mI}}{\sqrt{2}} = \frac{nI_{mII}}{\sqrt{2}} = \frac{n}{\sqrt{2}} \frac{n}{2} I_{\text{ср}} = 1,11nI_{\text{ср}}. \quad (182)$$

Типовую мощность обмоток трансформатора $P_{\text{тип}}$ по аналогии с однополупериодной схемой можно определить в вольт-амперах по формуле

$$P_{\text{тип}} = \frac{P_I + P_{II}}{2} \approx 1,48P_0, \quad (183)$$

где

$$P_I = U_I I_I = 1,11nI_{\text{ср}} \frac{U_{\text{ср}}}{0,9n} = 1,23P_0;$$

$$P_{II} = 2I_{II} U_{II} = 2 \cdot 0,785I_{\text{ср}} \frac{U_{\text{ср}}}{0,9} = 1,74P_0.$$

Последняя формула показывает, что для получения одной и той же по значению выпрямленной мощности в схеме двухполупериодного выпрямления габариты трансформатора можно уменьшить в 2 раза по сравнению со схемой однополупериодного выпрямления.

Продолжая далее сравнительную оценку обеих рассмотренных схем выпрямления, нетрудно прийти к заключению, что в двухполупериодной схеме использования трансформатора в 2 раза больше (составляет примерно 0,67), а коэффициент пульсации выпрямленного напряжения более чем в 2 раза меньше.

Двухполупериодная схема находит широкое практическое применение при токах нагрузки свыше 30 мА и используется для получения постоянных напряжений от нескольких десятков вольт до нескольких киловольт при мощности не более 1 кВ·А.

Мостовая схема выпрямления

Мостовая однофазная схема (рис. 56, а) состоит из силового трансформатора Tr с двумя обмотками и четырех вентилей

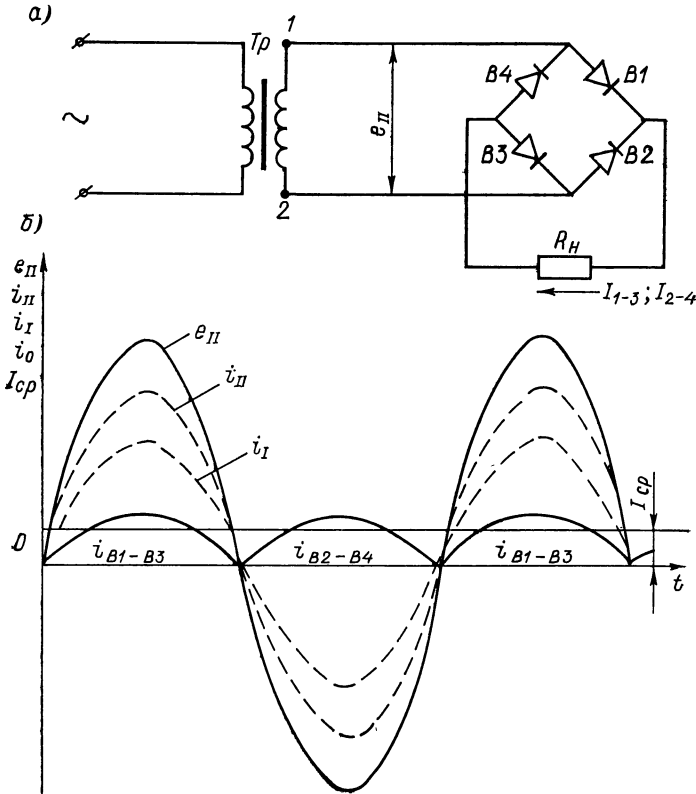


Рис. 56. Мостовая схема выпрямления (а) и временные диаграммы токов и э. д. с. (б).

$B1—B4$, соединенных по схеме моста. Одна диагональ моста подсоединена к вторичной обмотке силового трансформатора, другая — к нагрузке R_H .

При включении первичной обмотки трансформатора в сеть во вторичной обмотке возникает переменная э. д. с. e_{II} .

Во время положительного полупериода, когда точка 1 имеет более высокий потенциал, чем точка 2, в цепи вентилей $B1$ и $B2$ (точка $1—B1—B2—$ точка 2) пройдет полуволна тока

(рис. 56, б). К вентилям $B2$ и $B4$ при этом приложено обратное напряжение, они заперты. Во время следующего полупериода пройдет полуволна тока в цепи вентилях $B1$ и $B4$ (точка 2— $B2$ — R_n — $B4$ —точка 1); вентили $B1$ и $B2$ заперты.

Таким образом, мостовая схема представляет собой схему двухполупериодного выпрямления. Конец диагонали моста с соединенными катодами вентилях является положительным полюсом выпрямителя, а конец диагонали моста с соединенными анодами — отрицательным. Если напряжение сети соответствует заданному напряжению, которое должно быть приложено к мосту, то мостовая схема может включаться в сеть переменного тока без трансформатора. Отличие мостовой схемы выпрямителя от рассмотренной ранее двухполупериодной схемы заключается в следующем:

- а) вторичная обмотка не имеет вывода от средней точки;
- б) выпрямленный ток протекает по всей вторичной обмотке в течение обоих полупериодов то в одном, то в другом направлении, поэтому отсутствует намагничивание сердечника трансформатора;
- в) для получения такого же выпрямленного напряжения, как и от двухполупериодной схемы с выводом средней точки трансформатора, для вторичной обмотки в мостовой схеме требуется в 2 раза меньшее число витков;
- г) токи вторичной и первичной обмоток синусоидальны, поэтому расчетные мощности обмоток одинаковы:

$$P_1 = P_{II} = U_I I_1 = U_{II} I_{II} = \frac{1,11 n I_{cp} \cdot 1,11 U_{cp}}{n} = 1,23 P_0, \quad (184)$$

т. е. габаритная мощность примерно на 20% ниже габаритной мощности трансформатора с выводом средней точки;

д) обратное напряжение меньше. Действительно, напряжение вторичной обмотки приложено к двум парам последовательно включенных вентилях (один из которых открыт, а другой закрыт). Поэтому обратное напряжение, приложенное к одному из последовательно включенных вентилях, равно напряжению на вторичной обмотке трансформатора, уменьшенному на величину прямого падения напряжения на другом, последовательно включенном, вентиле:

$$E_{mII} = U_{обр} + U_{пр}.$$

Если пренебречь прямым падением напряжения по сравнению с обратным, то получим

$$U_{обр} \approx E_{mII} = \frac{\pi}{2} U_{cp} = 1,57 U_{cp}, \quad (185)$$

в то время как в однополупериодной и двухполупериодной схемах, рассмотренных ранее, обратное напряжение определялось

отношением $U_{\text{обр}} = 3,14U_{\text{ср}}$, т. е. было в 2 раза бóльшим, чем в мостовой схеме выпрямления.

Частоты пульсации и коэффициенты пульсации в двухполупериодной и мостовой схемах одинаковы.

При сравнительном анализе схем следует, однако, учесть, что в мостовой схеме используются четыре вентиля, а не два, как это имело место в двухполупериодной схеме с выводом средней точки. Если в качестве вентилях применить приборы с накаливаемыми катодами, то потребуются минимум три накальные обмотки, что резко удорожает и усложняет конструкцию. Поэтому в мостовых схемах выпрямления для повышения к. п. д. установки целесообразно использовать безнакальные вентили с малым внутренним сопротивлением. Мостовые схемы выпрямления изготовляют мощностью, не превышающей 1 кВт. Выпрямленное напряжение может быть очень большим (вплоть до десятков тысяч вольт).

Схема удвоения напряжения

Для получения выпрямленных напряжений более высоких, чем напряжения на зажимах вторичной обмотки силового трансформатора или напряжение сети в бестрансформаторных выпрямительных установках, находят широкое применение схемы выпрямителей, основанные на принципе умножения напряжения.

При этом (для умножения напряжения в два, три раза и более) используется накапливание энергии в электрическом поле конденсатора. Наибольшее распространение получили схемы удвоения напряжения, применяемые в маломощных высоковольтных выпрямителях (для питания электронно-лучевых и рентгеновских трубок).

На рис. 57, а приведена простая и вместе с тем часто используемая схема удвоения выпрямительного напряжения, представляющая собой две последовательно включенные однополупериодные схемы выпрямления. В полупериод, когда потенциал точки 1 выше потенциала точки 2, импульс тока i_{C_1} , проходящий по цепи точка 1— $B1$ — C_1 —точка 2, заряжает конденсатор C_1 .

В следующий полупериод, когда потенциал точки 2 выше потенциала точки 1, происходит заряд конденсатора C_2 импульсом тока i_{C_2} по цепи точка 2— C_2 — $B2$ —точка 1. Каждый из конденсаторов заряжается до напряжения

$$U_C = U_{II} + \Delta U_B,$$

где U_{II} — напряжение на вторичной обмотке трансформатора; ΔU_B — падение напряжения на работающем вентиле.

Конденсаторы включены последовательно, токи заряда конденсаторов проходят в одном направлении, поэтому выпрямленное напряжение будет равно

$$U_{\text{ср}} = U_{C_1} + U_{C_2} - 2\Delta U_B.$$

Вентили имеют малое внутреннее сопротивление, следовательно величиной $2 \Delta U_B$ можно пренебречь, и тогда

$$U_{cp} \approx U_{C_1} + U_{C_2} \approx 2U_{II}.$$

Такое удвоение выпрямленного напряжения имеет место лишь при большом сопротивлении (при малых токах) нагрузки, так как только при выполнении этого условия за время отсутствия зарядного тока конденсаторы не успевают значительно разрядиться.

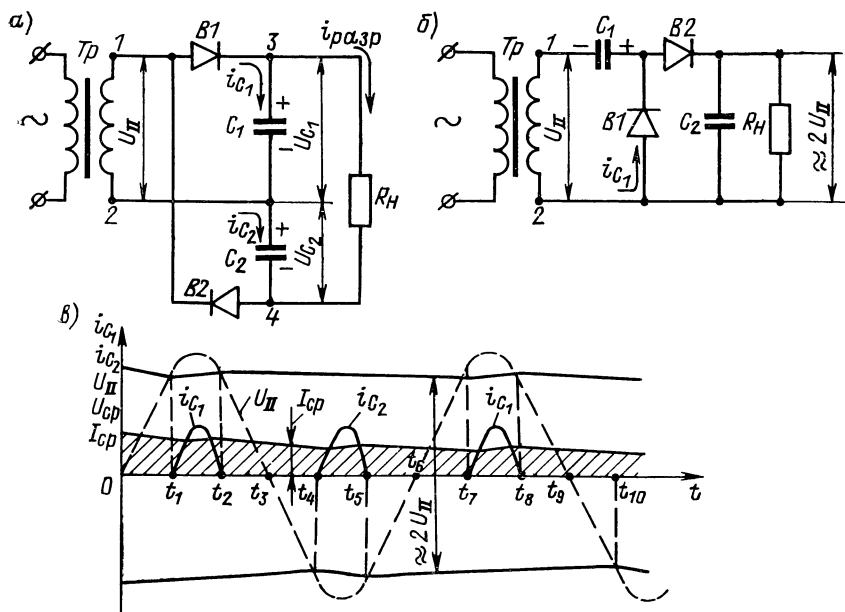


Рис. 57. Симметричная (а), несимметричная (б) схемы удвоения напряжения и временные диаграммы к симметричной схеме (в).

Временные диаграммы, приведенные на рис. 57, в, наглядно иллюстрируют работу рассматриваемой схемы. В промежутки времени $0 - t_1$ и $0 - t_2$ разряжается конденсатор C_1 и по сопротивлению нагрузки R_H проходит ток разряда $i_{разр}$, а в промежутки времени $0 - t_4$ и $t_5 - t_{10}$ разряжается конденсатор C_2 . В промежутки времени $t_1 - t_2$, $t_4 - t_5$ и $t_7 - t_8$, когда напряжение на соответствующих конденсаторах вследствие их разряда становится меньше напряжения на вторичной обмотке трансформатора, конденсаторы поочередно подзаряжаются. Так как время заряда конденсатора во много раз меньше времени их разряда, то разность потенциалов между точками 3—4 поддерживается примерно постоянной и равной $2U_{II}$.

Обратное напряжение, приложенное к вентилю, равно сумме напряжений на вторичной обмотке и на одном из конденсаторов, т. е.

$$U_{\text{обр}} \approx 2U_{\text{II}}.$$

В режиме холостого хода

$$U_{\text{обр}} \approx 2E_{m\text{II}}.$$

Частота пульсации равна удвоенной частоте питающей сети (100 Гц).

На рис. 57, б приведена еще одна, так называемая несимметричная, схема удвоения напряжения. Когда потенциал точки 2 выше потенциала точки 1, конденсатор C_1 заряжается почти до напряжения U_{II} . В следующий полупериод потенциал точки 1 окажется выше потенциала точки 2 и конденсатор C_2 заряжается до напряжения $2U_{\text{II}}$. Заряд конденсатора C_2 обеспечивается суммарным напряжением на вторичной обмотке трансформатора и на конденсаторе C_1 .

Схемы удвоения напряжения имеют следующие достоинства:

1. Для получения одинакового по значению выпрямленного напряжения требуется вдвое меньшее число витков вторичной обмотки трансформатора, чем в мостовой схеме, и в четыре раза меньшее, чем в двухполупериодной схеме с выводом средней точки.

2. Обратное напряжение вентиля практически равно выпрямленному напряжению.

3. Отсутствует подмагничивание трансформатора.

Однако схемам удвоения присуще большое выходное сопротивление, определяемое последовательным соединением двух однополупериодных выпрямителей, и, кроме того, в случае использования вентилей с накаливаемыми катодами необходимо иметь два изолированных друг от друга источника накала.

§ 22. РАБОТА ВЫПРЯМИТЕЛЯ НА РАЗЛИЧНУЮ НАГРУЗКУ

Рассмотренные выше схемы выпрямителей давали возможность получить на нагрузке выпрямленное, но пульсирующее напряжение. Недопустимо большие пульсации напряжения нарушают нормальный режим работы электронной аппаратуры, создают фон на ее выходе, вызывают искажения сигналов, приводят к неустойчивости работы электронного устройства в целом. Поэтому для устранения пульсации выпрямленного напряжения в схему выпрямителя на его выходе включают сглаживающие фильтры.

Прежде чем познакомиться с практическими схемами фильтрации, рассмотрим физические процессы в схеме двухполупери-

одного выпрямителя для случая, когда последовательно с активным сопротивлением нагрузки включен дроссель с индуктивностью L (рис. 58, а), т. е. когда выпрямитель нагружен на индуктивность и активное сопротивление.

Напряжение $U_{R_H L}$, приложенное к цепи R_H-L , имеет форму положительных синусоидальных полувольт; форма же тока, протекающего через нагрузку, отличается от формы выпрямленного напряжения. При увеличении напряжения $U_{R_H L}$ в индуктивности L возникает э. д. с. самоиндукции e_L , которая противодействует

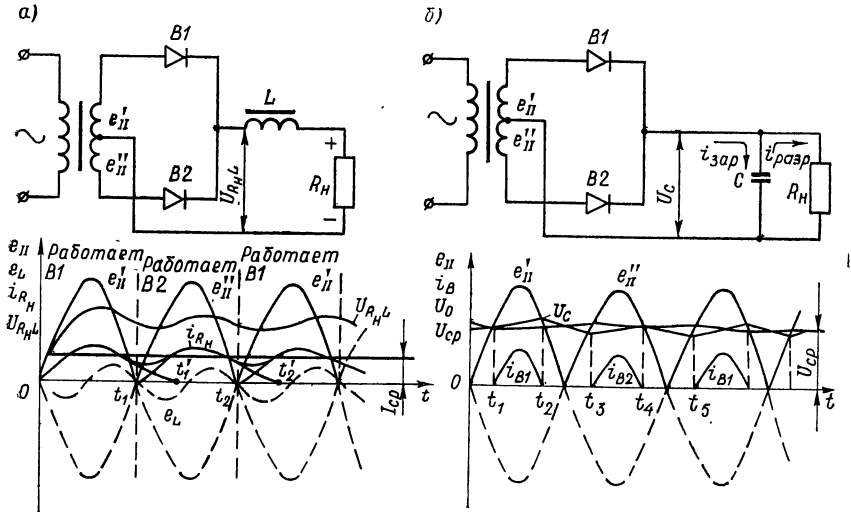


Рис. 58. Схемы двухполупериодных выпрямителей и графики, поясняющие их работу: при активно-индуктивной (а) и активно-емкостной (б) нагрузках.

увеличению тока. Она направлена навстречу возрастающему напряжению $U_{R_H L}$, и поэтому на графике показана с обратной полярностью.

Как только ток первого вентиля $B1$ перестанет возрастать (достигнет максимума), э. д. с. самоиндукции становится равной нулю. В следующую часть периода, когда полярность ее изменится, она будет препятствовать уменьшению тока в цепи R_H-L , поэтому ток прекращается не в момент t_1 , а позже, в момент времени t'_1 . В момент времени t_1 открывается также вентиль $B2$ и ток в нагрузке складывается из возрастающего тока вентиля $B2$ и уменьшающегося тока вентиля $B1$, поддерживаемого э. д. с. самоиндукции (последний замыкается теперь через вентиль $B2$, так как вентиль $B1$ заперт).

Среднее значение выпрямленного тока уже незначительно отличается от максимального тока, протекающего через вентиль,

причем это отличие будет тем меньше, чем больше индуктивность L . Одновременно уменьшаются и пульсации напряжения. Так, при $\omega L = (5 \div 8)R_H$ пульсации напряжения на нагрузке не превышают 20%.

Обратное напряжение на вентиле равно сумме э. д. с. e_{II} и напряжения на входе цепи $R_H - L$:

$$U_{\text{обр. макс}} \approx 2E_{mII} \approx \pi U_{\text{ср.}}$$

В общем случае среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке равно

$$U_{\text{ср}} = U_{\text{ср. х. х}} - I_{\text{ср}}(R_i + r_{II} + r_{\text{др}}),$$

где $U_{\text{ср. х. х}}$ — напряжение на выходе выпрямителя при отключенной нагрузке в режиме холостого хода;

$I_{\text{ср}}(R_i + r_{II} + r_{\text{др}})$ — напряжение потерь на активных сопротивлениях элементов схемы.

Из последнего равенства следует, что с увеличением тока через нагрузку (при уменьшении R_H) увеличивается наклон внешней характеристики. Однако этот наклон не зависит от индуктивности дросселя, поэтому в выпрямителе с индуктивной нагрузкой целесообразно применять вентили с малым внутренним сопротивлением R_i (селеновые или ионные вентили).

На рис. 58, б приведена двухполупериодная схема выпрямителя, нагруженного на параллельно подключенные конденсатор C и сопротивление R_H , а также изображены графики, поясняющие работу этой схемы.

Конденсатор дважды за каждый период подзаряжается до напряжения $U_{C, \text{ макс}}$ поочередно через вентиль $B1$ и вентиль $B2$. Когда напряжение на соответствующей половине вторичной обмотки трансформатора становится выше напряжения U_C на конденсаторе, он подзаряжается в промежутки времени $t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$ и разряжается на нагрузку в промежутки времени $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$. При этом ток в нагрузке поддерживается за счет энергии, накопленной в конденсаторе. Вентили в это время заперты. Чем больше сопротивление нагрузки, тем медленнее разряжается конденсатор, тем меньше изменяется (меньше пульсирует) напряжение на нагрузке.

Среднее значение выпрямленного напряжения примерно равно амплитуде напряжения на половине вторичной обмотки трансформатора; обратное напряжение — в 2 раза больше ($\approx 2E_{mII}$); коэффициент пульсации не превышает 15% при $C = 8 \div 10$ мкФ.

Следует заметить, что ток в нагрузке протекает в течение всего полупериода, в то время как ток через вентиль проходит только лишь за часть полупериода, причем максимальное значение этого тока в 3—4 раза больше среднего значения выпрям-

ленного. Поэтому если необходимо получить от выпрямителя ток в 100 мА, то допустимый максимальный ток вентиля должен быть не менее 300 мА.

Наклон внешней характеристики зависит не только от внутреннего сопротивления вентиля и вторичной обмотки трансформатора, но и от постоянных времени заряда и разряда конденсатора:

$$t_{\text{зар}} \approx C(R_i + r_{II}'); \quad t_{\text{разр}} = CR_n.$$

Значение выпрямленного напряжения резко зависит от значения тока нагрузки. При $R_n = \infty$, т. е. когда $I_{\text{ср}} = 0$, напряжение на емкости максимально; при уменьшении R_n напряжение $U_{\text{ср}}$ падает.

Выпрямитель, работающий на емкость, можно рассматривать как источник с большим внутренним сопротивлением. В момент включения схемы имеет место бросок тока, происходит первоначальный заряд конденсатора C , ток в цепи ограничивается только внутренним сопротивлением вентиля, поэтому возникает опасность выхода одного из них из строя.

§ 23. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Ранее уже отмечалось, какое вредное влияние оказывают на работу электрических устройств пульсации выпрямленного питающего напряжения. Очень часто допустимый коэффициент пульсации должен составлять сотые и даже тысячные доли процента. Для выполнения этого требования применяются сложные сглаживающие фильтры.

Качество фильтра оценивается коэффициентом качества (сглаживания), который представляет собой отношение коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на выходе:

$$K_{\text{кач}} = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}} = \frac{U_{\text{п.вх}}}{U_{\text{п.вых}}}.$$

К фильтру предъявляются также дополнительные требования: падение выпрямленного напряжения на фильтре должно быть по возможности минимальным; фильтр не должен влиять на режим работы потребителя, должен быть электрически прочным и по возможности малогабаритным.

Как было показано, включение индуктивности или емкости на выходе двухполупериодной схемы выпрямителя приводит к снижению пульсаций. Сложные фильтры, применяемые для обеспечения лучшего сглаживающего эффекта, в общем случае представляют собой последовательное соединение индуктивностей (а иногда и активных сопротивлений) с параллельно подключенными конденсаторами большой емкости. Во избежание

появления на выходе пульсаций напряжения какой-то определенной частоты в состав фильтра включают колебательные контуры, настроенные на эту частоту пульсаций.

Наибольшее распространение получили Г-образные фильтры, начинающиеся обычно с индуктивности (рис. 59, а) и П-образные фильтры, начинающиеся с емкости (рис. 59, б). Такие индуктивно-емкостные фильтры имеют малое активное сопротивление, поэтому потери выпрямленного напряжения $\Delta U_{ср}$ на них очень невелики. В маломощных выпрямителях с целью уменьшения их габаритов дроссель иногда заменяют активным сопротивлением порядка нескольких килоом, так как потери на нем выпрямленного напряжения будут невелики.

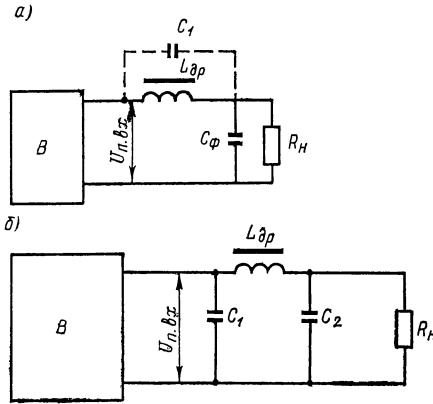


Рис. 59. Г-образный (а) и П-образный (б) фильтры.

Г-образный фильтр, представляющий для выпрямителя индуктивную нагрузку (сопротивление дросселя для переменной составляющей тока пульсаций значительно больше, чем сопротивление емкости), можно рассматривать как делитель напряжения, в котором для обеспечения сглаживающих свойств должно быть выполнено условие

$$\omega_{п} L_{др} \gg R_H \gg \frac{1}{\omega_{п} C},$$

где $\omega_{п}$ — частота пульсации.

Коэффициент качества фильтра можно выразить не через отношение напряжений, а через отношение сопротивлений:

$$K_{кач} = \frac{U_{п. вх}}{U_{п. вых}} = \frac{\omega_{п} L_{др} - \frac{1}{\omega_{п} C}}{\frac{1}{\omega_{п} C}} = \omega_{п}^2 L_{др} C - 1,$$

откуда

$$L_{др} C = \frac{K_{кач} + 1}{\omega_{п}^2}. \tag{186}$$

Если значение $K_{кач}$ задано, то, воспользовавшись формулой (186), можно определить произведение $L_{др} C$, после чего, выбрав величину конденсатора C , рассчитать необходимое значение индуктивности дросселя.

При расчетах необходимо проверить, не совпадает ли собственная частота контура, образованного индуктивностью дросселя и емкостью $\left(\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{др} C}} \right)$, с частотой пульсаций, так

как в случае совпадения этих частот произойдет не уменьшение, а, наоборот, увеличение пульсаций.

Для уменьшения пульсаций дроссель часто шунтируют емкостью (C_1), которая вместе с параллельно подключенной индуктивностью дросселя ($L_{др}$) образует так называемый фильтр-пробку.

П-образный фильтр можно представить в виде последовательного соединения двух фильтров: емкости C и Г-образного фильтра, состоящего из индуктивности $L_{др}$ и емкости C_2 . Влияние элементов C_1 , $L_{др}$ и C_2 на величину пульсаций выпрямленного напряжения было рассмотрено выше. П-образный фильтр обеспечивает большее значение коэффициента фильтрации, чем Г-образный.

Практическое применение находят также многозвенные фильтры, состоящие из нескольких Г-образных и П-образных звеньев. Они позволяют добиться незначительной пульсации выпрямленного напряжения. Общий коэффициент сглаживания многозвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания отдельных звеньев.

§ 24. РАСЧЕТ СХЕМ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Расчет двухполупериодной схемы выпрямления

Исходными величинами для расчета выпрямителя обычно являются выпрямленный ток $I_{ср}$, напряжение $U_{ср}$ и мощность P , а также допустимое значение коэффициента пульсации выпрямленного напряжения $K_{п. зад}$. Кроме того, известными считаются напряжение и частота питающей сети.

Если используется Г-образный фильтр, то для выбора типа вентиля следует ввести расчетные величины $U_{ср. расч}$ и $R_{н. расч}$:

$$U_{ср. расч} = U_{ср. зад} + \Delta U_{L_{др}} = U_{ср. зад} + (0,05 \div 0,1) U_{ср. зад};$$

$$R_{н. расч} = \frac{U_{ср. расч}}{I_{ср}}.$$

По справочнику выбирают вентиль, имеющий $U_{обр} \geq 3U_{ср. расч}$; $I_{ср. макс} \geq I_{ср}$; $I_{макс. доп} \leq 3I_{ср}$.

Известно, что коэффициент пульсации двухполупериодной схемы выпрямления равен 0,67, поэтому коэффициент сглаживания фильтра должен иметь значение

$$K_{сг} = \frac{0,67}{K_{п. зад}}.$$

При $K_{сг} \leq 35 \div 40$ применяют однозвенный фильтр, а при $K_{сг} > 40$ — многозвенные.

Воспользовавшись формулой (186), можно определить произведение $L_{др}C$: задавшись емкостью конденсатора C в пределах 10—20 мкФ, рассчитывают индуктивность дросселя. Если она получается слишком большой (> 5 Г), то следует задаться бóльшим значением емкости.

Среднее значение выпрямленного тока зависит от угла отсечки анодного тока θ (под углом отсечки анодного тока θ понимают половину части периода в угловом измерении, в течение которого проходит анодный ток):

$$I_{ср} = \frac{mU_{ср. расч}}{R_i + r_{II}} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\cos \theta},$$

где m — число фаз выбранной схемы выпрямления;

$r_{II} = (0,05 \div 0,07) R_{II}$ — активные потери во вторичной обмотке трансформатора;

R_i — внутреннее сопротивление вентиля;

$\frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\cos \theta} = A$ — вспомогательный параметр.

По известным значениям $U_{ср. расч}$, $I_{ср}$, m , r_{II} , R_i рассчитывают параметр A , а по графику, приведенному на рис. 60, определяют угол отсечки θ . Дальнейший расчет выполняют с помощью вспомогательных параметров D , F , B , которые являются функцией отсечки анодного тока:

θ°	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
B	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6
F	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0	6,5	7,0	7,5	8,0	8,5
D	1,8	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	8,4	2,5	2,6	2,7

Напряжение на половине вторичной обмотки трансформатора:

$$U'_{II} = BU_{ср. расч}.$$

Напряжение на всей вторичной обмотке:

$$U_{II} = 2U'_{II}.$$

Коэффициент трансформации трансформатора:

$$n = \frac{U_{II}}{U_I}.$$

Обратное напряжение на вентиле:

$$U_{обр} = 2,8U'_{II} \leq U_{обр. доп}.$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора:

$$I_{II} = \frac{1}{2} I_{cp} D.$$

Амплитуда тока через вентиль:

$$I_m = \frac{I_{cp}}{2} F.$$

Составляющие тока первичной обмотки трансформатора от анодной обмотки трансформатора

$$I'_1 = \sqrt{2} n I_{II};$$

от накальной обмотки

$$I'_1 = n_n I_n,$$

где $n_n = \frac{U_n}{U_1}$ — коэффициент

трансформации по накальной обмотке;

I_n — ток накала.

Если больше накальных обмоток нет, то ток первичной обмотки без учета тока холостого хода будет равен

$$I_1 = I'_1 + I''_1.$$

В заключение вычисляют мощность трансформатора в вольтамперах:

$$P_{тр} = \frac{1}{2} (U_I I_1 + U_{II} I_{II} + U_n I_n).$$

Расчет мостовой схемы выпрямления

Заданными или известными величинами являются напряжение на нагрузке $U_{cp, зад}$, ток через нагрузку I_{cp} , коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $K_{п, зад}$ на выходе, напряжение и частота питающей сети.

Расчетные величины определяют по формулам

$$U_{cp, расч} = U_{cp, зад} + (0,05 \div 0,1) U_{cp, зад};$$

$$R_{н, расч} = \frac{U_{cp, расч}}{I_{cp}}.$$

Из справочника выбирают вентиль с допустимым обратным напряжением

$$U_{обр} \geq 1,6 U_{cp, расч}$$

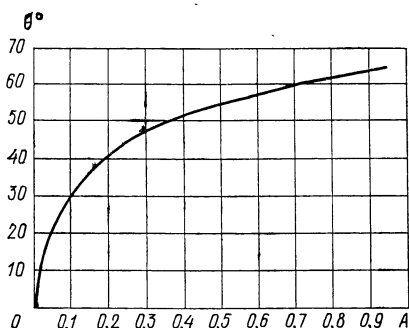


Рис. 60. График к расчету выпрямителя.

и током через вентиль

$$I'_{\text{ср}} \geq 0,6I_{\text{ср}}.$$

Далее рассчитывают электрические величины, характеризующие вторичную обмотку трансформатора:

$$U_{\text{II}} = (1,1 \div 1,3) U_{\text{ср. расч}};$$

$$I_{\text{II}} = 0,81I_{\text{ср}};$$

$$P_{\text{II}} = U_{\text{II}}I_{\text{II}}.$$

С целью получения пологой внешней характеристики желательно выбирать фильтр, начинающийся с индуктивности.

Коэффициент пульсаций напряжения на входе фильтра:

$$K_{\text{п. вх}} = 0,67.$$

Коэффициент сглаживания:

$$K_{\text{ср}} = \frac{0,67}{K_{\text{п. зад}}}.$$

При токе нагрузки до 200 мА значение емкости звена фильтра не превышает 8—12 мкФ. Задавшись емкостью фильтра, можно определить индуктивность дросселя фильтра:

$$L_{\text{др}} = \frac{5 \cdot 10^4 (K_{\text{ср}} + 1)}{\omega_{\text{п}}^2 C_{\text{ф}}}.$$

Емкость в микрофарадах конденсатора C_1 , шунтирующего дроссель, вычисляют по формуле

$$C_1 = \frac{10^8}{4L_{\text{др}}\omega_{\text{п}}^2}.$$

Конденсатор C_1 должен быть рассчитан на рабочее напряжение:

$$U_{\text{раб}} = 4\pi f L_{\text{др}} I_{\text{ср}}.$$

В заключение нужно определить расчетную (габаритную) мощность силового трансформатора, используя формулу (183).

§ 25. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

Назначение и показатели стабилизаторов

Современная сложная и высокочувствительная аппаратура в процессе эксплуатации нуждается в поддержании постоянства питающих напряжений и токов. В противном случае резко падают эксплуатационные и качественные показатели аппаратуры, снижается устойчивость и надежность ее работы в целом. Для большинства электронных и полупроводниковых устройств коле-

бания питающих напряжений не должны превышать десятых долей процента от их номинальных значений.

Чтобы обеспечить постоянство питающего напряжения, в источник питания в виде отдельного автоматически действующего блока вводят специальное устройство — стабилизатор напряжения. Стабилизатор напряжения может быть включен между сглаживающим фильтром выпрямителя и нагрузкой (в этом случае его называют стабилизатором напряжения постоянного тока) или перед выпрямителем (и тогда его называют стабилизатором напряжения переменного тока, так как он обеспечивает стабильность напряжения на входе выпрямителя).

Кроме стабилизаторов напряжения практическое применение находят также и стабилизаторы тока, которые обеспечивают постоянство тока в нагрузке при изменении как напряжения сети, так и самой нагрузки.

Характеристиками стабилизаторов напряжения и тока служат следующие параметры:

$R_{вх\sim}$ входные сопротивления постоянному $R_{вх=}$ и переменному токам;

$R_{вых\sim}$ выходные сопротивления постоянному $R_{вых=}$ и переменному токам;

статические коэффициенты передачи напряжения и тока:

$$K_{U=} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}; \quad K_{I=} = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}; \quad (187)$$

динамические коэффициенты передачи напряжения и тока:

$$K_{U\sim} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}}; \quad K_{I\sim} = \frac{\Delta I_{вых}}{\Delta I_{вх}}; \quad (188)$$

коэффициенты сглаживания, характеризующие способность стабилизатора снижать пульсации выходного напряжения и тока:

$$K_{U_{сгл}} = \frac{U_{вх.п}}{U_{вх=} \cdot \frac{U_{вых.п}}{U_{вых=}}}; \quad K_{I_{сгл}} = \frac{I_{вх.п}}{I_{вх=} \cdot \frac{I_{вых.п}}{I_{вых=}}}, \quad (189)$$

где $U_{вх.п}$, $U_{вых.п}$, $I_{вх.п}$, $I_{вых.п}$ — переменные составляющие входного и выходного напряжений и токов стабилизатора;

$U_{вх=}$, $U_{вых=}$, $I_{вх=}$, $I_{вых=}$ — постоянные составляющие входного и выходного напряжений и токов стабилизатора.

В зависимости от условий эксплуатации аппаратуры к стабилизаторам могут предъявляться дополнительные требования,

характеризуемые частными коэффициентами стабилизации (например, по температуре, частоте, влажности и т. д.).

Стабилизаторы можно классифицировать по многим признакам (по мощности, по точности стабилизации, по роду тока и т. д.).

Параметрические и компенсационные методы стабилизации

При параметрическом методе стабилизации в качестве стабилизирующих элементов применяют неуправляемые нелинейные элементы, сопротивление которых при изменении приложенного напряжения или проходящего тока меняется.

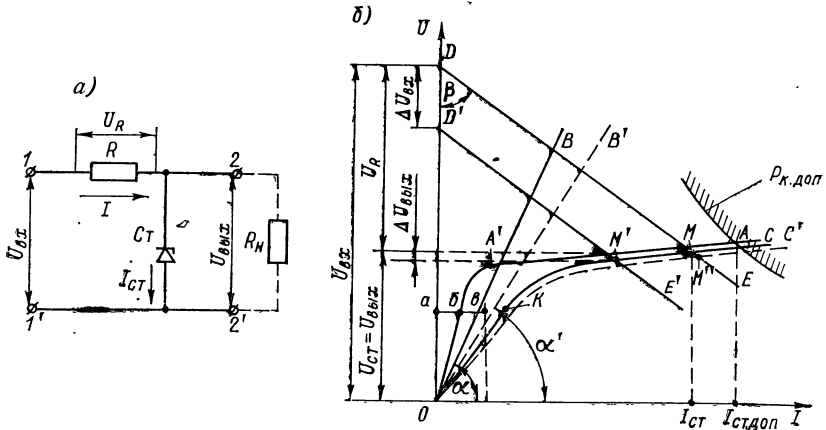


Рис. 61. Схема (а) и вольт-амперные характеристики (б) параметрического стабилизатора напряжения.

В качестве стабилизирующего нелинейного элемента чаще всего используют специальные кремниевые диоды, которые обычно называют опорными диодами или стабилитронами.

На рис. 61, а приведена схема параметрического стабилизатора напряжения.

Между входными зажимами 1—1' включена последовательная цепь, состоящая из активного линейного сопротивления R и стабилитрона CT , исключенного в обратном направлении. Выходное напряжение, снимаемое со стабилитрона, подводится к выходным зажимам 2—2', к которым подключена нагрузка R_N .

Принцип действия параметрического стабилизатора поясняют графики, приведенные на рис. 61, б.

Участок OA' характеристики стабилитрона является нерабочим. У маломощных стабилитронов точке A' соответствует ток $I_{ст. мин} \approx 100$ мкА.

Только за точкой пробоя n — p -перехода A' на стабилитроне устанавливается постоянное обратное напряжение $U_{ст}$ (лавинно-

образное нарастание тока прекращается благодаря наличию в схеме ограничивающего сопротивления R). Прямая OB устанавливает общую линейную зависимость между током и напряжением на нагрузке. Ее наклон определяется углом $\alpha = \text{arctg } R_H$. Кривая OC является эквивалентной вольт-амперной характеристикой, устанавливающей зависимость между общим током I и напряжением $U_{\text{вых}}$.

В качестве примера на графике показано определение точки K эквивалентной вольт-амперной характеристики. Абсцисса точки K получилась суммированием отрезков ab и av .

Вольт-амперную характеристику линейного элемента схемы (сопротивления R) $U_R = \varphi(I)$ можно получить из уравнения

$$U_{\text{вх}} = IR + U_{\text{вых}},$$

откуда

$$I = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R} = \frac{U_R}{R}.$$

Эта характеристика представляет собой прямую DE с углом наклона к оси ординат $\beta = \text{arctg } R$.

Точка пересечения кривой OC и прямой DE обозначена буквой M , координаты этой точки соответствуют исходному режиму работы стабилизатора ($U_{\text{ст}}$ и $I_{\text{ст}}$).

При уменьшении напряжения на входе выпрямителя (на выходе стабилизатора) на $\Delta U_{\text{вх}}$ прямая DE переместится параллельно самой себе и займет положение $D'E'$ (угол наклона остается прежним, так как R не изменилось). Рабочая точка M переместилась в положение M' .

Из графика видно, что выходное напряжение увеличилось на $\Delta U_{\text{вых}} \ll \Delta U_{\text{вх}}$. Допустимое значение обратного тока через стабилизатор определяется из соотношения

$$I_{\text{ст. доп}} = \frac{P_{\text{к. доп}}}{U_{\text{ст}}}, \quad (190)$$

где $P_{\text{к. доп}}$ — допустимая мощность рассеяния на коллекторе;

$U_{\text{ст}} = U_{\text{вых}}$ — исходное номинальное напряжение.

Схема обладает стабилизирующими свойствами и при изменении тока в нагрузке.

Уменьшение сопротивления нагрузки на ΔR_H вызывает увеличение тока нагрузки на ΔI_H . При этом прямая OB займет положение OB' .

Угол наклона OB' $\alpha' = \text{arctg}(R_H - \Delta R_H)$ уменьшится. В связи с этим эквивалентная вольт-амперная характеристика несколько изменит свое положение и точка M сместится в положение M'' , которой соответствует незначительное изменение выходного напряжения.

Исходными данными для расчета простейшей схемы параметрического стабилизатора (см. рис. 61, а) являются: ток

нагрузки I_H , напряжение стабилизатора $U_{ст}$, сопротивление нагрузки R_H и относительное изменение входного напряжения в процентах. Сначала следует выбрать стабилитрон по заданному напряжению стабилизации, при этом становится известным динамическое сопротивление стабилитрона $R_{дин}$. Далее задаемся сопротивлением R обычно в пределах от нескольких сот ом до 1—2 кОм. Номинальное входное напряжение

$$U_{вх} = U_{вых} + IR = U_{вых} (I_H + I_{ст}) R.$$

Коэффициент стабилизации рассчитываем по формуле

$$K_{ст} = \left(I - \frac{IR}{U_{вх}} \right) \frac{R + R_{дин}}{R_{дин}}.$$

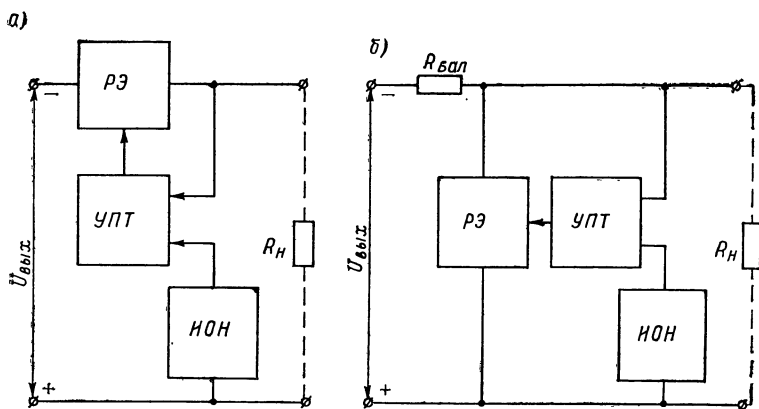


Рис. 62. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов последовательного (а) и параллельного (б) типов.

Если коэффициент стабилизации не удовлетворяет условиям работы, то следует увеличить R и $U_{вх}$. Однако при этом коэффициент полезного действия $\eta = \frac{I_{ст}}{I} \cdot 100$ станет ниже.

Принцип работы компенсационных стабилизаторов напряжения заключается в сравнении значения выходного напряжения с его номинальным заданным значением. При наличии разности между этими напряжениями автоматически меняется режим работы элементов схемы стабилизатора, в результате чего изменяется значение выходного напряжения, приближаясь к своему номинальному значению. На рис. 62 приведены структурные схемы компенсационных стабилизаторов напряжения. Основными элементами схем являются:

— источник опорного напряжения $ИОН$ (с этим напряжением сравнивается напряжение на нагрузке или часть его), которым обычно является параметрический стабилизатор;

— усилитель постоянного тока УПТ, усиливающий разность между опорным и выходным напряжениями до значения, необходимого для управления регулирующим элементом;

— регулирующий элемент РЭ — мощный транзистор или электронная лампа.

В зависимости от способа подключения регулирующего элемента (последовательно с нагрузкой или параллельно ей) различают компенсационные стабилизаторы последовательного и параллельного типов.

В стабилизаторах последовательного типа (рис. 62, а) при изменении напряжения на нагрузке R_H (за счет изменения напряжения на входе стабилизатора или тока нагрузки) выходной сигнал УПТ меняет режим работы регулирующего элемента РЭ, изменяя его внутреннее сопротивление, в результате чего падение напряжения на нем увеличивается при возрастании напряжения на нагрузке или уменьшается при снижении напряжения на нагрузке. А так как РЭ и R_H подключены последовательно, то напряжение на выходе стабилизатора $U_{\text{вых}}$ остается неизменным.

Однако при коротком замыкании сопротивления нагрузки к регулирующему элементу в стабилизаторах последовательного типа оказывается приложенным входное напряжение стабилизатора, что является существенным недостатком этой схемы.

Структурная схема компенсационного стабилизатора параллельного типа приведена на рис. 62, б. Последовательно с регулирующим элементом РЭ и нагрузкой R_H включено балластное сопротивление $R_{\text{бал}}$. При возрастании напряжения на нагрузке выходной сигнал УПТ увеличивает ток через регулирующий элемент, возрастает падение напряжения на балластном сопротивлении, в результате чего напряжение на нагрузке остается почти неизменным.

Стабилизаторы параллельного типа имеют меньший к. п. д., поэтому в условиях практики предпочтение отдается компенсационным стабилизаторам последовательного типа.

Схема компенсационного полупроводникового стабилизатора напряжения последовательного типа (регулирующий элемент Т1 и сопротивление нагрузки R_H включены последовательно) приведена на рис. 63, а. Индикаторными элементами схемы сравнения являются делитель напряжения $R_2 - R_3$ и кремниевый стабилитрон St ; усилитель постоянного тока, выполненный на транзисторе Т2 и резисторе R_1 , усиливает разность напряжений $U_{\text{оп}} - U_{R_3} = U_{б.э.}$

При увеличении напряжения $U_{\text{вх}}$ напряжение $U_{\text{вых}}$ в первый момент тоже начнет возрастать; это вызовет увеличение отрицательного потенциала базы транзистора Т2, вследствие чего возрастет ток коллектора $I_{к2}$ транзистора Т2, увеличится падение напряжения на R_1 , потенциал коллектора транзистора Т2 станет выше (менее отрицательным), благодаря чему коллекторный ток

транзистора $T1$, примерно равный току нагрузки, уменьшается до такого значения, при котором напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ остается неизменным.

При уменьшении входного напряжения в схеме стабилизатора происходят обратные процессы. Конденсатор C сглаживает пульсации напряжения на выходе стабилизатора. Емкость этого конденсатора выбирается такой, чтобы его сопротивление для переменной составляющей выходного напряжения было во много раз меньше сопротивления R_2 ; в этом случае коэффициент передачи делителя по переменной составляющей выходного напряжения (напряжения пульсаций) на вход транзистора $T2$ резко возрастает.

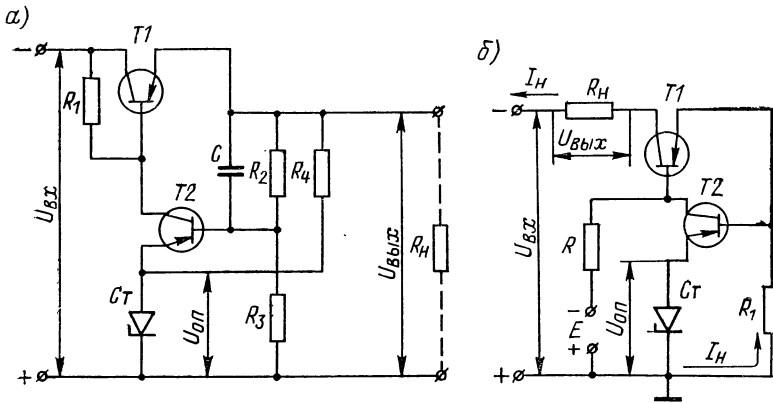


Рис. 63. Схемы компенсационных стабилизаторов напряжения (а) и тока (б).

На рис. 63, б приведена простейшая схема стабилизатора тока на транзисторах. Нагрузка включена в цепь источника входного напряжения. Регулирующим элементом является транзистор $T1$. Транзистор $T1$ и сопротивление R_1 включены последовательно с нагрузкой. Между базой и эмиттером транзистора $T2$ действует напряжение $U_{\text{б.э}} = U_{\text{оп}} - U_{R_1}$.

Увеличение тока, протекающего через R_n , приводит к снижению потенциала базы транзистора $T2$, что вызывает увеличение его коллекторного тока. Потенциал коллектора транзистора $T2$ (или базы транзистора $T1$) повышается (становится менее отрицательным), а ток коллектора транзистора $T1$ (ток через нагрузку) уменьшается. В этой схеме, по существу, стабилизируется напряжение на резисторе R_1 , которое пропорционально току нагрузки.

Электронные стабилизаторы на транзисторах используются в схемах питания полупроводниковых электронных устройств, где напряжения питания не превышают нескольких десятков

вольт, а токи ограничены единицами ампер. Стабилизаторы на электронных лампах работают в установках с более высокими питающими напряжениями и токами в нагрузке, достигающими нескольких десятков и сотен ампер.

На рис. 64 приведена схема стабилизатора последовательного типа на электронных лампах. Входное напряжение $U_{вх}$ делится на две части, пропорциональные внутреннему сопротивлению R_i регулирующей лампы $Л1$ и сопротивлению R_n . В схему стабилизатора входит также усилитель, собранный на лампе $Л2$, и стабилитрон $Л3$, на котором образуется опорное напряжение $U_{оп}$. С помощью сопротивления R_4 при включении схемы обеспечивается зажигание стабилитрона и получение необходимого среднего значения тока при номинальном входном напряжении. При изменении входного напряжения напряжение $U_{оп}$ остается постоянным, поэтому напряжение на управляющей сетке $Л2$ меняется пропорционально колебаниям выходного напряжения.

При увеличении напряжения $U_{вх}$ возрастает напряжение на выходе. При этом увеличивается ток через делитель $R_2—R_3$, напряжение $U_{вых}$ возрастает, ток через лампу $Л2$, а значит, и через резистор R_1 увеличивается. Отрицательный потенциал на управляющей сетке $Л1$ увеличивается, внутреннее сопротивление лампы $Л1$, а вместе с ним и напряжение на аноде U_{a1} возрастают. Напряжение на выходе $U_{вых} = U_{вх} - U_{a1}$ остается неизменным.

Следует заметить, что через лампу $Л1$ кроме тока нагрузки проходит ток делителя $R_2—R_3$ и токи цепи стабилитрона. Поэтому регулируемую лампу следует выбирать с большим запасом по току; к. п. д. стабилизатора тем выше, чем меньше падение напряжения на регулирующей лампе. Учитывая это, в качестве регулирующей лампы обычно используют мощные триоды или тетроды в триодном включении.

При расчете стабилизатора напряжения, как правило, задаются стабилизированное напряжение $U_{ст}$, которое необходимо обеспечить при заданном токе нагрузки I_n , и пределы изменения напряжения сети или напряжения на входе стабилизатора.

Расчет схемы, приведенной на рис. 64, следует начать с выбора стабилитрона и электронных ламп. Опорное напряжение обычно составляет $(0,3 \div 0,6) U_{ст}$; ток стабилитрона не должен превышать $(0,1 \div 0,2) I_n$.

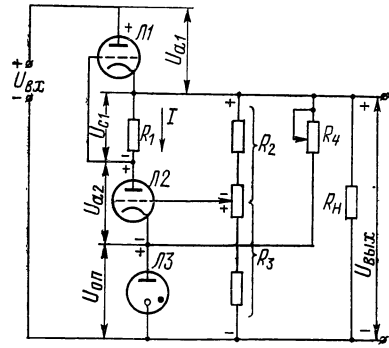


Рис. 64. Схема стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующей лампы.

Выбрав стабилитрон, можно определить общий ток стабилизатора, который является суммой тока нагрузки, тока стабилитрона и делителя [ток делителя составляет $(0,01 \div 0,02) I_H$].

Регулирующая лампа должна обеспечить прохождение общего тока стабилизатора. Напряжение на входе стабилизатора является суммой заданного стабилизированного напряжения и падения напряжения на регулирующей лампе. Мощность, выделяемая на аноде регулирующей лампы, при любых изменениях режима не должна превышать $P_{a. доп.}$

Воспользовавшись семейством анодных характеристик регулирующей лампы, по известным I_a и U_a определяем напряжение смещения U_{c1} . Сопротивление анодной нагрузки лампы Л2 составляет $(1,5 \div 2) R_i$, поэтому анодный ток усилительной лампы равен

$$I_{a2} = \frac{U_{c1}}{(1,5 \div 2) R_i} = \frac{U_{c1}}{R_{a2}} \cdot$$

Напряжение на аноде усилительной лампы:

$$U_{a2} = U_{ст} - |U_{c1}| - U_{оп.}$$

Напряжение смещения на сетке лампы Л2 определяем при помощи анодных характеристик по известным значениям I_{a2} и U_{a2} . После этого по закону Ома рассчитываем сопротивления R_2 , R_3 и R_4 .

§ 26. ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ДЕМОДУЛЯТОРЫ)

В системах автоматического управления широкое распространение получили преобразователи, у которых при изменении фазы переменного входного сигнала на 180° меняется полярность напряжения на выходе (меняется направление тока в нагрузке). Такие преобразователи получили название фазочувствительных выпрямителей-деמודуляторов.

Если в схеме демодулятора использованы управляемые нелинейные элементы, то происходит не только преобразование, но и усиление входного сигнала. Такие устройства называются усилителями-деמודуляторами. Напряжение на выходе демодулятора зависит от амплитуды входного напряжения.

Коэффициентом передачи демодулятора называется отношение постоянной составляющей напряжения на выходе $U_{п. вых}$ к амплитудному значению входного сигнала $U_{mвх}$:

$$K_{дм} = \frac{U_{п. вых}}{U_{mвх}}. \quad (191)$$

Схемы демодуляторов делятся на одно- и двухполупериодные. В двухполупериодной схеме демодулятора ток в нагрузке

одного направления протекает в оба полупериода входного сигнала, а в однополупериодной — в один полупериод.

В схемах демодуляторов обязательно наличие опорного источника переменного напряжения с частотой, равной частоте выпрямляемого напряжения входного сигнала.

На рис. 65, а в качестве примера приведена схема однополупериодного демодулятора. При отсутствии входного сигнала и полярности опорного напряжения, обозначенной на схеме, напряжение $U_{оп}$ отпирает диоды $D1$ и $D2$, и по сопротивлениям R_1 и R_2 текут токи диодов, равные по значению и противоположные по направлению (предполагается, что плечи схемы симметричны: $R_1 = R_2 = R$, $U'_{вх} = U''_{вх}$, $C_1 = C_2 = C$, диоды идентичны).

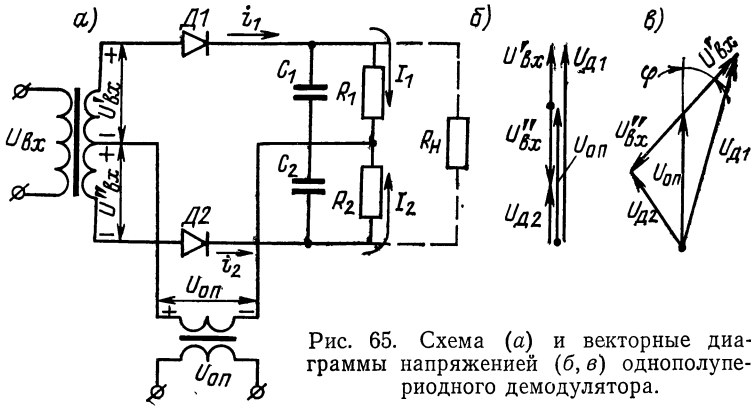


Рис. 65. Схема (а) и векторные диаграммы напряжений (б, в) однополупериодного демодулятора.

Выходное напряжение $U_{вых} = R(I_1 - I_2)$ равно нулю. В следующий полупериод опорного напряжения к диодам окажутся приложенными обратные напряжения, напряжение на выходе по-прежнему будет отсутствовать.

При поступлении входного сигнала $U'_{вх} = U''_{вх} < U_{оп}$ с полярностью, показанной на схеме, ток диода $D1$ окажется больше тока диода $D2$. На выходе появится напряжение, пропорциональное разности токов диодов.

В следующий полупериод, когда фаза входного сигнала изменится на 180° , ток $i_2 > i_1$ и полярность выходного напряжения изменится на обратную.

Изложенное выше иллюстрируется векторной диаграммой (рис. 65, б), построенной для случая, когда совпадают фазы опорного напряжения $U_{оп}$ и напряжения $U'_{вх}$.

На рис. 65, в приведена векторная диаграмма, построенная для случая, когда напряжение входного сигнала $U'_{вх}$ сдвинуто по фазе на угол φ по отношению к опорному напряжению. Анализируя векторную диаграмму, можно сделать вывод, что

напряжение на выходе демодулятора пропорционально косинусу угла φ . Оно максимально при $\varphi=0$ и обращается в нуль при $\varphi=90^\circ$, когда $U_{д1}=U_{д2}$. Наиболее линейная выходная характеристика рассматриваемого демодулятора $U_{\text{вых}}=f(U_{\text{вх}})$ имеет место, когда $U_{\text{оп}} > U'_{\text{вх}} = U''_{\text{вх}}$. В этом случае среднее значение выходного напряжения определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = (I_1 - I_2) R = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U'_{\text{вх}}}{R + R_{\text{д}}} \cos \theta \cos \varphi, \quad (192)$$

где I_1 и I_2 — средние значения токов диодов;

$R = R_1 = R_2$ — активные нагрузочные сопротивления плеч демодулятора;

$R_{\text{д}}$ — сопротивление диодов в прямом направлении;

θ — угол сдвига фаз между токами в плечах и опорным напряжением (обычно $\cos \theta$ близок к единице);

φ — угол сдвига по фазе между опорным напряжением и напряжением $U_{\text{вх}}$.

Конденсаторы $C_1 = C_2 = C$ снижают напряжение пульсаций на нагрузке. Время установления напряжения на нагрузке определяется скоростью перезаряда этих конденсаторов. Если напряжение $u_{д1}$ возрастает, то конденсатор C_1 заряжается. Постоянная времени заряда определяется выражением $\tau_{\text{зар}} = C(R_{\text{д}} + r_{\text{обм. тр}})$. Значение $\tau_{\text{зар}}$ должно быть в 2—3 раза меньше допустимого времени установления выходного напряжения на нагрузке.

При уменьшении напряжения $u_{д1}$ начинается разряд конденсатора C через сопротивление R : постоянная времени разряда $\tau_{\text{разр}} = CR$. Сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ снижает время переходных процессов, если его значение соизмеримо с сопротивлениями нагрузок плеч демодулятора.

Однополупериодные демодуляторы имеют ограниченное практическое применение вследствие значительных пульсаций выходного напряжения и малого коэффициента передачи (191).

Большее распространение получили двухполупериодные схемы демодуляторов. При поступлении на схему двухполупериодного демодулятора входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и опорного напряжения $U_{\text{оп}}$, совпадающих по фазе с полярностью, показанной на рис. 66, к анодам диодов $D1$ и $D2$ окажутся приложенными положительные потенциалы ($U_{д1} = U'_{\text{оп}} + U'_{\text{вх1}}$; $U_{д2} = U'_{\text{оп}} - U''_{\text{вх1}}$; предполагается, что $U'_{\text{оп}} > U''_{\text{вх1}}$). Токи этих диодов на выходе создают напряжение $U_{\text{вых}} = (I_1 - I_2)R$. Диоды $D3$ и $D4$ в это время заперты.

Изложенное поясняют графики, приведенные на рис. 67, а. На графиках токи I_1 и I_2 (I_3 и I_4) имеют разные знаки, так как по резисторам R_1 и R_2 они идут навстречу друг другу.

В следующий полупериод, когда полярность напряжения меняется на обратную, в рабочем состоянии будут находиться диоды $D3$ и $D4$; напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = (I_3 - I_4)R$ будет иметь прежний знак.

Графики, приведенные на рис. 67, б, иллюстрируют физические процессы в двухполупериодном демодуляторе при наличии фазового сдвига между опорным и входным напряжениями.

Ток I_1 появляется тогда, когда положительное значение опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ начнет превышать отрицательное значение напря-

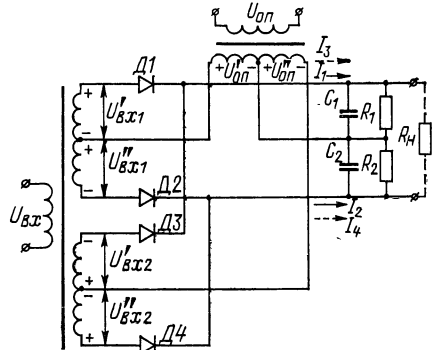


Рис. 66. Схема двухполупериодного фазочувствительного выпрямителя.

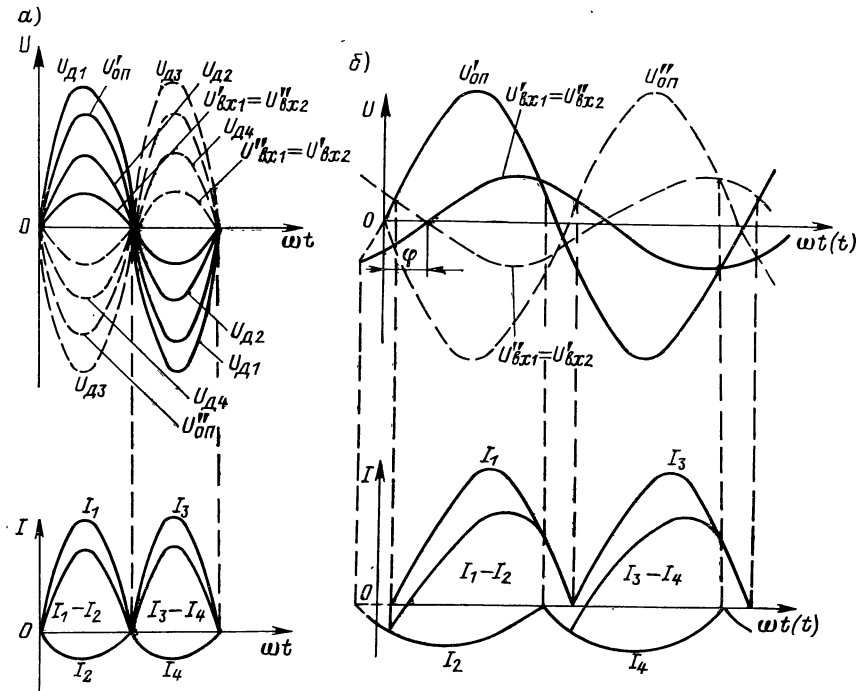


Рис. 67. Графики изменения напряжений и токов в двухполупериодном демодуляторе при $\varphi = 0$ (а) и при $\varphi \neq 0$ (б).

жения $U'_{\text{вх1}}$, и прекращается при отрицательном значении $U_{\text{оп}}$, которое не может компенсировать $u'_{\text{вх1}}$, несмотря на свое положительное значение.

В начальный момент времени ток I_2 определяется только значением напряжения $U''_{вх1}$ (так как $U'_{оп} = 0$) и становится равным нулю, когда $U''_{вх1} = U'_{оп}$.

Нетрудно убедиться, что при изменении полярности входного сигнала на 180° знак выходного напряжения изменится на обратный.

Одним из вариантов двухполупериодных схем фазочувствительных выпрямителей является кольцевой фазочувствительный демодулятор (рис. 68). В схеме последовательно с диодами включены добавочные сопротивления $r_{доб}$ для ограничения опор-

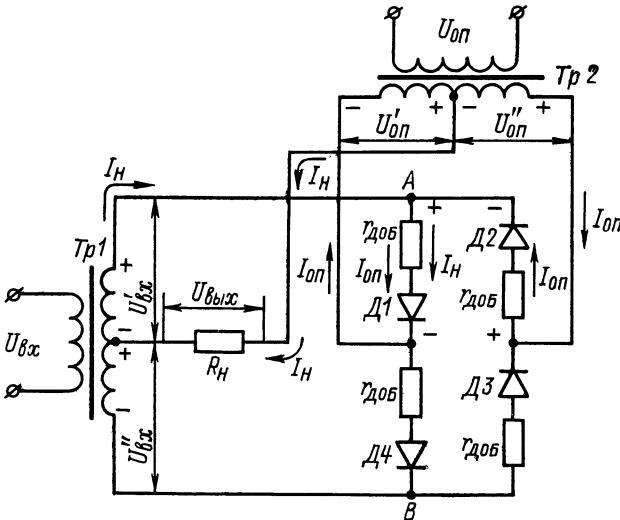


Рис. 68. Схема двухполупериодного кольцевого фазочувствительного демодулятора.

ных токов (необходимо, чтобы опорный ток был меньше максимально допустимого тока диодов), а поскольку $r_{доб} \gg R_d$ (сопротивления диода в проводящем состоянии), то добавочные сопротивления $r_{доб}$ сохраняют также балансировку схемы при температурных изменениях величины R_d . При отсутствии входного сигнала и полярности опорного напряжения, показанной на рис. 68, в схеме кольцевого демодулятора проходит опорный ток $I_{оп}$ по цепи $(+U''_{оп}) - r_{доб} - D2 - r_{доб} - D1 - (-U'_{оп})$. Если диоды идентичны и дополнительные сопротивления $r_{доб}$ равны, то потенциал точки A будет равен потенциалу средней точки вторичной обмотки трансформатора $Tr2$; поэтому ток в сопротивлении нагрузки будет равен нулю. При изменении полярности опорного напряжения на обратную в рабочем состоянии окажутся диоды $D3 - D4$, а потенциал точки B будет равен потенциалу

средней точки трансформатора $Tr2$. Ток в нагрузке по-прежнему будет отсутствовать.

При наличии входного и опорного напряжений полярности, обозначенной на схеме, по нагрузке под воздействием напряжения $U'_{вх}$ по цепи верхняя половина вторичной обмотки $Tr1 - r_{доб} - Д1$ — левая половина вторичной обмотки $Tr2 - R_H$ пойдет ток I_H . Ток I_H на сопротивлении нагрузки создает напряжение $U'_{вых}$.

При этом к диоду $Д3$ приложено обратное напряжение:

$$U_{mД3} = U'_{mоп} + I_{mH}R_H + U'_{mвых}.$$

Диод $Д4$ тоже заперт, так как в схеме кольцевого демодулятора напряжение на половине вторичной обмотки $Tr2$ выбрано из условия

$$U'_{mоп} \geq I_{mH}R_H + U'_{mвых}. \quad (193)$$

Изменение полярности опорного и входного напряжений приводит диоды $Д1$ и $Д2$ в непроводящее состояние, в цепи левая половина вторичной обмотки $Tr2 - r_{доб} - Д3 - r_{доб} - Д4$ — правая половина вторичной обмотки $Tr2$ появится опорный ток, а по сопротивлению нагрузки под воздействием входного напряжения $U''_{вх}$ пойдет ток I_H в прежнем направлении (по цепи нижняя половина вторичной обмотки $Tr1 - r_{доб} - Д3$ — правая половина вторичной обмотки $Tr2 - R_H$).

Очевидно, что изменение фазы входного напряжения (при сохранении фазы опорного напряжения) изменит направление тока в нагрузке, а следовательно, и полярность выходного напряжения.

В каждый полупериод по двум контурам схемы проходят токи i_H и $i_{оп}$. Поэтому для определения тока в нагрузке составим два уравнения:

$$U'_{mоп} \cos \omega t + U'_{mвых} \cos \omega t = i_H R_H + (R_d + r_{доб})(i_{оп} + i_H), \quad (194)$$

$$2U'_{mоп} \cos \omega t = i_{оп} 2(R_d + r_{доб}) + i_H (R_d + r_{доб}), \quad (195)$$

и, решая их совместно, получаем

$$i_H = \frac{2U'_{mвых}}{2R_H + R_d + r_{доб}} \cos \omega t, \quad (196)$$

где $\frac{2U'_{mвых}}{2R_H + R_d + r_{доб}} = I_{mH}$ — амплитудное значение тока в нагрузке.

Выражение (196) подтверждает, что ток в нагрузке при $U'_{оп} > U'_{вх}$ не зависит от опорного напряжения.

Подставив в выражение (193) амплитудное значение тока из уравнения (196) и решив их совместно относительно $U'_{\text{моп}}$, получим

$$U'_{\text{моп}} \geq U'_{\text{мвх}} \frac{4R_{\text{н}} + R_{\text{д}} + r_{\text{доб}}}{2R_{\text{н}} + R_{\text{д}} + r_{\text{доб}}}; \quad (197)$$

так как $R_{\text{н}} \gg R_{\text{д}} + r_{\text{доб}}$, то выражение (197) может быть упрощено:

$$U'_{\text{моп}} \geq 2U'_{\text{мвх}}. \quad (198)$$

Последнее выражение используется при нахождении опорного напряжения, обеспечивающего запирающие диоды $D4$.

Уравнение (192) определяет наибольшее обратное напряжение, которое должен выдерживать диод $D3$. Наибольший ток, протекающий через диоды, равен сумме опорного тока $I_{\text{оп}} = \frac{U_{\text{оп}}}{r}$ и тока нагрузки $I_{\text{н}}$. Сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$, так же как и в предыдущей схеме, часто шунтирует емкостью.

§ 27. ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ТРАНЗИСТОРАМИ, РАБОТАЮЩИМИ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

Прежде чем проанализировать схему фазочувствительного выпрямителя с транзисторами, работающими в ключевом режиме, рассмотрим выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой (рис. 69, а). При отсутствии входного напряжения или при отрицательном потенциале эмиттера и отрицательном потенциале коллектора в цепи коллектора протекает неуправляемый ток $I_{\text{к0}}$. Когда же к эмиттерному переходу окажется приложенным входное напряжение прямого перехода, ток в цепи коллектора возрастет на $\Delta I_{\text{к}} = \alpha \Delta I_{\text{э}}$, произойдет параллельное перемещение характеристики $I_{\text{к0}} = \varphi(U_{\text{к.б}})$ вверх, сопротивление перехода коллектор—база $R_{\text{к.б}} = \frac{\Delta U_{\text{к.б}}}{\Delta I_{\text{к}}}$ при этом оказывается чрезвычайно большим и практически не зависящим от значения напряжения $U_{\text{б.э}}$.

При $U_{\text{к.б}} = 0$ выходные характеристики пересекают ось токов, а при изменении знака напряжения $U_{\text{к.б}}$ (при прежнем знаке и неизменном значении напряжения $U_{\text{б.э}}$) вольт-амперная характеристика резко изменяет направление и пересекает ось абсцисс при $U_{\text{к.б}} = U_{\text{б.э}}$. Дальнейшее увеличение $U_{\text{к.б}}$ может вызвать разрушение триода, так как через базу будет протекать суммарный прямой ток эмиттерного и коллекторного переходов.

Если к эмиттеру приложен отрицательный потенциал, а к коллектору — положительный, то это означает, что эмиттер и коллектор поменялись своими ролями, в цепи коллектора про-

ходит прямой ток, а через эмиттерный переход — зависящий от него ток в обратном направлении.

Из изложенного следует, что при отрицательном потенциале коллектора и нулевом или положительном потенциале эмиттера коллекторный переход транзистора обладает сопротивлением в пределах нескольких мегом; при положительных потенциалах коллектора и эмиттера (а также при нулевом потенциале эмиттера) сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов составляют всего десятки и даже единицы ом. Поэтому транзистор можно рассматривать как размыкающий и замыкающий контакт (ключ). Транзистор в ключевом режиме не потребляет

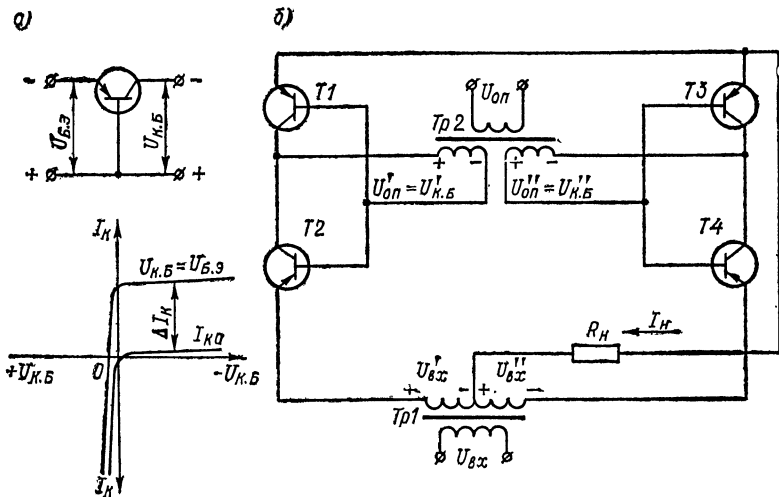


Рис. 69. Транзисторные ключи в демодуляторах: а — схема с общей базой в режиме переключения и график, поясняющий ее работу; б — схема двухполупериодного демодулятора на транзисторных ключах.

большой мощности в цепях коммутации, высокостабилен, имеет высокий к. п. д.

На рис. 69, б приведена схема двухполупериодного фазочувствительного выпрямителя (демодулятора) на транзисторных ключах. При полярности входного сигнала $U'_{вх}$ и опорного напряжения $U'_{оп}$, обозначенной на схеме, транзисторы $T2$ и $T1$ открыты, по цепи $+U'_{вх}$ — транзистор $T2-T1-R_H(-U'_{вх})$ проходит ток (падением напряжения на транзисторах $T1$ и $T2$ пренебрегаем и считаем, что ток в сопротивлении нагрузки равен $I_H = \frac{U'_{вх}}{R_H}$).

В этот же полупериод на коллекторы $T3$ и $T4$ подается опорное напряжение $U''_{оп}$ отрицательной полярности. При воздействии входного напряжения $U''_{вх}$ транзисторы $T3$ и $T4$ заперты

по цепи коллектор—база, а транзистор $T4$ заперт также и по эмиттерному переходу. К транзистору $T4$ практически оказывается приложенным напряжение $U'_{вх}$.

При изменении полярности входного и опорного напряжений транзисторы $T3$ и $T4$ будут открыты, по нагрузке пойдет ток прежнего направления, а транзисторы $T1$ и $T2$ будут заперты.

§ 28. ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ-ВЫПРЯМИТЕЛИ

В схемах фазочувствительных усилителей-выпрямителей (ФГУВ) изменение фазы входного преобразуемого сигнала на 180° вызывает изменение среднего значения тока в нагрузке, а полярность выходного напряжения остается прежней.

Изменять анодный ток триода при переменном анодном питании можно, изменяя потенциал управляющей сетки под воздействием переменного входного сигнала. Мгновенное значение анодного тока является функцией мгновенных значений напряжений на аноде и управляющей сетке. Анодный ток имеет место только во время положительной полуволны напряжения на аноде. Изменение анодного тока под воздействием напряжений $u_{вх} - e_c$ и e_a можно заменить действием одного эквивалентного напряжения на аноде $e_{a. экв} = e_a \pm \mu u_{вх}$. Знак плюс соответствует совпадению по фазе $u_{вх}$ и e_a , а знак минус — сдвигу по фазе на угол $\varphi = \pi$.

Таким образом, анодный ток в электронной лампе определяется не только значением переменного напряжения на сетке, но и фазой между анодными и сеточным напряжениями.

Среднее значение тока трехэлектродной лампы находят по выражению

$$I_{cp} \approx 0,4 \frac{E_a + \mu U_{вх} \cos \varphi}{R_i}, \quad (199)$$

где E_a — действующее значение напряжения на аноде;
 $U_{вх}$ — действующее значение напряжения входного сигнала;

R_i, μ — параметры триода.

Анализируя выражение (199), можно сделать вывод: максимальное значение среднего тока имеет место при $\varphi = 0$, а минимальное при $\varphi = \pm \pi$. При углах сдвига фазы $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ и при отсутствии входного сигнала $U_{вх} = 0$ среднее значение тока получается одинаковым. Следовательно, лампа не реагирует на сигнал, сдвинутый на $\frac{\pi}{2}$.

Если в схемах с питанием анодов переменным напряжением используются многоэлектродные лампы, то на экранную приходится подавать меньшее напряжение или питать ее переменным

напряжением, совпадающим по частоте и фазе с напряжением на аноде (в противном случае во время снижения резко возрастает ток экранной сетки и лампа выйдет из строя).

Уменьшение напряжения на экранной сетке сопровождается снижением мощности, отдаваемой лампой нагрузке.

Ранее (см. § 27) было установлено, что транзистор при переменном коллекторном питании (в отличие от электронной лампы) не обладает односторонней проводимостью: при положительных напряжениях на коллекторе по отношению к базе в цепи коллектор—база течет большой прямой ток коллектора. Поэтому

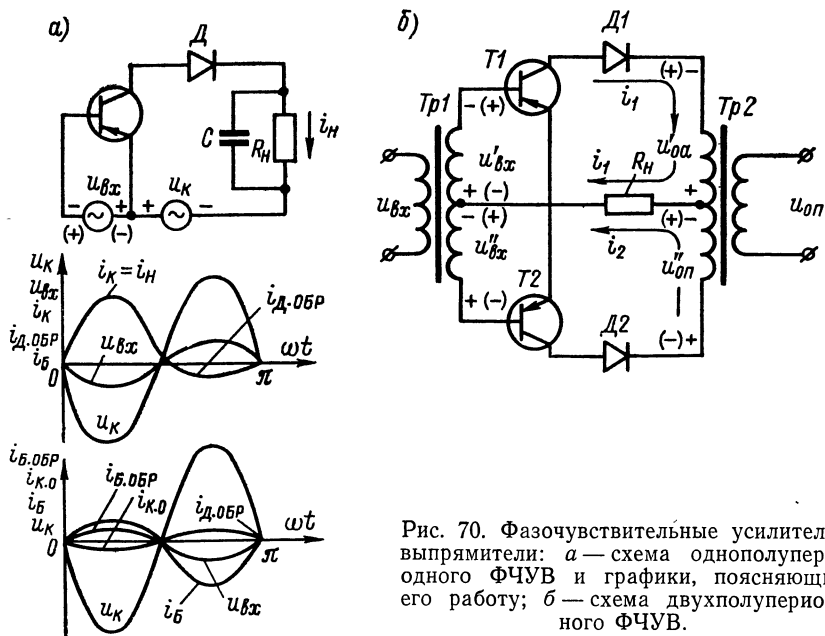


Рис. 70. Фазочувствительные усилители-выпрямители: а — схема однополупериодного ФЧУВ и графики, поясняющие его работу; б — схема двухполупериодного ФЧУВ.

для обеспечения односторонней проводимости транзистора при переменном коллекторном питании в цепь коллектор—эмиттер включают диод D (рис. 70, а).

При положительных потенциалах коллектора в его цепи течет малый обратный ток диода. Следует отметить, что включение диода не снижает большой ток эмиттера, проходящий через базу во время положительных потенциалов эмиттера и коллектора, т. е. схема потребляет большую мощность на входе, когда в цепи коллектора мощность не выделяется.

Графики, приведенные на рис. 70, а, показывают, что при совпадении фаз входного $u_{вх}$ и коллекторного u_K напряжений и полярности, указанной на схеме, в первый полупериод по нагрузке протекает управляемый коллекторный ток ($i_K = i_H$); в следующий полупериод при изменении знаков входного и коллекторного

напряжений по нагрузке будет проходить лишь обратный ток диода $i_{д.обр}$.

При изменении фазы входного напряжения по отношению к коллекторному на 180° , т. е. при $\varphi=0$ (знаки $u_{вх}$ на рис. 70, *a* показаны в скобках), в цепи коллектора проходит ток $i_{к0}$, а в цепи базы $i_{б.обр}$. В течение второго полупериода по нагрузке течет ток $i_{д.обр}$, а в цепи базы ток $i_{б}=i_{а}$. При $\varphi=0$ (верхний график) среднее значение тока в нагрузке велико и пропорционально величине входного сигнала, а при $\varphi=\pi$ (нижний график). Среднее значение тока в нагрузке практически равно нулю. Схема, приведенная на рис. 70, *a*, является однополупериодной схемой фазочувствительного усилителя-выпрямителя.

В фазочувствительных усилителях-выпрямителях нагрузочное активное сопротивление R_H обычно шунтируют емкостью C (см. рис. 70, *a*). Основное назначение этой емкости — снизить величину пульсаций напряжения на нагрузке. В некоторую часть периода, когда по нагрузке проходит управляемый ток коллектора, конденсатор заряжается до напряжения $U_{C_{макс}}$, а в остальное время разряжается через сопротивление нагрузки. Если время разряда конденсатора $\tau_{разр} = CR_H$ больше полупериода $u_{вх}$, то в следующий полупериод, когда вновь появится ток в нагрузке и когда напряжение на R_H достигнет значения остаточного напряжения на конденсаторе, последний вновь подзарядится до прежнего значения $U_{C_{макс}}$. Таким образом, ток в нагрузке R_H меняется по значению, но течет непрерывно.

В двухполупериодной схеме фазочувствительного усилителя-выпрямителя (рис. 70, *б*) с активной нагрузкой в каждый полупериод поочередно через транзисторы $T1$ и $T2$ протекают токи, пропорциональные входным сигналам. При полярности $u_{вх}$ и $u_{оп}$, указанной на схеме, работает транзистор $T1$ и его коллекторный ток i_1 создает на сопротивлении R_H напряжение. Транзистор $T2$ заперт напряжением $u''_{вх}$ и его коллектор имеет положительный потенциал. В следующий полупериод (полярность напряжений обозначена в скобках) коллекторный ток i_2 транзистора $T2$ определяет напряжение на нагрузке; транзистор $T1$ не работает.

§ 29. ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ В ПЕРЕМЕННОЕ (МОДУЛЯТОРЫ)

В схемах модуляторов амплитуда выходного напряжения пропорциональна постоянному входному напряжению. При изменении полярности входного напряжения фаза выходного переменного напряжения меняется на 180° . Модуляторы являются реверсивными преобразователями.

На рис. 71, *a* приведена схема однополупериодного модулятора. Опорное напряжение меняется с частотой ω . Амплитуды

напряжений на половинах вторичной обмотки $U'_{\text{топ}}$ и $U''_{\text{топ}}$ равны между собой и всегда больше постоянного входного напряжения $U_{\text{вх}}$. Если параметры диодов одинаковы, то при отсутствии входного напряжения под воздействием опорных напряже-

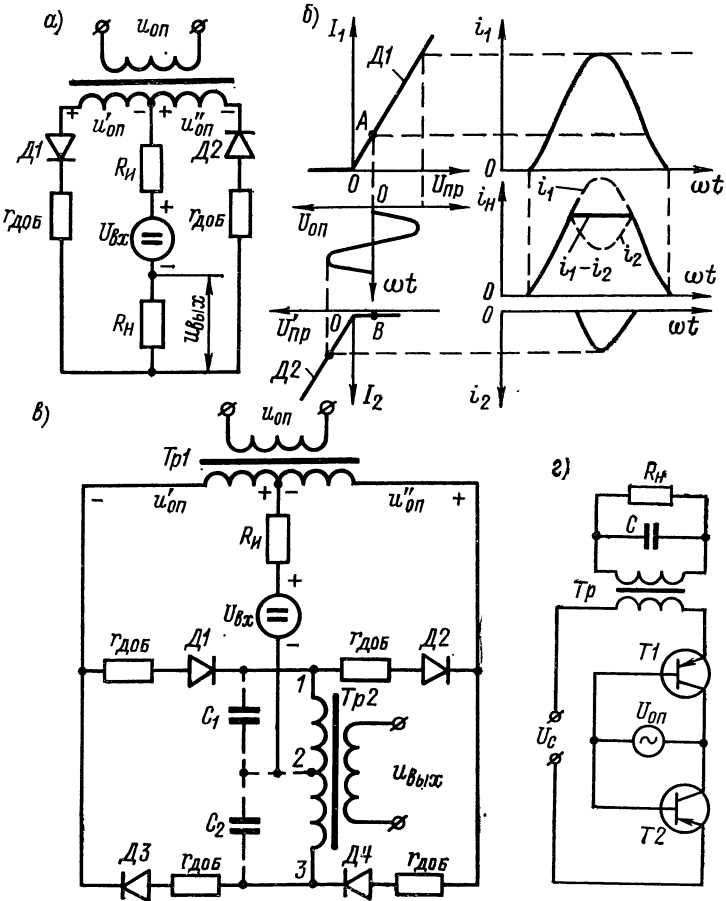


Рис. 71. Модуляторы: а — схема однополупериодного модулятора; б — графики, поясняющие его работу; в — схема двухполупериодного модулятора; г — схема однополупериодного модулятора на двухтранзисторном ключе.

ний $u'_{\text{оп}}$ и $u''_{\text{оп}}$ через диоды $D1$ и $D2$ протекают равные по значению токи. По сопротивлению нагрузки R_n эти токи проходят в противофазе, и поэтому $u_{\text{вых}} = 0$.

Напряжение входного сигнала определяет исходные рабочие точки A и B диодов $D1$ и $D2$ на характеристиках, приведенных на рис. 71, б. При поступлении на вход модулятора напряжений

$U_{\text{вх}}$, $u'_{\text{оп}}$ и $u''_{\text{оп}}$ полярности, указанной на схеме, токи диодов определяются выражениями:

диода Д1

$$I_1 = \frac{U'_{\text{оп}} + U_{\text{вх}}}{r_{\text{доб}} + R_{\text{н}} + R_{\text{н}}}; \quad (200)$$

диода Д2

$$I_2 = \frac{U''_{\text{оп}} - U_{\text{вх}}}{r_{\text{доб}} + R_{\text{н}} + R_{\text{н}}}, \quad (201)$$

где $r_{\text{доб}}$ — дополнительные сопротивления для ограничения токов диодов;

$R_{\text{н}}$ — сопротивление источника входного сигнала.

Напряжение на выходе модулятора:

$$U_{\text{вых}} = (I_1 - I_2) R_{\text{н}} = \frac{2U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{н}} + r_{\text{доб}}} R_{\text{н}}. \quad (202)$$

Полярность выходного напряжения определяется знаком большего по значению тока.

В следующий полупериод опорного напряжения диоды Д1 и Д2 запираются. Выходное напряжение определяется произведением сопротивления нагрузки на разность обратных токов диодов.

Нетрудно убедиться, что изменение полярности входного сигнала на обратную сопровождается изменением полярности периодической последовательности трапецидальных импульсов напряжений на выходе модулятора (трапецидальная форма разностного тока $I_1 - I_2$ в нагрузке на рис. 71, б получена сложением синусоидальных импульсов токов диодов). Трапецидальная форма импульса тока, так же как и П-образная, содержит постоянную составляющую, четные и нечетные гармонические составляющие (см. § 2). Поэтому на выходе модуляторов обычно устанавливаются фильтры, обеспечивающие выделение на сопротивлении нагрузки напряжения с частотой первой гармоники (с частотой опорного напряжения). Входной сигнал в схеме однополупериодного модулятора должен быть не менее десятих долей вольта. Разброс параметров диодов, зависимость их от температуры нарушают нормальную работу схемы однополупериодного модулятора (создается ложный сигнал, аналогичный входному, если он менее 0,1—0,2 В). Трансформатор $Tr1$ работает лишь в течение одного полупериода опорного напряжения, поэтому имеет место подмагничивание сердечника трансформатора; по первичной обмотке трансформатора проходит ток с большим содержанием гармонических составляющих, что искажает форму опорного напряжения. Перечисленные недостатки однополупериодного модулятора ограничили его практическое применение.

Наибольшее распространение получили схемы двухполупериодных модуляторов. На рис. 71, в представлена схема диодного двухполупериодного (кольцевого) модулятора.

При отсутствии входного сигнала и полярности опорного напряжения, указанной на схеме, ток проводят только диоды $D3$ и $D4$; выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ равно нулю, так как по первичной обмотке трансформатора ток не проходит. В следующий полупериод опорного напряжения в проводящем состоянии будут находиться диоды $D1$ и $D2$, а диоды $D3$ и $D4$ будут заперты.

При наличии входного и опорного напряжений полярности, указанной на схеме, к диоду $D4$ оказывается приложенным напряжение прямого перехода $u_{\text{пр}} = u''_{\text{оп}} + U_{\text{вх}}$, а к диоду $D3$ $u_{\text{пр}} = u'_{\text{оп}} - U_{\text{вх}}$.

Разностный ток этих диодов проходит по участку 2—3 первичной обмотки выходного трансформатора, в результате чего на выходе появляется напряжение. В следующий полупериод напряжение на выходе будет определять разностный ток диодов $D1$ и $D2$ (диоды $D3$ и $D4$ окажутся запертыми). Конденсаторы C_1 и C_2 , шунтирующие первичную обмотку трансформатора $Tr2$ (на схеме показаны штриховой линией), являются простейшими фильтрами, с помощью которых на выходе обеспечивается получение напряжения первой гармоники разностного тока диодов; остальные гармонические составляющие, замыкаясь через емкости, не проходят по первичной обмотке и не участвуют в создании магнитного потока в сердечнике трансформатора.

Применение транзисторных ключей в схемах модуляторов основывается на зависимости сопротивления участка эмиттер—коллектор транзистора от значения и полярности напряжения между базой и любым другим электродом транзистора.

На рис. 71, г приведена простейшая схема однополупериодного модулятора на двухтранзисторном ключе с трансформаторным выходом. В один из полупериодов опорного напряжения (когда потенциал коллектора оказывается ниже потенциала базы) ключ оказывается открытым для источника сигнала U_c любой полярности.

Параллельно вторичной обмотке выходного транзистора подключен конденсатор C , с помощью которого выделяют первую гармонику преобразованного напряжения и фильтруют гармонические составляющие более высокого порядка.

§ 30. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) преобразуют энергию постоянного тока или тока промышленной частоты в токи высокой частоты. Генератор является датчиком — первоисточником высокочастотных колебаний во многих электронных

и полупроводниковых установках. Поэтому одним из основных требований, предъявляемых к автогенератору, является постоянство вырабатываемой (генерируемой) частоты.

Автогенератор состоит из нелинейного элемента (лампы или транзистора), колебательной системы в виде одного или нескольких колебательных контуров, цепи положительной обратной связи (см. § 11) и источника питания. Принцип работы автогенератора отличается от принципа работы обычного усилителя лишь тем, что у первого напряжение возбуждения на управляющий электрод подается с нагрузки (через цепь обратной связи), а не от постороннего (внешнего) источника напряжения, как у второго. Нормальная работа генератора имеет место лишь в том случае, если в начальный момент времени (при подключении источника питания) ничтожно малые флуктуационные затухающие колебания в схеме (вызванные тепловым хаотическим движением электронов в проводниках и колебательной системе) выводят генератор из состояния неустойчивого равновесия, вследствие чего происходит возрастание колебаний в контуре до тех пор, пока в схеме не устанавливается некоторый стационарный режим работы.

Генераторы типа LC

Рассмотрим физические процессы, происходящие в схеме генератора, приведенной на рис. 72, *а*. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером, использовано параллельное питание коллектора. Ротор переменного конденсатора заземлен, что исключает влияние руки оператора на частоту генерируемых колебаний при подстройке частоты автогенератора. Для стабилизации режима работы транзистора в схеме имеет место отрицательная обратная связь по напряжению через делитель, состоящий из сопротивлений R_6 и $r_{6,в}$.

При подключении к схеме источника питания в коллекторной цепи появляется возрастающий ток коллектора. Мгновенно он не возрастает, так как этому препятствует э. д. с. самоиндукции, возникающая в индуктивности дросселя L_1 ; конденсатор C контура при этом заряжается. По мере окончания переходных процессов постоянный по значению коллекторный ток начинает полностью замыкаться через дроссель и источник питания. В контуре же начинается затухающий колебательный процесс, а меняющееся при этом напряжение базы u_6 вызывает появление переменной составляющей тока в цепи коллектора. Если амплитуда и фаза переменной составляющей тока коллектора, появившегося в результате воздействия на вход транзистора напряжения обратной связи u_6 , обеспечивают в контуре незатухающие колебания, то схема будет находиться в режиме устойчивой генерации. Таким образом, устойчивая генерация имеет место при

одновременном выполнении условий баланса фаз и баланса амплитуд.

В схемах автогенераторов, как правило, применяется неполное включение контура в цепь коллектора. При таком включении уменьшается влияние выходной емкости и выходного сопротивления на стабильность и режим работы генератора. Максимальная частота генерации, выше которой невозможны как генерация, так и усиление мощности, определяется выражением

$$f_{г. макс} = 2 \cdot 10^4 \sqrt{\frac{f_{\alpha}}{r_{б} C_{б.к}}}, \quad (203)$$

где f_{α} — предельная частота усиления по току, МГц;
 $C_{б.к}$ — емкость база—коллектор, определяющая внутреннюю обратную связь в транзисторе, пФ;
 $r_{б}$ — высокочастотное сопротивление базы, Ом.

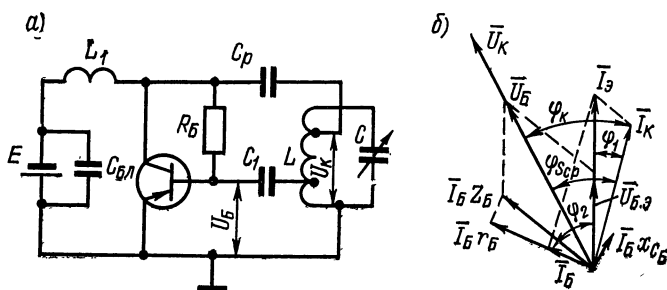


Рис. 72. Схема автогенератора с автотрансформаторной обратной связью (а) и векторная диаграмма токов и напряжений (б).

Обычно автогенераторы работают на частотах, превышающих десятки килогерц, на которых время диффузии основных носителей тока через базу становится соизмеримым с периодом изменения входного сигнала. Поэтому ток коллектора отстает от тока эмиттера на некоторый угол φ_1 , а ток базы при этом оказывается сдвинутым относительно тока эмиттера на угол φ_2 в сторону опережения.

На векторной диаграмме (рис. 72, б) показано падение напряжения на сопротивлении базы $Z_{б}$, которое является суммой падений напряжений на сопротивлениях $r_{б}$ и $x_{C_{б.к}}$.

Напряжение $U_{б}$, приложенное к зажимам эмиттер—база, представляет собой сумму падений напряжений на сопротивлении $Z_{б}$ и на эмиттерном переходе ($U_{б.э}$), которое находится в фазе с током эмиттера. Таким образом, напряжение $U_{б}$ отличается от напряжения $U_{б.э}$ не только значением, но и фазой.

Отношение $\frac{I_K}{U_6} = S_{cp}$ — средняя крутизна коллекторного тока на рабочей частоте — является комплексной величиной и поэтому вызывает сдвиг фаз $\varphi_{S_{cp}}$ между током I_K и напряжением U_6 .

Таким образом, с увеличением частоты в генераторах имеет место сдвиг фаз между первой гармоникой тока коллектора и напряжением возбуждения, появляющийся вследствие конечного времени дрейфа носителей в базе и падения напряжения на внутреннем сопротивлении базы, которое с увеличением частоты становится комплексным. В схеме можно осуществить положительную обратную связь путем подачи напряжения обратной связи с контура, включенного в цепь коллектора, при условии, если последний будет представлять собой индуктивную нагрузку. При этом угол сдвига фазы φ_K между U_K и I_K должен быть равен $\varphi_{S_{cp}}$, так как только тогда вектор U_K совпадет по фазе с вектором U_6 , т. е. будет выполняться условие баланса фаз.

Генерируемая частота f_T всегда ниже собственной частоты контура $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Баланс амплитуд в транзисторном генераторе определяется уравнением

$$S_{cp} p^2 Z_3 K_{o.c} \cos \varphi_K \approx 1, \quad (204)$$

где $p = \frac{U'_K}{U_K}$ — коэффициент включения контура со стороны коллектора, определяемый отношением напряжения на участке коллектор—эмиттер к полному напряжению на контуре;

Z_3 — сопротивление настроенного контура;

$K_{o.c} = \frac{U_6}{U'_K}$ — внешний коэффициент обратной связи, равный

отношению напряжения возбуждения на зажимах эмиттер—база к напряжению на участке коллектор—эмиттер (предполагается, что $K_{o.c} \approx K'_{o.c}$ — внутреннему коэффициенту обратной связи, представляющему собой отношение напряжения возбуждения на внутреннем переходе эмиттер—база к напряжению на зажимах эмиттер—база);

φ_K — фазовый угол между напряжением на контуре и коллекторным током.

Практическое выполнение баланса амплитуд осуществляется подбором значения внешнего коэффициента обратной связи $K_{o.c}$

и коэффициента включения контура p . Колебательная мощность, выделяемая в контуре,

$$P = \frac{1}{2} I_{mk} U_{mk} \cos \varphi_k = \frac{1}{2} \alpha_1 i_{k, \max} |E| \quad (205)$$

будет тем меньше, чем выше генерируемая частота, так как угол сдвига φ_k при этом увеличится. Отсюда можно сделать вывод, что для осуществления баланса амплитуд по мере увеличения частоты генерируемых колебаний необходимо увеличивать коэффициент обратной связи.

Мощность, подводимая от источника питания:

$$P_0 = I_{k0} |E| = \alpha_0 i_{k, \max} |E|, \quad (206)$$

где I_{k0} — постоянная составляющая тока коллектора.

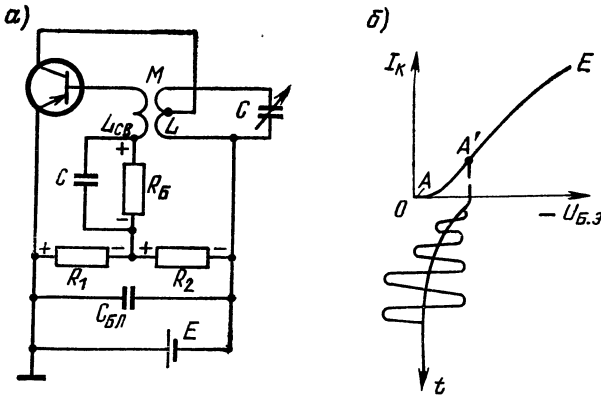


Рис. 73. Схема автогенератора с индуктивной обратной связью (а) и проходная характеристика транзистора (б).

Мощность, рассеиваемая на коллекторе:

$$P_k = P_0 - P = I_{k0} |E| - \frac{1}{2} I_{mk} U_{mk} \cos \varphi_k. \quad (207)$$

Коэффициент полезного действия автогенератора:

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \cos \varphi_k. \quad (208)$$

На рис. 73, а представлена схема автогенератора с индуктивной обратной связью. В схеме использован комбинированный способ подачи смещения на базу. Отрицательное смещение на базу подается с резистора R_1 ; положительное автоматическое смещение образуется на сопротивлении R_6 за счет постоянной составляющей тока базы.

Начальное смещение с потенциометра $R_1 - R_2$ сдвигает начальную рабочую точку A вправо (в положение A'), при этом увеличивается крутизна коллекторного тока (рис. 73, б) и схема легко самовозбуждается. При отсутствии этого смещения крутизна коллекторного тока оказывается близкой к нулю и самовозбуждения не происходит. По мере нарастания колебаний запирающее положительное смещение, образующееся на R_6 за счет тока базы, смещает исходную рабочую точку влево и тем самым позволяет установить заданный угол отсечки коллекторного тока, обеспечивающий необходимый энергетический баланс в схеме.

К недостаткам рассматриваемой схемы следует отнести ярко выраженную зависимость режима работы генератора от температуры и параметров транзистора.

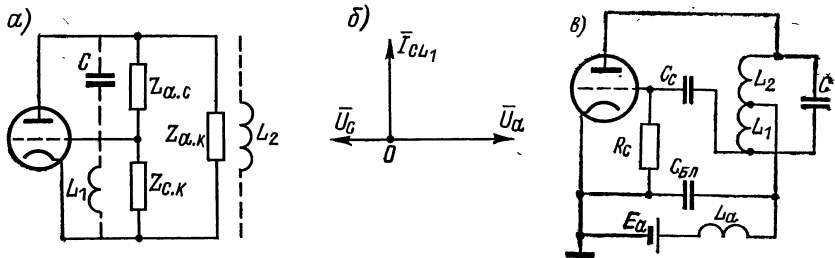


Рис. 74. Генераторы на электронных лампах: a — обобщенная эквивалентная схема; b — векторная диаграмма токов и напряжений; $в$ — схема с автотрансформаторной обратной связью.

В схемах автогенераторов на электронных лампах необходимо обеспечить противофазность напряжения на аноде U_a и напряжения обратной связи $U_{o.c.}$, поступающего на управляющую сетку электронной лампы. На рис. 74, a приведена эквивалентная схема автогенератора на триоде. Под сопротивлениями $Z_{a.c}$, $Z_{c.k}$ и $Z_{a.k}$ следует понимать любую комбинацию из реактивных и активных сопротивлений. Они образуют колебательный контур генератора. Чтобы в схеме обеспечивался баланс фаз и чтобы система в целом была автоколебательной, необходимо выполнить следующие условия:

1. Сопротивления $Z_{a.c}$ и $Z_{c.k}$ должны иметь противоположные знаки (если одно из них имеет индуктивный характер сопротивления, то второе должно быть емкостным).

2. Абсолютное значение сопротивления $|Z_{a.c}|$ должно быть больше сопротивления $|Z_{c.k}|$. Однако при слишком малом $Z_{c.k}$ напряжение обратной связи $U_{o.c.} = U_{c.k}$ будет недостаточным для обеспечения устойчивой работы генератора. Поэтому только при одновременном выполнении этих двух условий сдвиг фаз между одноименными напряжениями на аноде и на сетке будет близок к 180° .

3. Сопротивление $Z_{a.k}$ должно иметь одинаковый знак с $Z_{c.k}$. Изменяя значение этого сопротивления, настраивают колебательную систему автогенератора на частоту генерируемых колебаний.

Коэффициент обратной связи в общем случае можно определить как отношение напряжения между сеткой и катодом $U_{c.k}$ к напряжению между анодом и катодом $U_{a.k}$:

$$K_{\beta} = \frac{I_k Z_{c.k}}{I_k (Z_{c.k} + Z_{a.c})} = \frac{Z_{c.k}}{Z_{c.k} + Z_{a.c}}. \quad (209)$$

Активными составляющими сопротивлений $Z_{c.k}$ и $Z_{a.c}$ можно пренебречь, и тогда

$$K_{\beta} \approx \frac{X_{c.k}}{X_{c.k} + X_{a.c}} = \frac{X_{c.k}}{X_{a.k}}.$$

Поскольку нагрузкой является параллельное соединение $Z_{a.k}$ и $Z_{c.k} + Z_{a.c}$, то эквивалентное сопротивление контура будет равно

$$Z_{\text{эkv}} = \frac{Z_{a.k} (Z_{c.k} + Z_{a.c})}{Z_{a.k} + Z_{c.k} + Z_{a.c}}.$$

Если учесть, что активные составляющие этих сопротивлений намного меньше реактивных, а $X_{a.k} = -(X_{c.k} + X_{a.c})$, то трудно показать, что

$$Z_{\text{эkv}} = \frac{X_{a.k}^2}{r},$$

где $r = r_{a.k} + r_{c.k} + r_{a.c}$ — полное активное сопротивление колебательной системы.

Следовательно, нагрузкой генератора является эквивалентное сопротивление контура, состоящего из $X_{a.k}$, $X_{a.c}$ и $X_{c.k}$, при настройке контура в резонанс:

$$X_{a.k} + X_{a.c} + X_{c.k} = 0.$$

Если $X_{a.c}$ представляет собой емкостное сопротивление, то обобщенная схема генератора будет иметь вид, показанный на рис. 74, а штриховыми линиями.

Векторная диаграмма, приведенная на рис. 74, б, иллюстрирует выполнение условия баланса фаз в рассматриваемой схеме. Переменное напряжение на аноде создает в цепи CL_1 ток I_{CL_1} , который опережает анодное напряжение U_a на 90° , так как $X_C > X_{L_1}$. Этот ток на катушке индуктивности L_1 образует напряжение обратной связи U_C , вектор которого опережает вектор тока U_a на 90° . Напряжения U_a и U_C оказались сдвинутыми по фазе на 180° , что соответствует нормальной работе схемы.

Подключив должным образом контур к лампе и источникам питания и обеспечив необходимое смещение на управляющей сетке, получим схему автогенератора с автотрансформаторной обратной связью (рис. 74, в).

Генераторы типа RC

Практическое применение генераторов с колебательными системами усложняется по мере понижения частоты генерируемых колебаний. В связи с этим большое распространение получили рео-

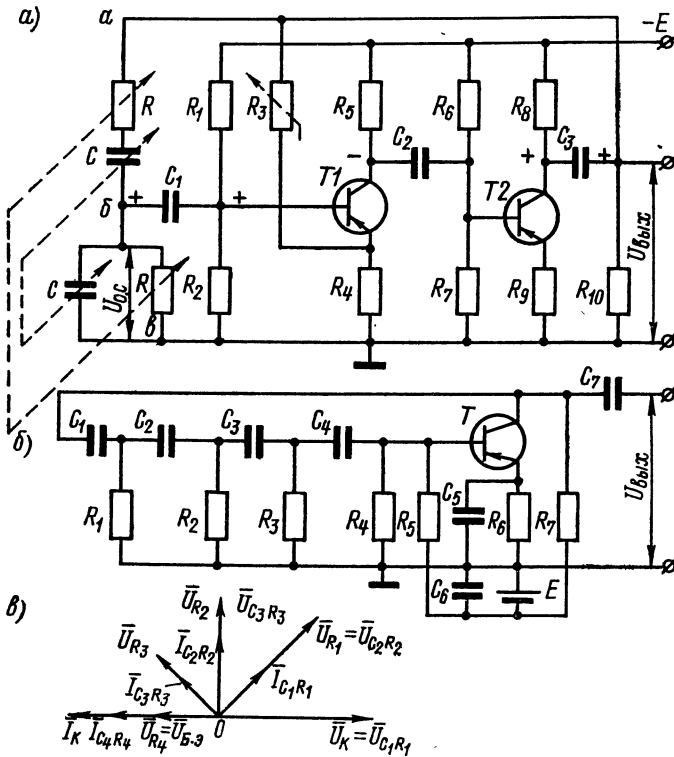


Рис. 75. Генераторы типа RC: а — двухкаскадная реостатно-емкостная схема; б — схема с фазовращающей цепочкой; в — векторная диаграмма.

статно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний (генераторы типа RC), которые устойчиво работают в широком диапазоне частот (от долей герца до нескольких тысяч килогерц). Они просты по устройству и малогабаритны.

На рис. 75, а приведена схема RC-генератора, представляющая собой двухкаскадный реостатно-емкостный усилитель с положительной и отрицательной обратной связью. Первая обеспечивает выполнение условий самовозбуждения схемы, а вторая

повышает устойчивость ее работы и улучшает форму генерируемых колебаний.

Двухкаскадный усилитель собран на транзисторах $T1$ и $T2$, включенных по схеме с общим эмиттером. При включении схемы вследствие флуктуаций на базе $T1$ возникает переменное напряжение, которое усиливается транзисторами $T1$ и $T2$. Так, если потенциал базы $T1$ обрел положительный знак (стал менее отрицательным), то нетрудно убедиться, что на выходе схемы потенциал тоже становится выше. Параллельно резистору R_{10} подключена двухзвенная цепочка RC . Совершенно очевидно, что потенциал точки b тоже становится выше, т. е. на базу $T1$ за счет обратной связи поступает напряжение в фазе с первоначальными флуктуационными колебаниями.

Частота генерируемых колебаний, определяемая RC -цепочкой, может быть найдена на основании следующих соображений. Напряжение на выходе усилителя (на сопротивлении R_{10}) равно

$$U_{\text{вых}} = U_{6T1}K,$$

где U_{6T1} — сигнал на входе транзистора $T1$;

K — коэффициент усиления усилителя.

Напряжение обратной связи, возникающее на базе транзистора $T1$, вычисляем по формуле

$$U_{\beta} = \frac{U_{\text{вых}}}{Z_{a\beta}} Z_{\beta\sigma} = \frac{U_{6T1}K}{Z_{a\beta}} Z_{\beta\sigma},$$

$Z_{a\beta}$ — сопротивление цепи между точками a и β ;

$Z_{\beta\sigma}$ — сопротивление цепи между точками β и σ .

Генерация возможна лишь в том случае, когда фазы напряжений U_{6T1} и U_{β} совпадут, что будет иметь место, если сопротивления $Z_{a\beta}$ и $Z_{\beta\sigma}$ создадут одинаковый сдвиг по фазе между напряжениями и токами на этих участках. При выполнении этого условия

$$Z_{a\beta} = Z_{a\sigma} - Z_{\beta\sigma} = Z_{a\sigma}e^{j\varphi} - Z_{\beta\sigma}e^{j\varphi}.$$

Учитывая, что

$$\text{ctg } \varphi_{a\sigma} = R\omega C,$$

а

$$\text{ctg } \varphi_{\beta\sigma} = \frac{1}{R\omega C},$$

и приравняв правые части последних равенств, получим

$$R\omega C = \frac{1}{R\omega C},$$

откуда можно определить частоту генерируемых колебаний:

$$\omega = \frac{1}{RC}. \quad (210)$$

Коэффициент обратной связи β , который необходимо обеспечить для самовозбуждения схемы, определяем из соотношения

$$\beta = \frac{U_{\delta\delta}}{U_{a\delta}} = \frac{U_{\delta\delta}}{Z_{a\delta} + Z_{\delta\delta}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2}}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} + \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2}}} =$$

$$= \frac{\frac{R}{2}}{\sqrt{2}R + \frac{R}{\sqrt{2}}} = \frac{1}{3} = 0,33.$$

Следовательно, на вход усилителя необходимо подавать третью часть выходного напряжения, т. е. для обеспечения баланса амплитуд усилитель должен иметь коэффициент усиления $K = 3$.

Чтобы уменьшить нелинейные искажения, возникающие при такой сильной обратной связи, в схему введена автоматически регулируемая отрицательная обратная связь: ее цепь образуют термистор R_3 и резистор R_4 .

С увеличением выходного напряжения ток термистора возрастает, его сопротивление, а стало быть, и напряжение на нем уменьшаются, а напряжение отрицательной обратной связи, образующееся на сопротивлении R_4 , увеличивается. Регулируемая отрицательная обратная связь повышает постоянно напряжения на базе транзистора $T1$. В схеме имеется также нерегулируемая отрицательная обратная связь по току: на базу транзистора $T2$ поступает напряжение обратной связи с сопротивлением R_9 .

Широкое практическое применение имеют также RC -генераторы с фазовращающей цепочкой. Для поворота фазы выходного напряжения (напряжения на коллекторе в схеме с общим эмиттером) на 180° служат фазовращатели, в которых вместо транзистора (см. предыдущую схему) используются цепочки RC . На рис. 75, б приведена схема такого RC -генератора с четырехзвенной фазовращающей цепочкой. Каждое звено ее поворачивает фазу на угол $\varphi = \frac{180}{n}$, где n — число звеньев. В рассматриваемой схеме угол $\varphi = \frac{180}{n} = 45^\circ$.

Процесс самовозбуждения иллюстрируется векторной диаграммой (рис. 75, в).

Переменная составляющая тока коллектора, появившаяся в схеме вследствие флуктуаций, создает на коллекторе переменное напряжение U_k , находящееся в противофазе с током. Это на-

пряжение приложено к первому звену фазовращающей цепочки R_1C_1 , ток, в которой опережает напряжение $U_{R_1C_1}$ на 45° и создает на сопротивлении R_1 напряжение U_{R_1} ,[†] находящееся в фазе с током. Напряжение является входным по отношению к цепочке R_2C_2 .

Таким образом, путем постепенного поворота фазы коллекторного напряжения, на сопротивлении R_4 (на базе транзистора) образуется напряжение сигнала, находящееся в противофазе с коллекторным напряжением, т. е. выполняется условие баланса фаз. Кроме этого для устойчивости генерации необходимо также, чтобы коэффициент усиления схемы на частоте генерации был равен коэффициенту затухания фазовращающей цепочки или превышал его.

Однокаскадный RC -генератор имеет малые габариты, прост по устройству, однако обладает рядом недостатков, которые заключаются в следующем:

- а) незначительное увеличение обратной связи или усиления приводит к резкому искажению формы генерируемых колебаний;
- б) цепочки RC шунтируют нагрузку, что часто затрудняет получение необходимого усиления для самовозбуждения;
- в) затухание фазовращающей цепочки зависит от частоты, поэтому при конструировании генератора, предназначенного для работы в достаточно широком диапазоне частот, в схему приходится вводить нелинейную регулируемую отрицательную обратную связь и автоматическую регулировку усиления.

Генераторы на туннельных диодах

Генераторы на туннельных диодах обеспечивают генерацию колебаний в широком диапазоне частот.

Если мощность потерь в контуре генератора за период обозначить через ΔP , а мощность, вносимую в контур за счет обратной связи в течение этого же времени, — через $\Delta P_{\text{вн}}$, то оставшаяся мощность потерь в контуре $\Delta P'$ определяется выражением

$$\begin{aligned} \Delta P' &= \Delta P - \Delta P_{\text{вн}} = 0,5I_K^2 R - 0,5I_K^2 R_{\text{вн}} = \\ &= 0,5I_K^2 (R - R_{\text{вн}}) = 0,5I_K^2 R'_K, \end{aligned}$$

где R — сопротивление активных потерь в контуре;

$R_{\text{вн}}$ — вносимое активное сопротивление, учитывающее появление в контуре добавочной энергии за счет положительной обратной связи, которая приводит к увеличению энергии в контуре, или, иначе, к уменьшению потерь;

R'_K — результирующее активное сопротивление контура с учетом влияния обратной связи.

Таким образом, для самовозбуждения схемы необходимо наличие в ней отрицательного активного сопротивления $R_{вн}$, на котором фазы напряжения и тока были бы противоположны.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода (рис. 76, б) имеет падающий участок, в пределах которого сопротивление диода $R_d = -\frac{du}{di}$ отрицательно.* В колебательный контур автогенератора туннельный диод вносит отрицательное сопротивление, компенсирующее полное сопротивление потерь по постоянному току (включая потери в проводах, выводах, контактах, источнике питания и т. д.), поэтому в контуре поддерживаются незатухающие колебания, благодаря чему схема самовозбуждается.

На рис. 76, а представлена схема генератора на туннельном диоде с последовательным питанием.

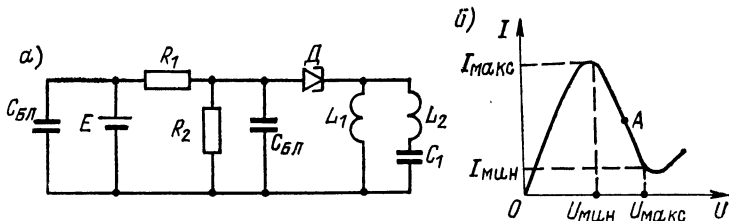


Рис. 76. Схема генератора на туннельном диоде (а) и вольт-амперная характеристика туннельного диода (б).

Напряжение смещения, обеспечивающее положение исходной рабочей точки А на середине линейной части падающего участка характеристики диода, подается от источника постоянного тока E .

Необходимый исходный режим обычно обеспечивается при подаче на диод напряжения смещения в пределах от 0,1 до 0,3 В. Потенциометр $R_1 - R_2$ понижает напряжение источника смещения E до необходимого значения. Внутреннее сопротивление источника смещения должно быть значительно меньше сопротивления $|R_d|$, которое обычно составляет десятые доли ома и редко превышает единицы ом. Блокировочные конденсаторы обеспечивают постоянство питающего напряжения, подводимого к диоду.

Устойчивое самовозбуждение имеет место при малом эквивалентном сопротивлении контура, не превышающем нескольких ом. Поэтому в схеме показано неполное подключение контура к диоду (использована слабая автотрансформаторная связь диода с контуром).

Амплитуда синусоидальных колебаний на выходе генератора составляет сотые доли вольта; колебательная мощность на выходе генератора не превышает единиц милливатт. Увеличение колебательной мощности достигается параллельным или после-

довательным включением двух туннельных диодов. Однако пропорционально числу параллельно соединенных диодов уменьшается отрицательное сопротивление, вносимое в контур, что усложняет выполнение условий устойчивого самовозбуждения генератора.

Частота колебаний генератора на туннельном диоде зависит от напряжения смещения. Однако увеличение частоты генерируемых колебаний сопровождается снижением колебательной мощности.

Стабилизация частоты генераторов

Генератор подвержен влиянию целого ряда факторов, любой из которых может стать причиной нестабильности его частоты, вызывая изменение настройки колебательной системы, механические воздействия, изменение температуры окружающей среды или деталей схемы, повышение или понижение напряжения источника питания и т. д.

Механические воздействия приводят к изменениям геометрических размеров контурных деталей, к взаимному перемещению деталей и монтажных проводов (например, вследствие ударов, вибраций или перекосов установочных плат). В результате меняются вносимые в контур емкости и индуктивности, изменяется его настройка. Поэтому к конструкции генератора предъявляются строгие требования: монтаж его должен быть жестким (целесообразно применение печатного монтажа), для изоляторов и каркасов катушек используют особо прочные материалы, которые не подвержены перекосам и короблениям, ротор и статор переменного конденсатора делают не наборными, а литыми с последующим фрезерованием, причем ротор должен иметь фиксатор, позволяющий надежно затормозить его вращение в любой точке шкалы настройки.

Изменение температуры окружающей среды обуславливает изменения индуктивности и емкости контура, активного сопротивления проводов, диэлектрической постоянной диэлектрика. Влияние температуры на индуктивность катушки и емкость контурного конденсатора оценивают соответственно температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ) α_L и температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) α_C , характеризующими относительные изменения этих величин при изменении температуры на 1°C:

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \Delta t^\circ}; \quad \alpha_C = \frac{\Delta C}{C \Delta t^\circ}. \quad (211)$$

Для уменьшения ТКИ каркасы катушек изготавливают из высокочастотной керамики, а намотку осуществляют специальным проводом с малым температурным коэффициентом расширения. Очень часто применяют катушки с намоткой, изготовленной методом вжигания металла в керамику.

Изменение емкости контурного конденсатора при нагреве вызвано изменением площади пластин, зазора между ними и диэлектрической постоянной диэлектрика. Поэтому в практике нашли применение керамические конденсаторы. В некоторых видах таких конденсаторов, служащих для термокомпенсации в контуре генератора, используются титано диэлектрики, имеющие отрицательные ТКЕ.

Большое влияние на частоту оказывает разогрев лампы генератора. Вследствие изменения температуры лампы изменяются геометрические размеры электродов, а следовательно, и междуэлектродные емкости, что в свою очередь влияет на на-

стройку контура. Поэтому в генераторах желательно применять как маломощные лампы, так и маломощные транзисторы.

Изменение напряжений источников питания влияет на тепловой режим нелинейного элемента, что приводит к только что перечисленным нежелательным явлениям. Влияние колебаний напряжений источника питания или сети на частоту генерируемых колебаний сказывается тем меньше, чем больше добротность контура. Поэтому питание автогенера-

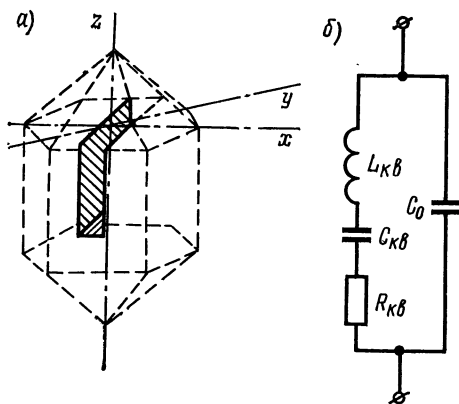


Рис. 77. Кристалл кварца (а) и его эквивалентная электрическая схема (б).

тора целесообразно осуществлять от отдельного стабилизированного источника питания.

Изменение режима входной цепи следующего каскада, являющейся составной частью нагрузки генератора, оказывает существенное влияние на частоту колебаний генератора. Если в каскаде, следующем за генератором, не представляется возможным обеспечить буферный режим, то связь с последним выбирают очень слабой.

Для обеспечения более высокой стабильности частоты генерируемых колебаний применяют также электромеханические системы, обладающие пьезоэлектрическим эффектом, с использованием кварца, сегнетовой соли, турмалина и других материалов, изготовленных на основе титаната бария. В практике применяется главным образом кварц (SiO_2). Он очень тверд, упруг, является хорошим диэлектриком, физические свойства его почти не зависят от внешних условий. Кристалл кварца представляет собой шестигранную призму с двумя шестигранными пирамидами в основаниях (рис. 77, а). Он имеет одну оптическую ось z , проходящую через вершины пирамид, три механические оси y ,

перпендикулярные к граням призмы и оптической оси, и три электрические оси x , перпендикулярные к оптической оси и проходящие через ребра призмы.

Пластинки кварца вырезают из призмы под различными углами к осям. Под действием переменного электрического поля пластинка кварца вследствие обратного пьезоэффекта совершает механические колебания по длине и толщине. Всякая колеблющаяся механическая система имеет собственную частоту резонанса. Кварцевая же пластинка может резонировать на разных частотах, которые определяются размером пластинки и способом ее среза. Если частота переменного напряжения, приложенного к кварцевой пластинке, совпадает с одной из собственных ее частот, то наступает резонанс: амплитуда механических колебаний достигает наибольшей величины, а следовательно, и амплитуда тока в цепи кварца становится максимальной. При этом фаза тока совпадает с фазой переменного напряжения, приложенного к пластинке. Электрическую цепь, эквивалентную кварцевой пластинке, можно представить в виде последовательного колебательного контура.

Пластинка кварца помещается в кварцедержатель, который состоит из двух металлических пластин, присоединяемых к схеме. Если емкость между пластинами кварцедержателя обозначить через C_0 , то полную эквивалентную схему кварца можно представить в виде, показанном на рис. 77, б. Для кварцевой пластинки квадратного сечения со стороной около 20 мм и толщиной 0,3 мм параметры эквивалентной электрической схемы имеют следующий порядок величин:

$$L_{\text{кв}} \approx 0, n \text{ Г}; \quad C_{\text{кв}} \approx 0, 0n \text{ пФ}; \quad R_{\text{кв}} \approx n \text{ Ом}; \quad C_0 \approx n \cdot 10 \text{ пФ}.$$

Нетрудно видеть, что при таких параметрах добротность кварца достигает нескольких десятков тысяч, и, следовательно, кварцевая пластинка обладает высокими стабилизирующими свойствами.

Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора является контуром третьего вида, которому присущи две резонансные частоты:

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}} \quad \text{и} \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C}},$$

где

$$C = \frac{C_{\text{кв}} C_0}{C_{\text{кв}} + C_0}.$$

Из последнего выражения следует, что $C < C_{\text{кв}}$, а так как $C_{\text{кв}} \ll C_0$, то C и $C_{\text{кв}}$ близки по своим значениям. Поэтому ω_{02} лишь немного больше ω_{01} . Нетрудно показать, что на частотах, меньших по сравнению с ω_{01} , кварц представляет собой емкостное

сопротивление, а на частотах, превышающих ω_{01} , — индуктивное. Точно так же на частотах выше ω_{02} колебательная система представляет собой емкостную нагрузку, а на частотах ниже ω_{02} — индуктивную. В интервале частот от ω_{01} до ω_{02} кварцевый резонатор эквивалентен индуктивности. Таким образом, если в схему автогенератора вместо индуктивности, определяющей выполнение условия баланса фаз, включить кварц, то автогенератор сможет возбуждаться только на частоте кварца (в интервале между частотами ω_{01} и ω_{02}).

В схеме автогенератора, представленной на рис. 74, *в*, кварц может быть подключен вместо индуктивности L_1 (при этом необходимость в конденсаторе C_c отпадет, так как его функции в схеме будет выполнять эквивалентная емкость кварца). Следует заметить, что при таком подключении кварц будет работать в тяжелых условиях, так как к нему окажется приложенным большое постоянное напряжение.

Аналогичное включение кварца в контур можно осуществить в схеме автогенератора, приведенной на рис. 72, *а*. Достоинством ее будет отсутствие напряжения источника питания, приложенного к кварцу.

Расчет генератора типа LC

Расчет режима работы генератора, выполненного на транзисторе, для частот, не превышающих нескольких сотен килогерц, имеет много общего с расчетом аналогичного генератора или усилителя мощности на электронных лампах.

Исходными данными для расчета обычно являются частота f (или длина волны λ) генерируемых колебаний, амплитуда напряжения $U_{тв}$ или мощность $P_{в}$, необходимые для возбуждения следующего каскада.

Расчет следует начать с выбора транзистора, который должен обеспечить устойчивую работу на заданной частоте и мощность, необходимую для возбуждения следующего каскада. Для выбранного транзистора по справочнику находим значение максимального напряжения на коллекторе $E_{к. макс}$, максимальное допустимое значение тока коллектора $I_{к. макс}$ и крутизну характеристики тока коллектора S_0 . Воспользовавшись входными и выходными характеристиками выбранного транзистора (рис. 78), определяем максимальное значение тока базы в импульсе $I_{б. макс}$ и соответствующее ему максимальное напряжение смещения на базе $U_{б. макс}$, а также минимальное остаточное напряжение на коллекторе $U_{к. э. мин}$, соответствующее максимальному значению тока коллектора $I_{к. макс}$.

Далее, задавшись углом отсечки коллекторного тока $\theta = 65 \div 75^\circ$, по таблицам А. И. Берга находим коэффициенты разложения импульса коллекторного тока α_0 и α_1 .

Амплитуду первой гармоники и постоянную составляющую коллекторного тока определяем по формулам

$$I_{k1} = \alpha_1 I_{k, \text{ макс}};$$

$$I_{k0} = \alpha_0 I_{k, \text{ макс}}.$$

Амплитуда колебательного напряжения на контуре $U_{mk} = |E_k| - U_{k, \text{ э. мин}}$. Далее рассчитываем: мощность генерируемых колебаний $P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{k1} U_{mk}$; мощность, потребляемую коллекторной цепью от источника питания, $P_0 = |E_k| I_{k0}$; к. п. д. по коллек-

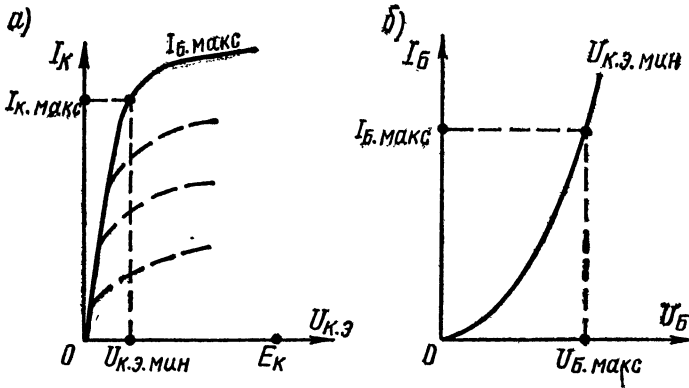


Рис. 78. Выходная (а) и входная (б) характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

торной цепи $\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0}$; сопротивление коллекторной нагрузки $R_{k, н} = \frac{U_{mk}}{I_{k1}}$.

Амплитуда напряжения обратной связи определяется выражением

$$U_{mo, c} = U_{mb} = \frac{I_{k, \text{ макс}}}{S_0 (1 - \cos \theta)}.$$

Напряжение смещения на базе:

$$U_{б, э} = U_{б, \text{ макс}} + U_{mo, c}.$$

Угол отсечки тока базы можно считать равным углу отсечки коллекторного тока. Поэтому мощность, расходуемую в цепи базы, рассчитываем по формуле

$$P_{\sim \text{ в}} = \frac{1}{2} \alpha_1 I_{б, \text{ макс}} U_{mb}.$$

Задавшись к. п. д. контура генератора $\eta_k = 0,2 \div 0,3$, определяем мощность, поступающую в цепь базы следующего каскада:

$$P_{\sim \text{сл. к}} = \eta_k (P_{\sim} - P_{\sim \text{в}}) \geq P_{\sim \text{в. зад.}}$$

Коэффициент обратной связи:

$$K_{\text{о. с}} = \frac{U_{m6}}{U_{mk}}$$

В заключение, задавшись емкостью конденсатора контура $C_k \approx (1 \div 3)\lambda$ (где λ выражена в метрах), рассчитываем индуктивность контура по формуле (157).

§ 31. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

В электронной и полупроводниковой аппаратуре часто возникает необходимость в изменении частоты имеющегося первичного сигнала (он может поступить извне или может быть создан внутри самого устройства). При подобном преобразовании частоты первичного сигнала на выходе может получаться сигнал как меньшей, так и большей частоты.

Определим частотный состав тока на выходе нелинейного элемента с вольт-амперной характеристикой, определяемой степенным многочленом $i = I_{\pi} + au + bu^2$, в условиях, когда на его вход поступают два синусоидальных напряжения: $u_1 = U_{m1} \sin \omega_1 t$ и $u_2 = U_{m2} \sin \omega_2 t$. Имеем

$$\begin{aligned} i &= I_{\pi} + a(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t) + b(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \sin \omega_2 t)^2 = \\ &= I_{\pi} + aU_{m1} \sin \omega_1 t + aU_{m2} \sin \omega_2 t + bU_{m1}^2 \sin^2 \omega_1 t + bU_{m2}^2 \sin^2 \omega_2 t + \\ &\quad + 2bU_{m1}U_{m2} \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t. \end{aligned}$$

Воспользуемся известными тригонометрическими соотношениями

$$\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} \quad \text{и} \quad 2 \sin \alpha \sin \beta = \cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta).$$

После приведения подобных членов получим

$$\begin{aligned} i &= I_{\pi} + \frac{b}{2}(U_{m1}^2 + U_{m2}^2) + aU_{m1} \sin \omega_1 t + aU_{m2} \sin \omega_2 t - \\ &- \frac{bU_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t - \frac{bU_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t + bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t - \\ &\quad - bU_{m1}U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t. \end{aligned}$$

Из этого выражения следует, что при воздействии на нелинейный элемент двух сигналов разных частот на выходе возникают: постоянная составляющая тока, пропорциональная квадратам амплитуд входных сигналов; высокочастотные составляющие тока; токи комбинационных (суммарных и разностных) частот.

На рис. 79 приведена схема преобразователя частоты на транзисторах, состоящая из автогенератора и смесителя. Автогенератор собран на транзисторе $T1$; в схеме использована индуктивная обратная связь; частота генерируемых колебаний f_1 определяется параметрами контура C_1L_1 .

Транзистор $T2$, включенный по схеме с общим эмиттером, является смесителем. На него поступают два сигнала: один с частотой f_1 , а другой — с частотой f_2 . Напряжение частоты f_1 снимается с части катушки обратной связи $L_{о.с}$ и вводится последовательно в цепь эмиттера транзистора $T2$. Сигнал с частотой f_2 , поступающий от постороннего возбудителя, подается непосредственно на базу транзистора $T2$.

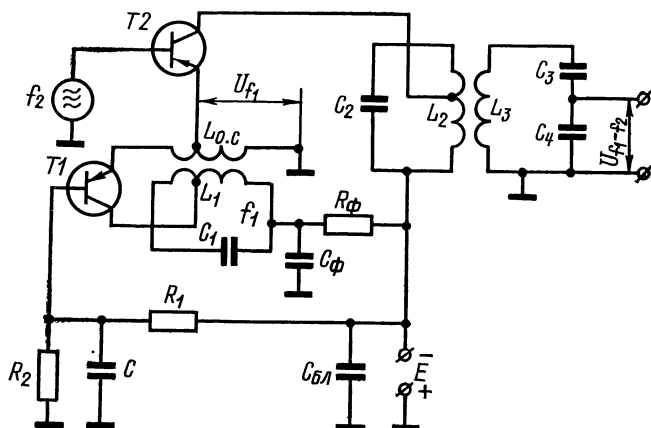


Рис. 79. Схема преобразователя частоты на транзисторах.

ственно на базу смесителя (транзистор $T2$). Нагрузкой преобразователя (смесителя) является система двух связанных контуров L_2C_2 и $L_3C_3C_4$, настроенная на разностную частоту $f_1 - f_2$. На выходе преобразователя выделяется напряжение разностной частоты. Если нагрузкой смесителя вместо контура окажется активное сопротивление R_n , зашунтированное конденсатором C , то при выполнении условия

$$\frac{1}{2\pi(f_1 - f_2)C} \gg R_n \gg \frac{1}{2\pi f_2 C}$$

на выходе смесителя тоже можно получить напряжение разностной частоты.

Следует заметить, что при равенстве частот сигналов, поступающих на смеситель, переменное напряжение на выходе отсутствует.

Умножитель частоты представляет собой резонансный усилитель, выделяющий на нагрузочном контуре напряжение или мощность с частотой, в два или три раза превосходящей частоту

входного сигнала. Так как процесс умножения частоты связан не только с усилением, но и с преобразованием частоты, то умножитель работает исключительно в режиме колебаний второго рода с отсечкой анодного (коллекторного) тока.

В качестве умножителей частоты используются схемы резонансных усилителей, выполненные как на электронных лампах, так и на транзисторах (см. § 19). Умножители частоты на транзисторах находят применение только на сравнительно невысоких частотах (до 1 МГц), на которых инерционные свойства транзисторов проявляются незначительно.

В резонансном усилителе, работающем в режиме удвоения частоты, нагрузочный контур настраивается на удвоенную частоту входного сигнала.

Колебательная мощность, отдаваемая нагрузке, в этом случае будет равна

$$P_2 = \frac{1}{2} I_{m2}^2 R_{\text{экв}2} = \frac{1}{2} I_{m2} U_{m2} = \frac{1}{2} \frac{U_{m2}^2}{R_{\text{экв}2}} = \frac{1}{2} \alpha_2 i_{\text{макс}} U_{m2}, \quad (212)$$

где I_{m2} — амплитуда второй гармоники анодного коллекторного тока;

$R_{\text{экв}2}$ — сопротивление нагрузочного контура, настроенного на удвоенную частоту входного сигнала;

U_{m2} — амплитуда колебательного напряжения второй гармоники на аноде (на коллекторе);

α_2 — коэффициент разложения анодного (коллекторного) тока.

Из формулы (212) следует, что колебательная мощность, отдаваемая нагрузке, зависит от угла отсечки анодного (коллекторного) тока. Амплитуда второй гармоники анодного (коллекторного) тока достигает максимума при угле отсечки $\theta = 60^\circ$ (см. § 5):

$$P_{2\text{макс}} = \frac{1}{2} \alpha_{2\text{макс}} i_{\text{макс}} U_{m2} = 0,14 i_{\text{макс}} U_{m2}.$$

Рассуждая аналогичным образом, можно написать формулу колебательной мощности для случая работы усилителя в режиме утроения частоты:

$$P_3 = \frac{1}{2} I_{m3}^2 R_{\text{экв}3} = \frac{1}{2} I_{m3} U_{m3} = \frac{1}{2} \frac{U_{m3}^2}{R_{\text{экв}3}} = \frac{1}{2} \alpha_3 i_{\text{макс}} U_{m3}. \quad (213)$$

Утроитель частоты обеспечивает максимальную мощность в нагрузке при угле отсечки анодного (коллекторного) тока $\theta = 40^\circ$; $\alpha_3 = 0,18$.

Таким образом, для перевода усилителя в режим удвоения или утроения частоты необходимо увеличить напряжение смеще-

ния (на управляющей сетке лампы или на базе транзистора) для обеспечения нужного угла отсечки θ ; увеличить напряжение возбуждения (для полного использования нелинейного элемента по току); перестроить контур на вторую или третью гармонику и увеличить его эквивалентное сопротивление (например, путем увеличения коэффициента включения контура). При этом в режиме удвоения частоты в нагрузке выделяется мощность, примерно в два раза (а в режиме утроения — в три раза) меньшая, чем в режиме усиления. Последнее следует учитывать при выборе лампы (транзистора).

К. п. д. удвоителя составляет 60%, а утроителя — не более 50%.

§ 32. МОДУЛЯЦИЯ

Частоты электрических сигналов, вырабатываемых различными датчиками в системах автоматики, передатчиках, медицинской аппаратуре и т. д., обычно меняются в пределах от 10^4 до 10^{-4} Гц. Эти сигналы в зависимости от целевого назначения подвергаются усилению, преобразованию, передаче на необходимые расстояния как по проводам, так и без них при помощи электромагнитных волн.

Наиболее надежны и просты по устройству усилители, работающие на частотах выше нескольких десятков герц (т. е. на частотах, в ряде случаев превышающих частоты первичных сигналов, вырабатываемых датчиками). Так, например, мощность, излучаемая антенной передатчика, в первом приближении пропорциональна току в антенне I_A , его частоте ω и геометрическим размерам излучающей части антенны l :

$$P_{\text{изл}} = \varphi (I_A^2 \omega^2 l^2).$$

Чем больше излучаемая мощность, тем на большем расстоянии обеспечивается надежная связь.

Однако частота передаваемых сигналов (речи, музыки, кодовых команд) невысока, поэтому для их передачи на большие расстояния пользуются методом «наложения» этих так называемых модулирующих сигналов на высокочастотные колебания. Колебания высокой частоты, называемой несущей частотой (или опорной), как бы переносят передаваемый сигнал от места возникновения до точки приема.

Любая синусоидальная функция $a = A \sin(\omega t + \varphi)$ определяется тремя параметрами: амплитудой, частотой и фазой.

Модуляцией называется процесс воздействия колебаний более низкой частоты на один из параметров высокочастотного колебания. В соответствии с этим различают амплитудную, частотную и фазовую модуляции.

Амплитудная модуляция

При амплитудной модуляции амплитуда модулируемого колебания изменяется в соответствии с изменениями амплитуды модулирующего колебания, частота которого во много раз меньше частоты модулируемого колебания.

Если модулируемые колебания определяются уравнением

$$u_{\omega} = U_{m_{\omega}} \cos \omega t,$$

где $\omega = 2\pi F$ — угловая частота модулируемого (высокочастотного) колебания, а модулирующие колебания — уравнением

$$u_{\Omega} = U_{m_{\Omega}} \cos \Omega t,$$

где $\Omega = 2\pi F$ — угловая частота модулирующего колебания, то согласно определению амплитудной модуляции уравнение для модулированного напряжения можно записать так:

$$u_m = (U_{m_{\omega}} + U_{m_{\Omega}} \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (214)$$

где $U_{m_{\omega}} + U_{m_{\Omega}} \cos \Omega t$ — амплитуда модулированного колебания, меняющаяся по закону изменения амплитуды модулирующего колебания.

Уравнение (214) можно представить и в следующем виде:

$$u_m = U_{m_{\omega}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (215)$$

где $m = \frac{U_{m_{\Omega}}}{U_{m_{\omega}}}$ — коэффициент модуляции.

Рассуждая аналогичным образом, можно написать уравнение для модулированного тока:

$$i_m = I_{m_{\omega}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad (216)$$

где $m = \frac{I_{m_{\Omega}}}{I_{m_{\omega}}}$.

На рис. 80, а приведен график амплитудно-модулированного напряжения $u_m = \varphi(t)$. Из графика и определения амплитудной модуляции следует, что коэффициент модуляции m не может быть больше единицы (или 100%.)

Раскрыв скобки в выражении амплитудно-модулированного напряжения (215) и заменив произведение косинусов их суммой, определяем частотный состав модулированного напряжения при модуляции одним тоном с частотой Ω :

$$u_m = U_{m_{\omega}} \cos \omega t + \frac{U_{m_{\omega}} m}{2} \cos (\omega + \Omega) t + \frac{U_{m_{\omega}} m}{2} \cos (\omega - \Omega) t. \quad (217)$$

Из уравнения (217) следует, что в состав модулированного напряжения входят три составляющие: составляющая основной — несущей (опорной) частоты с амплитудой $U_{m_{\omega}}$ и составляющие

суммарной и разностной частот (верхней и нижней боковых частот) с равными амплитудами. Амплитуда боковых частот $\frac{U_{m\omega m}}{2}$ не может быть больше половины амплитуды несущей.

На рис. 80, б показан спектр колебаний при амплитудной модуляции одним тоном. Модулированный сигнал при модуляции одной частотой Ω занимает полосу частот, равную удвоенной частоте модуляции (2Ω или $2F$). Следовательно, электрические цепи, по которым проходит такой модулированный сигнал,

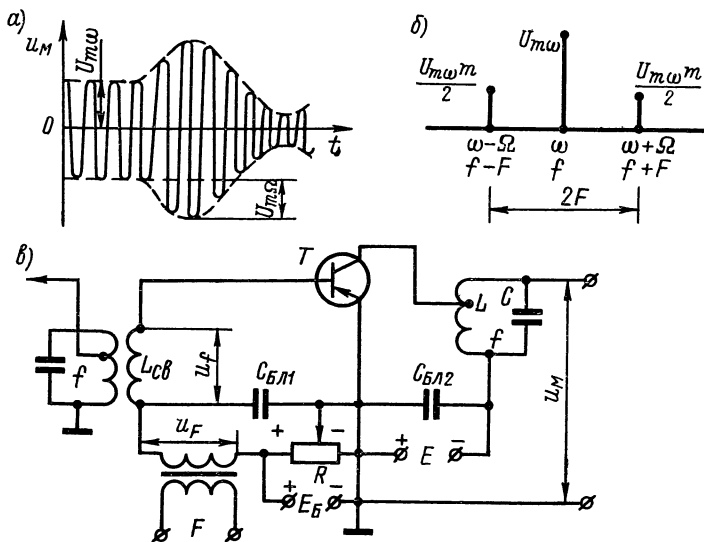


Рис. 80. Амплитудная модуляция: а — график амплитудно-модулированного напряжения; б — спектр частот АМ-колебания; в — схема осуществления базовой модуляции.

а также и усилитель подобных модулированных колебаний должны обеспечивать равномерное прохождение и усиление всех трех составляющих модулированного колебания.

При модуляции спектром частот от $F_{\text{мин}}$ до $F_{\text{макс}}$ в состав амплитудно-модулированного колебания входят не две боковых частоты, а две полосы боковых частот. При этом модулированный сигнал занимает полосу частот, равную удвоенному значению наивысшей частоты модулирующего сигнала. Так, например, если модуляция осуществляется сигналами частот от 100 Гц до 3 кГц, то независимо от значений несущей (опорной) частоты амплитудно-модулированный сигнал занимает полосу частот $\Pi = 2F_{\text{макс}} = 6$ кГц.

Амплитудную модуляцию практически осуществляют при помощи обычного усилителя мощности, на вход которого (обычно

на управляющую сетку или базу транзистора) поступает напряжение несущей (модулируемой) частоты; напряжение же модулирующей частоты может быть приложено к любому электроду лампы или транзистора (в том числе как к управляющей сетке лампы, так и к базе транзистора). В зависимости от того, к какому электроду подводится модулирующее напряжение, различают схемы:

- модуляции на управляющую сетку;
- модуляции на анод;
- модуляции на экранную сетку;
- базовой модуляции;
- коллекторной модуляции.

В качестве примера на рис. 80, в приведена схема базовой модуляции. Напряжение смещения на базе e_b транзистора T меняется с частотой модуляции F , амплитуда же напряжения возбуждения U_{mf} остается постоянной. Конденсатор $C_{б,л1}$ шунтирует цепь смещения по высокой частоте, а конденсатор $C_{б,л2}$ — источник коллекторного питания. Контур LC настроен на несущую (опорную) частоту и имеет полосу пропускания $\Pi > 2F_{\text{макс}}$. Базовая модуляция смещением осуществляется только в режиме колебаний второго рода. При этом изменение смещения на базе сопровождается изменением высоты импульса коллекторного тока $i_{к, \text{макс}}$ и его угла отсечки θ .

Амплитудное значение напряжения на выходе определяется выражением

$$U = I_{к1} Z_{\text{экв}} = a_1 i_{к, \text{макс}} Z_{\text{экв}},$$

где $Z_{\text{экв}}$ — сопротивление нагрузочного контура. При постоянном значении импульса коллекторного тока напряжение U меняется пропорционально изменениям напряжения смещения на базе.

Режим работы усилителя мощности, в котором осуществляется модуляция, определяется частотной и амплитудной модуляционными характеристиками.

Частотная модуляционная характеристика выражает зависимость коэффициента модуляции от частоты модулирующего напряжения при его постоянной амплитуде и должна представлять собой прямую, параллельную оси абсцисс (оси частот).

Частотные искажения при модуляции отсутствуют, если коэффициент модуляции m не зависит от частоты, а определяется только соотношениями между токами звуковой и несущей частот. Следует иметь в виду, что в зависимости от схемы модуляции амплитуда модулирующего напряжения для получения заданного коэффициента модуляции m должна быть различной. Так, например, при осуществлении анодной модуляции амплитуда модулирующего напряжения должна быть во много раз больше, чем при модуляции на управляющую сетку, поскольку

изменение напряжения на управляющей сетке в μ раз сильнее влияет на анодный ток.

Амплитудная модуляционная характеристика выражает зависимость коэффициента модуляции от амплитуды модулирующего напряжения при постоянной частоте. При отсутствии нелинейных искажений динамическая амплитудная характеристика должна представлять собой прямую, выходящую из начала координат под некоторым углом к оси абсцисс.

Пределы изменения тока при амплитудной модуляции определяются выражениями

$$I_{\text{макс}} = I_{m\omega} + I_{m\Omega} = I_{m\omega} (1 + m);$$

$$I_{\text{мин}} = I_{m\omega} - I_{m\Omega} = I_{m\omega} (1 - m).$$

Поэтому мощность на выходе меняется от

$$P_{\text{макс}} = I_{\text{макс}}^2 Z_{\text{экв}} = I_{m\omega}^2 (1 + m)^2 Z_{\text{экв}} = P_{\omega} (1 + m)^2$$

до

$$P_{\text{мин}} = I_{\text{мин}}^2 Z_{\text{экв}} = I_{m\omega}^2 (1 - m)^2 Z_{\text{экв}} = P_{\omega} (1 - m)^2,$$

где P_{ω} — мощность на выходе при отсутствии модуляции (в режиме несущей частоты).

При коэффициенте модуляции $m = 1$ максимальная мощность в 4 раза больше, чем мощность в режиме несущей частоты, а минимальная мощность равна нулю. При $m = 0,5$ мощность на выходе усилителя при модуляции меняется в 9 раз, что является существенным недостатком этого вида модуляции.

Средняя мощность $P_{\text{ср}}$, выделяемая в нагрузку за один период модулирующего напряжения, равна сумме мощностей несущей частоты P_{ω} и боковых частот $P_{\text{бок}}$:

$$P_{\text{ср}} = P_{\omega} + 2P_{\text{бок}} = P_{\omega} + 2 \frac{1}{2} \left(\frac{m I_{m\omega}}{2} \right)^2 Z_{\text{экв}} = P_{\omega} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right). \quad (218)$$

Из выражения (218) следует, что при модуляции в нагрузке выделяется мощность большая, чем в режиме несущей частоты. Поэтому в режиме несущей частоты на коллекторе транзистора (или аноде лампы) рассеивается наибольшая мощность $P_{\text{к}} = P_0 - P_{\omega}$, которая не должна превышать $P_{\text{к. доп}}$ для выбранного транзистора.

Частотная и фазовая модуляции

При частотной и фазовой модуляциях соответственно частота или фаза высокочастотного колебания изменяется по закону изменения амплитуды управляющего сигнала.

При этих видах модуляции амплитуда модулированных колебаний остается неизменной, что обеспечивает постоянство энергетического баланса и одновременно высокий к. п. д. Однако спектр частот при частотно- и фазово-модулированных колебаниях значительно шире, чем при амплитудной модуляции. На рис. 81 приведены волновые диаграммы, поясняющие физические процессы, происходящие при частотной и фазовой модуляциях. Пока отсутствует модулирующий фактор (в нашем случае напряжение с частотой Ω), несущая частота остается неизменной. Однако как только появляется модулирующий сигнал, частота и фаза колебания высокой частоты согласно определению

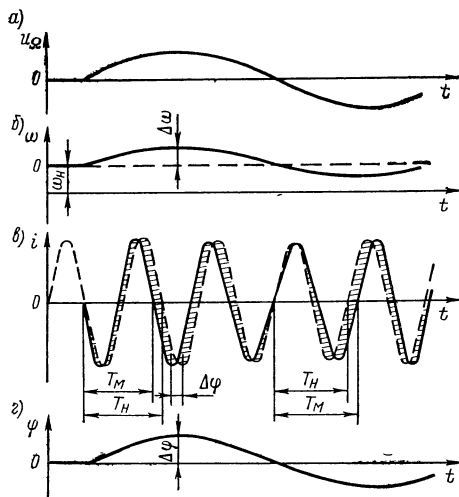


Рис. 81. Волновые диаграммы, поясняющие принцип частотной и фазовой модуляции: а — график изменения модулирующего сигнала; б и г — графики отклонения частоты и фазы при модуляции; в — график частотно- и фазово-модулированного тока.

этих видов модуляции начинают изменяться в соответствии с амплитудой модулирующего сигнала.

Волновая диаграмма, изображающая модулированный ток (рис. 81, в), справедлива как для частотной, так и для фазовой модуляции. Действительно, если при осуществлении частотной модуляции частота меняется на величину $\Delta\omega' = \Delta\omega \sin \Omega t$, то при этом отклоняется и фаза на величину $\Delta\varphi' = \Delta\varphi \sin \Omega t$. Во время положительного полупериода модулирующего напряжения частота частотно-модулированного колебания больше несущей ($T_H > T_M$); при этом возникает также и сдвиг по фазе в сторону опережения. Во время отрицательного полупериода,

когда частота частотно-модулированного колебания меньше несущей ($T_H < T_M$), возникает сдвиг по фазе в сторону отставания, пропорциональный модулирующему напряжению.

Если считать, что начальная фаза колебаний равна нулю, то уравнение для мгновенного значения тока несущей частоты при отсутствии модулирующего сигнала можно записать так:

$$i = I_m \sin \omega_n t,$$

где ω_n — несущая частота высокочастотного колебания.

Угловая частота частотно-модулированного колебания:

$$\omega = \omega_n + \Delta\omega' = \omega_n + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (219)$$

где $\Delta\omega' = \Delta\omega \cos \Omega t$ — мгновенное значение приращений несущей частоты, если модулирующий сигнал изменяется по косинусоидальному закону;

$\Delta\omega$ — девиация частоты, или максимальное отклонение частоты, которое соответствует наибольшему (амплитудному) значению модулирующего напряжения.

Тогда уравнение частотно-модулированного колебания можно записать так:

$$i_{ч. м} = I_m \sin (\omega_n t + \Delta\omega \cos \Omega t). \quad (220)$$

Так как фаза определяется интегралом от частоты по времени, то, воспользовавшись уравнением (219), можно установить закон изменения фазы при частотной модуляции:

$$\varphi = \int_0^t \omega dt = \int_0^t (\omega_n + \Delta\omega \cos \Omega t) dt = \omega_n t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t. \quad (221)$$

Девиация фазы $\Delta\varphi$ при частотной модуляции пропорциональна девиации частоты и обратно пропорциональна частоте модулирующего сигнала. Отношение $\frac{\Delta\omega}{\Omega}$ называется индексом частотной модуляции и обозначается символом M_f . Тогда уравнение частотно-модулированного колебания (220), выраженное через индекс модуляции, будет иметь вид

$$i_{ч. м} = I_m \sin (\omega_n t + M_f \sin \Omega t). \quad (222)$$

Рассуждая аналогичным образом, можно написать уравнение для мгновенного значения фазы при фазовой модуляции:

$$\varphi = \omega_n t + \Delta\varphi \sin \Omega t, \quad (223)$$

где $\Delta\varphi$ — девиация фазы при фазово-модулированных колебаниях, пропорциональная амплитуде модулирующего сигнала.

Частота модулированного колебания при фазовой модуляции:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_n + \Delta\varphi \Omega \cos \Omega t.$$

Произведение $\Delta\varphi \Omega$ называется индексом фазовой модуляции и, обозначается символом M_φ и представляет собой наибольшее отклонение частоты при фазовой модуляции.

Следовательно, девиация фазы при фазовой модуляции $\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} M_f$ соответствует индексу модуляции при частотной модуляции. Тогда уравнение фазово-модулированного колебания можно записать так:

$$i_{ф. м} = I_m \sin (\omega_n t + M_f \sin \Omega t). \quad (224)$$

Таким образом, при частотной модуляции имеют место как девиация частоты, так и девиация фазы. Последняя пропорциональна амплитуде модулирующего колебания и обратно пропорциональна частоте модулирующего сигнала.

При фазовой модуляции также происходят девиация фазы и девиация частоты. Последняя пропорциональна как амплитуде, так и частоте модулирующего колебания.

Если модуляция осуществляется сигналом одной частоты, то нельзя установить разницу между частотно-модулированным и фазово-модулированным колебаниями. Они определяются одинаковыми и теми же уравнениями (222) и (224).

При модуляции спектром частот частотная и фазовая модуляции существенно различаются между собой. В первом случае девиация частоты не зависит от частоты модулирующего сигнала, во втором — девиация фазы не зависит от частоты модулирующего фактора.

Частотно- и фазово-модулированные колебания могут быть представлены бесконечным рядом гармоник различных частот, амплитуд и фаз. Частотно- и фазово-модулированные колебания при модуляции одним тоном содержат бесконечно большое число пар боковых частот $\omega_n \pm n\Omega$, где $n = 1, 2, 3, \dots$. Амплитуды боковых частот уменьшаются с увеличением порядкового номера боковой частоты. При определении частотного спектра модулированного колебания учитывают те частоты, амплитуды которых составляют не менее 5—10% амплитуды несущей частоты.

Обычно при определении спектра частот частотного или фазово-модулированного колебания учитывают только боковые частоты, номер которых меньше индекса модуляции. Однако спектры частотной и фазовой модуляции имеют и отличия: частотный спектр фазово-модулированных колебаний расширяется с ростом частоты модуляции (за счет увеличения интервалов между боковыми частотами), зависит от амплитуды модулирующего колебания (так как от нее зависит девиация фазы); ширина же частотного спектра частотно-модулированного колебания практически не зависит от частоты модуляции, но с увеличением последней уменьшается индекс модуляции и число боковых частот.

Различают два вида частотно- и фазово-модулированных колебаний: узкополосную (при $M > 1$) и широкополосную ($M < 1$). При узкополосной модуляции учитывают только первые пары боковых частот (ширина полосы оказывается такой же, как при амплитудной модуляции). При широкополосной частотной модуляции (ЧМ) следует учитывать все боковые частоты, порядковый номер которых меньше индекса модуляции. Широкополосные системы ЧМ-связи с полосой до 200—300 кГц используются при высококачественном радиовещании (звуковым сопровождением телевизионных программ).

На рис. 82, а приведена схема, поясняющая принцип осуществления фазовой модуляции.

На лампах $L1$ и $L2$ собран двухтактный фазовый модулятор, на управляющие сетки которого поступают сигналы от задающего генератора $u_c = U_{m\omega} \sin \omega t$. На экранирующие сетки модулятора поступают равные и противофазные модулирующие напряжения U'_Ω и U''_Ω . При этом в анодных цепях ламп модулятора появляются амплитудно-модулированные токи

$$i_{a1} = I_{m\omega} (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t;$$

$$i_{a2} = I_{m\omega} (1 - m \sin \Omega t) \sin \omega t.$$

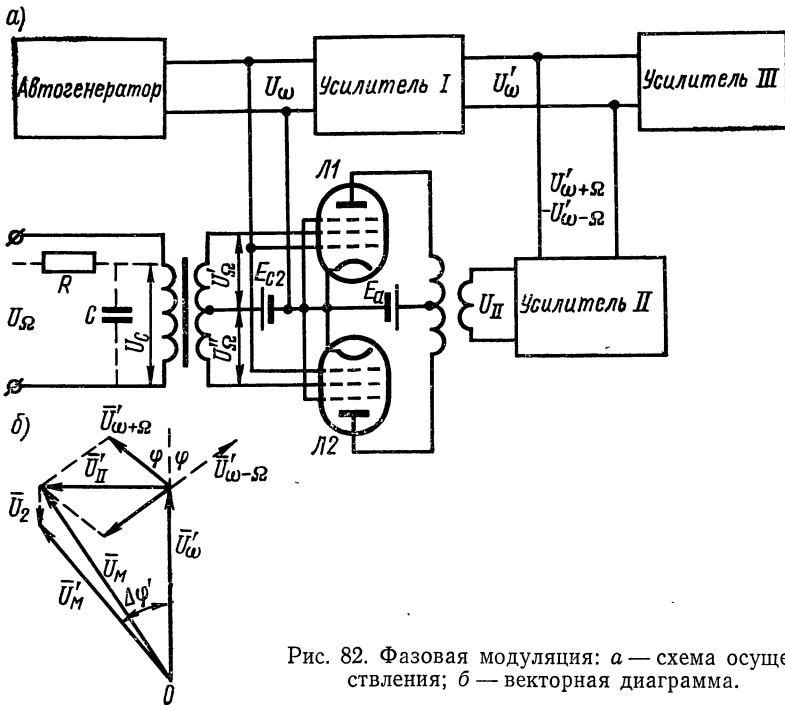


Рис. 82. Фазовая модуляция: а — схема осуществления; б — векторная диаграмма.

Напряжение на вторичной обмотке выходного трансформатора пропорционально разности анодных токов i_{a1} и i_{a2} :

$$\begin{aligned} U_{II} &= \varphi (i_{a1} - i_{a2}) = \varphi (2I_{m\omega} m \sin \omega t \sin \Omega t) = \\ &= \varphi [mI_{m\omega} \cos (\omega - \Omega) t - mI_{m\omega} \cos (\omega + \Omega) t] = \\ &= \varphi [I_{m\Omega} \cos (\omega - \Omega) t - I_{m\Omega} \cos (\omega + \Omega) t]. \end{aligned}$$

Следует учесть также дополнительный сдвиг по фазе на 90° , который имеет место вследствие индуктивной связи модулятора с усилителем II. Поэтому в окончательном виде

$$U_{II} = \varphi [I_{m\Omega} \sin (\omega + \Omega) t - I_{m\Omega} \sin (\omega - \Omega) t].$$

На вход усилителя III после усиления в усилителе II поступает напряжение U'_{II} и напряжение несущей частоты U'_{ω} с усилителя I. В результате такого сложения на выходе усилителя III получаются колебания, модулированные по фазе.

Векторная диаграмма (рис. 82, б) иллюстрирует процесс образования фазово-модулированных колебаний. На вход усилителя III поступает модулированное напряжение U_M , являющееся суммой напряжений U'_{ω} и $U'_{II} = K_{II}U_{II} = U'_{\omega+\Omega} - U'_{\omega-\Omega}$, где K_{II} — коэффициент усиления усилителя II.

Вектор амплитуды напряжения составляющей верхней боковой частоты $U'_{\omega+\Omega}$ за время t опережает вектор амплитуды напряжения несущей частоты U'_{ω} на угол $\varphi = (\omega + \Omega)t$; за этот же промежуток времени t вектор амплитуды напряжения составляющей нижней боковой частоты $U'_{\omega-\Omega}$ отстает от U_{ω} на угол $\varphi = (\omega - \Omega)t$. С изменением амплитуды модулирующего сигнала вектор U_M качается около среднего положения в пределах девиации фазы $\Delta\varphi'$. Так как при построении векторной диаграммы не учитывались составляющие боковых частот $\omega \pm 2\Omega$, $\omega \pm 3\Omega$ и т. д., то оказалось, что амплитуда вектора U_M меняется при изменении амплитуды модулирующего колебания (при изменении $\Delta\varphi'$). Однако если учесть составляющую с частотой $\omega + 2\Omega$, которая обычно находится в противофазе с вектором U_{ω} (на векторной диаграмме вектор U_2 , показанный штриховой линией, соответствует составляющей с частотой $\omega + 2\Omega$), то амплитуда вектора U_M при изменении фазы практически изменяться не будет.

Если на вход фазового модулятора подать модулирующее напряжение, меняющееся обратно пропорционально частоте модулирующего напряжения, то схема, приведенная на рис. 82, а, может быть использована для осуществления частотной модуляции. Для этого на вход фазового модулятора включают делитель, состоящий из сопротивления R и емкости C (на схеме делитель показан штриховыми линиями). Если выполнить условие $R \gg \frac{1}{\Omega_{\text{мин}}C}$, то напряжение на входе фазового модулятора (на конденсаторе C) будет изменяться обратно пропорционально частоте:

$$U_C = U_{\text{вк. ф. м}} = \frac{U_{\Omega}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} X_C = \frac{U_{\Omega}}{R} X_C = \frac{U_{\Omega}}{R\Omega C} = \varphi \left(\frac{U_{\Omega}}{\Omega} \right).$$

Более широкое практическое применение для осуществления частотной модуляции находят схемы, в которых используются реактивные каскады. На рис. 83, а приведена схема осуществления частотной модуляции. Транзистор $T2$ совместно с подключенным контуром C_1L образуют автогенератор. Транзистор $T1$ и цепочка CR образуют реактивный каскад.

Переменное напряжение на контуре автогенератора U_{C_1L} приложено также к коллектору транзистора $T1$ и цепочке CR (контур C_1L , транзистор $T1$ и цепочка CR включены параллельно). Так как $X_C \gg R$, то ток I_{CR} практически опережает напряжение U_K на 90° . Так I_{RC} на сопротивлении R создает напряжение, которое является переменным напряжением на базе; ток коллектора I_{K1} транзистора $T1$ меняется в фазе с этим напряжением.

Из векторной диаграммы (рис. 83, б) видно, что ток коллектора $\bar{I}_{K1} = S\bar{U}_{б.э} = S\bar{I}_{CR}R \approx S\bar{U}_K j\omega CR$ опережает напряжение на

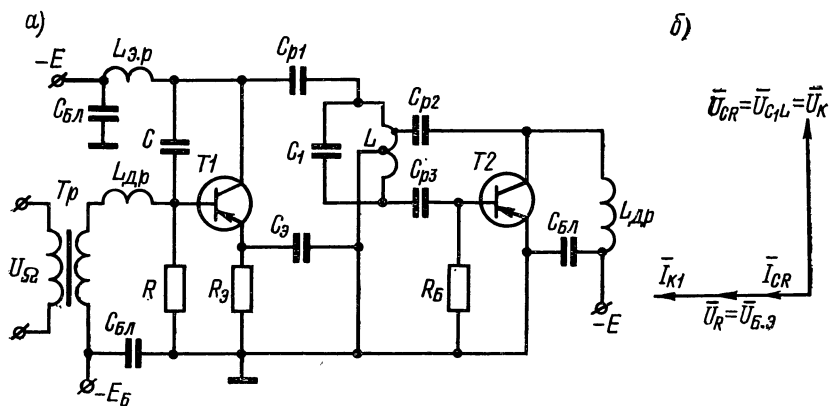


Рис. 83. Частотная модуляция: а — схема осуществления; б — векторная диаграмма напряжений и токов реактивного каскада.

коллекторе U_K на 90° . Следовательно, выходное сопротивление транзистора $T1$ имеет емкостный (реактивный) характер:

$$Z_{\text{вых}} = \frac{\bar{U}_K}{\bar{I}_{K1}} = \frac{1}{j\omega CRS} = \frac{1}{j\omega C_{\text{эКВ}}},$$

где $\frac{1}{\omega C_{\text{эКВ}}}$ — выходное емкостное сопротивление транзистора $T1$;

$C_{\text{эКВ}} = CRS$ — эквивалентная выходная емкость реактивного каскада.

Таким образом, частота автогенератора определяется не только параметрами контура C_1L , но и емкостью $C_{\text{эКВ}}$:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 + C_{\text{эКВ}})}}.$$

При поступлении на базу транзистора $T1$ модулирующего напряжения крутизна, а следовательно, и ток I_{K1} будут меняться в соответствии с изменением амплитуды входного сигнала.

В схеме осуществляется частотная модуляция: частота автогенератора изменяется в соответствии с изменениями амплитуды модулирующего напряжения.

Импульсная модуляция

Импульсная модуляция широко используется в радиолокации, в устройствах многоканальной связи, в телевидении, в системах автоматического регулирования, в электронных вычислительных машинах и т. д. Основными параметрами им-

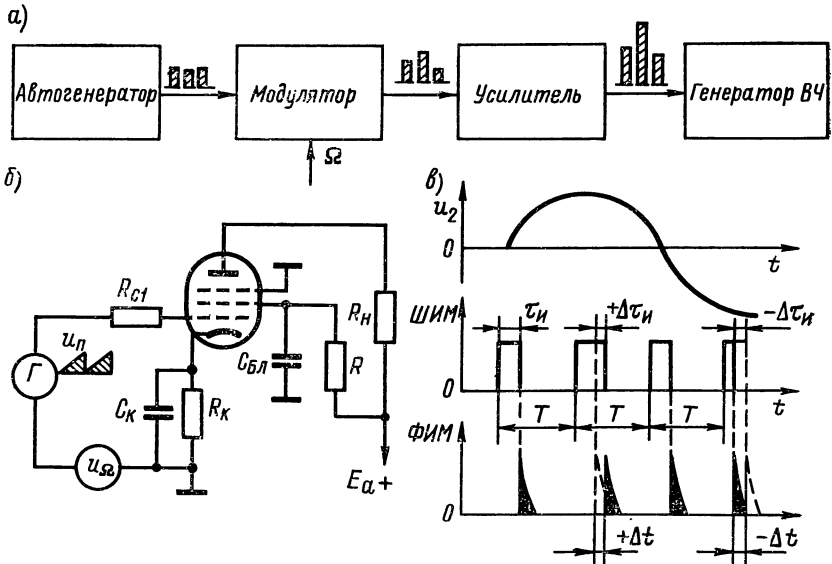


Рис. 84. Импульсная модуляция: а — структурная схема АИМ; б — схема осуществления ШИМ; в — преобразование ШИМ в ФИМ.

пульса являются амплитуда, длительность и фаза. При импульсной модуляции один или несколько параметров импульса изменяются в соответствии с модулирующим фактором. В зависимости от того, какой из параметров импульса меняется, различают три основных вида модуляции: амплитудно-импульсную (АИМ), широтно-импульсную (ШИМ) и фазово-импульсную (ФИМ).

При АИМ амплитуда периодической последовательности импульсов меняется по закону изменения амплитуды модулирующих колебаний. Структурная схема АИМ (рис. 84, а) состоит из генератора периодической последовательности прямоугольных видеоимпульсов и модулятора, обеспечивающего изменение амплитуды поступающих импульсов по закону изменения управляющего сигнала. Далее модулированные импульсы после усиления могут быть использованы для управления режимом работы

генератора, в результате чего на выходе генератора образуются амплитудно-модулированные радиоимпульсы. Чем меньше длительность импульсов и больше период их следования, тем больше импульсов дополнительных каналов передачи можно разместить между импульсами уже действующего канала передачи. Основным недостатком АИМ является низкая помехоустойчивость, так как применение амплитудных ограничителей при этом виде модуляции не представляется возможным.

При ШИМ длительность импульса меняется в соответствии с изменениями модулирующего напряжения. При односторонней ШИМ под воздействием модулирующего сигнала смещается лишь один из фронтов импульса (передний или задний); при двусторонней ШИМ смещаются оба фронта модулируемых видеосигналов.

Простейшая схема осуществления односторонней ШИМ приведена на рис. 84, б. В этой схеме на участке катод—сетка действуют пилообразное напряжение (поступающее от генератора пилообразных импульсов) и модулирующее напряжение u_{Ω} . Напряжения на аноде и на экранной сетке подобраны так, что в статическом режиме (при отсутствии u_{Γ} и u_{Ω}) в лампе проходит только ток экранной сетки, анодный ток отсутствует; исходное напряжение смещения на управляющей сетке E_c определяется произведением $I_{c2}R_k$. При подаче на управляющую сетку пилообразного напряжения положительной полярности с амплитудой, превосходящей значение $|E_{зап}|$, лампа открывается; в анодной цепи появляется периодическая последовательность треугольных импульсов анодного тока, частота которых соответствует частоте пилообразного напряжения, а длительность — времени, в течение которого напряжение на сетке больше $|E_{зап}|$. При наличии управляющего напряжения u_{Ω} смещение на управляющей сетке будет меняться с частотой Ω пропорционально амплитуде модулирующего напряжения. При этом длительность импульсов анодного тока будет изменяться и совершит полный цикл изменений за период модулирующего колебания.

Для получения импульсов, приближающихся по форме к прямоугольным, следует увеличить их высоту и ввести ограничение сверху. В схеме (рис. 84, б) ограничение сверху осуществляется за счет сеточного тока, появляющегося при увеличении амплитуды пилообразного напряжения (когда потенциал управляющей сетки становится положительным). Сеточный ток на сопротивлении R_{c1} образует дополнительное отрицательное смещение, практически полностью компенсирующее рост пилообразного напряжения u_{Γ} . После ограничения на выходе схемы получаются импульсы, промодулированные по длительности от $\tau_{и. мин}$ до $\tau_{и. макс}$, по форме близкие к прямоугольным. Спектральный состав (полоса частот), занимаемая сигналом при ШИМ, определяется длительностью самого короткого импульса $\tau_{и. мин}$.

Последнее вызывает резкое увеличение полосы пропускания, что снижает помехозащищенность всего тракта. Тем не менее применение в схемах ШИМ ограничителей амплитуды сигнала, срезающих помехи, обеспечивает более высокую помехоустойчивость систем ШИМ по сравнению с АИМ.

При ФИМ моменты возникновения импульсов (положение импульсов во времени) меняются в соответствии с изменениями амплитуды модулирующего колебания (рис. 84, в). Длительность и амплитуда импульсов при этом виде модуляции поддерживаются неизменными. Поэтому частотный спектр ФИМ в процессе модуляции не меняется и соответствует спектру АИМ, а возможность использования в системах ФИМ амплитудных ограничителей обеспечивает достаточно высокую помехоустойчивость.

При осуществлении ФИМ периодическую последовательность импульсов сначала модулируют по длительности (осуществляют ШИМ), а затем с помощью формирующих импульсных схем (например, используя контур ударного возбуждения или дифференцирующую цепь) получают на выходе импульсы, временное положение которых определяется задним фронтом импульсов, промодулированных по длительности.

При использовании в системах ФИМ электронных коммутаторов (особых электронно-лучевых трубок) надобность в предварительной ШИМ отпадает.

§ 33. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Детектированием называется процесс преобразования высокочастотных модулированных колебаний в сигналы модулирующих частот, которыми ранее была осуществлена модуляция. В зависимости от вида модулированных сигналов, поступающих на вход устройства (детектора), предназначенного для осуществления процесса детектирования, различают амплитудное, частотное и фазовое детектирование.

Детектирование амплитудно-модулированных колебаний

Простейший амплитудно-модулированный сигнал содержит три высокочастотных составляющих [формулы (216) и (217)]. Следовательно, детектирование — процесс, связанный с преобразованием частоты, может быть осуществлен только при наличии в схеме нелинейного элемента. Основными показателями детектора являются: форма детекторной характеристики, коэффициент передачи по напряжению, входное сопротивление, нелинейные и частотные искажения, коэффициент фильтрации.

Детекторной характеристикой называется графически выраженная зависимость приращения тока детектора от входного напряжения. При малых входных напряжениях (до

0,2 В) приращение тока в цепи детектора пропорционально квадрату амплитуды приложенного напряжения. Детекторы с подобной зависимостью приращения тока от подводимого напряжения называют квадратичными. При входных напряжениях, превышающих 0,4—0,5 В, детекторная характеристика практически линейна. Детектирование с использованием линейного участка вольт-амперной характеристики детектора называется линейным.

Квадратичные детекторы имеют ряд существенных недостатков, ограничивающих область их практического применения.

Коэффициент передачи напряжения K_d представляет собой отношение амплитуды модулирующей частоты на выходе детектора к произведению коэффициента модуляции на амплитуду несущей частоты на входе детектора:

$$K_d = \frac{U_{m\Omega}}{mU_{m\omega}}.$$

Чем больше значение коэффициента K_d , тем выше напряжение модулирующей частоты на выходе детектора.

Входным сопротивлением детектора называется отношение амплитуды напряжения высокой частоты, приложенного к детектору, к амплитуде первой гармоники, входного тока высокой частоты:

$$R_{д. вх} = \frac{U_{mвх}}{I_1}.$$

Чем больше входное сопротивление детектора, тем меньшее шунтирующее действие он оказывает на предыдущие цепи.

Частотные искажения оценивают частотной характеристикой, представляющей собой графически выраженную зависимость коэффициента передачи детектора K_d от частоты модулирующего напряжения (при $U_{m\omega}$ и $m = \text{const}$).

Нелинейные искажения, возникающие при детектировании, определяет коэффициент нелинейности:

$$K_F = \frac{\sqrt{U_{2\Omega}^2 + U_{3\Omega}^2}}{U_{\Omega}}.$$

Коэффициентом фильтрации высокочастотного напряжения называется отношение остаточного напряжения высокой частоты на выходе детектора $\Delta U_{\omega_{вых}}$ к напряжению высокой частоты на входе детектора $U_{\omega_{вх}}$:

$$K_{\phi} = \frac{\Delta U_{\omega_{вых}}}{U_{\omega_{вх}}}.$$

На рис. 85, а приведена простейшая схема детекторного каскада, состоящая из источника колебаний высокой частоты, нелинейного элемента — диода D и сопротивления нагрузки R_H .

Если от источника высокочастотных колебаний на вход детекторного каскада поступает высокочастотное немодулированное напряжение $u = U_{m\omega} \cos \omega t$, то на выходе нелинейного элемента будут протекать высокочастотные составляющие токов с частотами ω , 2ω и постоянная составляющая тока диода $I_{до}$. Если в схеме выполняется условие

$$R_H \gg \frac{1}{\omega C}, \quad (225)$$

то на сопротивлении нагрузки выделяется только постоянное напряжение $U_0 = I_{до} R_H$, минусом приложенное к аноду диода. Поэтому исходная рабочая точка A оказывается смещенной в область отрицательных напряжений на аноде (влево от начала координат на рис. 85, б). Из графика видно, что $\frac{U_0}{U_{m\omega}} = \cos \theta$.

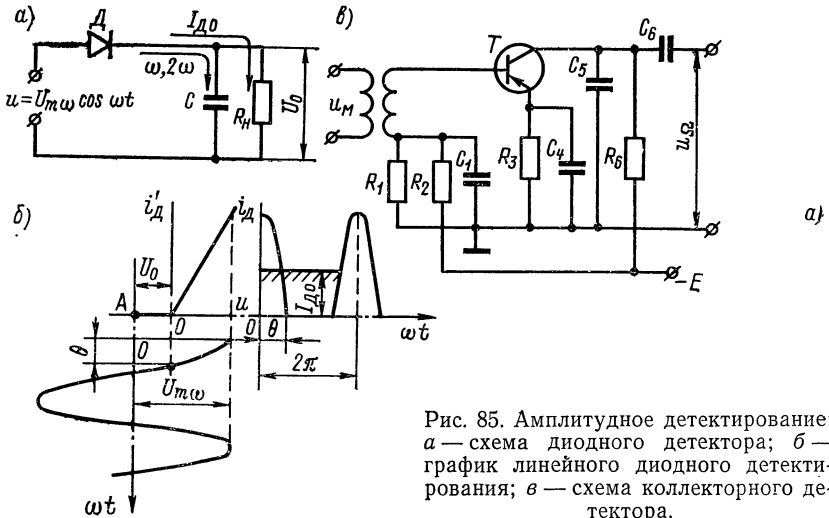


Рис. 85. Амплитудное детектирование: а — схема диодного детектора; б — график линейного диодного детектирования; в — схема коллекторного детектора.

Напряжение, приложенное к диоду, определяется выражением

$$u_d = U_{m\omega} \cos \omega t - U_0 = U_{m\omega} \left(\cos \omega t - \frac{U_0}{U_{m\omega}} \right) = U_{m\omega} (\cos \omega t + \cos \theta).$$

Ток через диод:

$$i_d = \frac{u_d}{R_{ид}} = \frac{U_{m\omega}}{R_{ид}} (\cos \omega t - \cos \theta) = I_{m\omega} (\cos \omega t - \cos \theta).$$

Определим постоянную составляющую тока детектора:

$$\begin{aligned}
 I_{д0} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i d(\omega t) = \frac{I_{m\omega}}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = \\
 &= \frac{I_{m\omega}}{\pi} \left[\int_0^{\theta} \cos \omega t d(\omega t) - \cos \theta \int_0^{\theta} d(\omega t) \right] = \frac{U_{m\omega}}{\pi R_{ид}} (\sin \theta - \theta \cos \theta).
 \end{aligned}
 \tag{226}$$

Постоянное напряжение на нагрузке:

$$U_0 = I_{д0} R_H = \frac{I_{m\omega} R_H}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \frac{U_{m\omega} R_H}{\pi R_{ид}} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

Последнее уравнение можно записать иначе:

$$\frac{U_0}{U_{m\omega}} = \cos \theta = \frac{R_H}{\pi R_{ид}} (\sin \theta - \theta \cos \theta),
 \tag{227}$$

откуда

$$\frac{\pi R_{ид}}{R_H} = \operatorname{tg} \theta - \theta.
 \tag{228}$$

Уравнение (228) показывает, что угол отсечки θ не зависит от амплитуды высокой (несущей) частоты, его величину определяют параметры диода ($R_{ид} = \frac{1}{S}$) и сопротивление нагрузки.

В практических схемах сопротивление нагрузки во много раз превышает внутреннее сопротивление диода. Поэтому θ составляет обычно единицы градусов, т. е. $\cos \theta \approx 1$ ($U_0 \approx U_{m\omega}$). Следовательно, можно считать, что мощность, подводимая к детектору, полностью расходуется в сопротивлении нагрузки:

$$\frac{U_{m\omega}^2}{2R_{вх}} = \frac{U_0^2}{R_H},$$

откуда

$$R_{вх} = \frac{R_H}{2}.$$

Чем больше сопротивление нагрузки, тем больше входное сопротивление.

Из формулы (226) видно, что постоянная составляющая тока детектора линейно зависит от амплитуды входного напряжения. Если амплитуда входного напряжения будет изменяться по закону изменения модулирующего фактора [формула (214)], то, воспользовавшись формулой (226), можно определить ток в на-

грузке детектора при поступлении на его вход амплитудно-модулированного колебания:

$$I_H = \frac{U_{m\omega}}{\pi R_{iд}} (1 + m \cos \Omega t) (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \frac{U_{m\omega}}{\pi R_{iд}} (\sin \theta - \theta \cos \theta) + \frac{m U_{m\omega}}{\pi R_{iд}} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \Omega t. \quad (229)$$

По нагрузке проходят две составляющие тока детектора (предполагается, что $\frac{1}{\Omega C} \gg R_H \gg \frac{1}{\omega C}$): постоянная составляющая $I_{д0}$ и составляющая тока модулирующей частоты $I_{m\Omega}$. Амплитуда тока модулирующей частоты меньше постоянной составляющей тока детектора.

Переменная составляющая тока на сопротивлении нагрузки создает напряжение модулирующей частоты:

$$U_{m\Omega} = I_{m\Omega} R_H = \frac{m U_{m\omega} R_H}{\pi R_{iд}} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (230)$$

Коэффициент передачи напряжения линейного диодного детектора определяют совместным решением уравнений (227) и (230):

$$U_{m\Omega} = m U_{m\omega} \cos \theta; \quad K_d = \frac{U_{m\Omega}}{m U_{m\omega}} = \cos \theta. \quad (231)$$

Коэффициент передачи диодного детектора тем больше, чем меньше угол отсечки (чем больше сопротивление нагрузки). Обычно $K_d = 0,8 \div 0,9$. Частотные искажения возникают из-за наличия в схеме диодного детектора емкости C . Коэффициент частотных искажений определяется по формуле

$$M = \sqrt{1 + \Omega^2 C \left(\frac{R_H R_{iд}}{R_H + R_{iд}} \right)^2}. \quad (232)$$

Емкость конденсатора C рассчитывается по формуле

$$C \leq \frac{\sqrt{1 - m^2}}{\Omega m R_H}. \quad (233)$$

На рис. 85, в приведена схема коллекторного детектора. Исходная рабочая точка смещается с помощью делителя напряжения $R_1 - R_2$. Напряжение смещения на базе составляет обычно сотые доли вольта. Стабилизация положения рабочей точки по постоянному току обеспечивает низкоомное сопротивление R_3 .

Конденсатор C_5 шунтирует сопротивление нагрузки R_6 по высокой частоте. На выходе отсутствует постоянное напряжение, так как в схему введен конденсатор C_6 .

Детектирование частотно- и фазово-модулированных колебаний

Для детектирования частотно-модулированных сигналов наибольшее практическое применение получили схема двухтактного детектора с настроенными контурами — дискриминатор (различитель) и схема дробного детектора. На рис. 86 приведена схема дискриминатора, выполненная на двух диодах Д1 и Д2, и си-

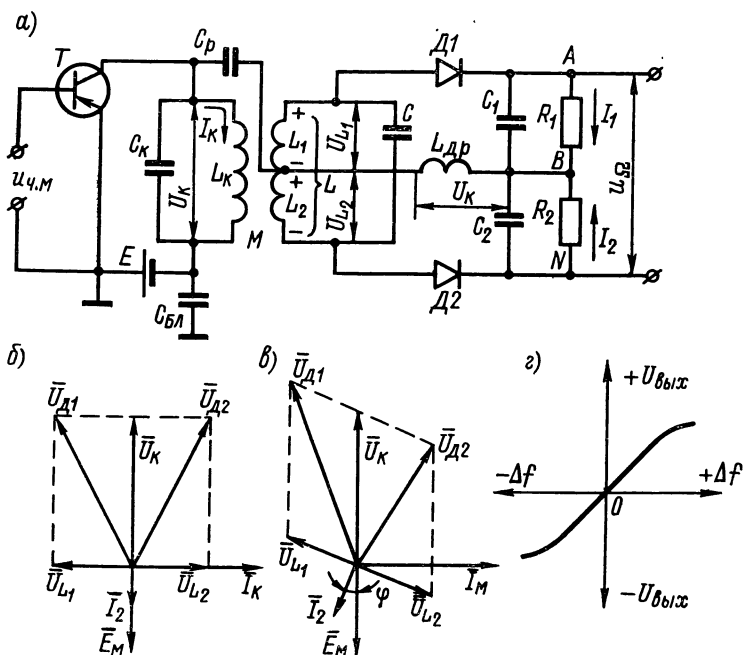


Рис. 86. Детектирование ЧМ-колебаний: а — схема двухтактного частотного детектора; б и в — векторные диаграммы, поясняющие работу частотного детектора; г — характеристика частотного детектора.

стема двух связанных контуров $L_K C_K$ и LC , настроенных на несущую частоту входного сигнала. Каскад, предшествующий дискриминатору, обычно работает в режиме двустороннего ограничения. Последнее обеспечивает подачу на вход детектора ЧМ-колебаний с постоянной амплитудой.

Между контурами имеет место индуктивно-емкостная связь (за счет взаимной индукции M между катушками L_K и L , а также через конденсатор C_p). Поэтому к аноду каждого диода приложено высокочастотное напряжение, являющееся суммой напряжения на контуре U_K и напряжения на соответствующей половине катушки L : $\bar{U}_{Д1} = \bar{U}_K + \bar{U}_{L1}$; $\bar{U}_{Д2} = \bar{U}_K + \bar{U}_{L2}$. Ток, выпрямлен-

ный диодом $D1$, проходит по сопротивлению R_1 от точки A к точке B , а ток диода $D2$ — по сопротивлению R_2 от точки K к точке B . Если $R_1=R_2$, а $I_1=I_2$, то напряжение на выходе отсутствует.

Векторная диаграмма (рис. 86, б) соответствует случаю, когда на вход частотного детектора поступает высокочастотный немодулированный сигнал, частота которого совпадает с частотой настройки контура LC .

Вектор тока \bar{I}_K отстает от вектора напряжения на контуре \bar{U}_K (на индуктивности L_K) на 90° . Этот ток в контуре LC наводит э. д. с. взаимной индукции \bar{E}_M , которая отстает от создающего ее тока на 90° . Вектор тока \bar{I}_2 в контуре LC совпадает по фазе с вектором \bar{E}_M , так как при резонансе контур является активным сопротивлением. Ток \bar{I}_2 проходит по индуктивности L и создает на ее частях (L_1 и L_2) напряжения \bar{U}_{L_1} и \bar{U}_{L_2} , равные по значению и противоположные по фазе (относительно средней точки).

Векторы напряжений \bar{U}_{L_1} и \bar{U}_{L_2} сдвинуты по фазе по отношению к вектору тока \bar{I}_2 на $\pm 90^\circ$.

Напряжения на диодах $D1$ и $D2$ в этом случае оказываются равными, и поскольку схема частотного детектора симметрична, то напряжение на выходе отсутствует.

Если на вход частотного детектора поступит высокочастотный сигнал, частота которого больше частоты настройки контура частотного детектора, то вектор тока \bar{I}_2 окажется сдвинутым по фазе относительно вектора э. д. с. взаимной индукции \bar{E}_M на угол φ (рис. 86, в).

Напряжение \bar{U}_{D1} оказывается больше, чем \bar{U}_{D2} . Ток, выпрямленный диодом $D1$, создает на R_1 большее падение напряжения, чем ток диода $D2$ на сопротивлении R_2 , поэтому на выходе частотного детектора появляется напряжение положительного знака. Анализируя векторную диаграмму, нетрудно убедиться в том, что дальнейшее увеличение частоты сигнала вызывает рост угла φ , а следовательно, и увеличение напряжения положительной полярности на выходе частотного детектора. Если частота входного сигнала окажется ниже частоты настройки контура частотного детектора, то вектор тока будет опережать вектор э. д. с. взаимной индукции и на выходе частотного детектора будет действовать напряжение отрицательной полярности.

Значение напряжения на выходе частотного детектора пропорционально степени отклонения частоты сигнала от несущей частоты, на которую настроен контур LC ; знак же выходного напряжения определяется тем, в какую сторону от несущей частоты происходит это отклонение.

На рис. 86, з приведена характеристика частотного детектора. При поступлении на вход ЧМ-сигнала на выходе частотного детектора образуется модулирующее напряжение.

Для детектирования ЧМ-сигналов применяется также дробный детектор. Дробный детектор не реагирует на амплитудные изменения сигнала (не требует включения в схему амплитудного ограничителя). Схема дробного детектора (рис. 87) во многом схожа со схемой частотного детектора. Отличие состоит в том, что диоды включены встречно. Нагрузками плеч являются суммы сопротивлений $R_1 + R_H$ (для плеча диода Д1) и $R_2 + R_H$ (для плеча диода Д2); по сопротивлению нагрузки R_H , являющемуся

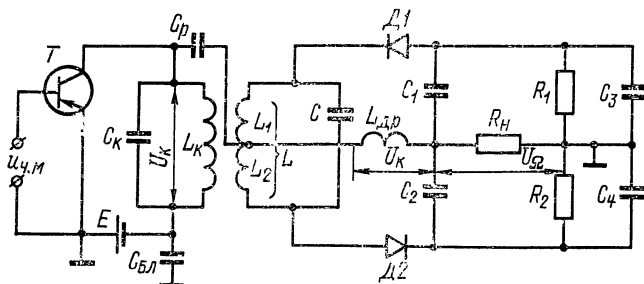


Рис. 87. Схема дробного детектора.

общим для обоих плеч, проходят равные и противоположно направленные токи диодов $I_{д1}$ и $I_{д2}$.

При отсутствии модуляции, когда на вход дробного детектора поступает напряжение несущей частоты, на которую настроен контур LC , напряжение на выходе отсутствует. При подаче на вход дробного детектора частотно-модулированного сигнала напряжения $U_{д1}$ и $U_{д2}$ становятся разными. Если при этом ток диода Д1 ($I_1 = I_{д1} + \Delta I$) возрастает на ΔI , то ток диода Д2 ($I_2 = I_{д2} - \Delta I$) уменьшается на такую же величину.

Напряжение на выходе равно произведению R_H на разность токов I_1 и I_2 :

$$U_{\Omega} = R_H (I_1 - I_2) = R_H 2\Delta I.$$

Изменение напряжения на выходе дробного детектора определяется приращением тока ΔI , которое пропорционально отклонению частоты частотно-модулированного колебания. Конденсаторы C_1 и C_2 блокируют сопротивления нагрузок плеч по высокой частоте, а конденсаторы C_3 и C_4 шунтируют сопротивления R_1 и R_2 по модулирующей частоте. При этом напряжения на R_1 и R_2 практически не будут меняться во времени.

В режиме линейного детектирования с увеличением амплитуды ЧМ-колебания увеличивается угол отсечки θ и уменьшается коэффициент передачи детектора K_d [формула (231)].

Таким образом, в схеме дробного детектора амплитудные изменения входного ЧМ-сигнала (вследствие поразитной амплитудной модуляции) вызывают противоположные по характеру изменения коэффициента передачи детектора. Поэтому при детектировании ЧМ-колебаний дробным детектором отпадает необходимость в предварительном амплитудном ограничении входного ЧМ-сигнала.

Фазовым детектором называется устройство, преобразующее разность фаз сравниваемых колебаний в напряжение.

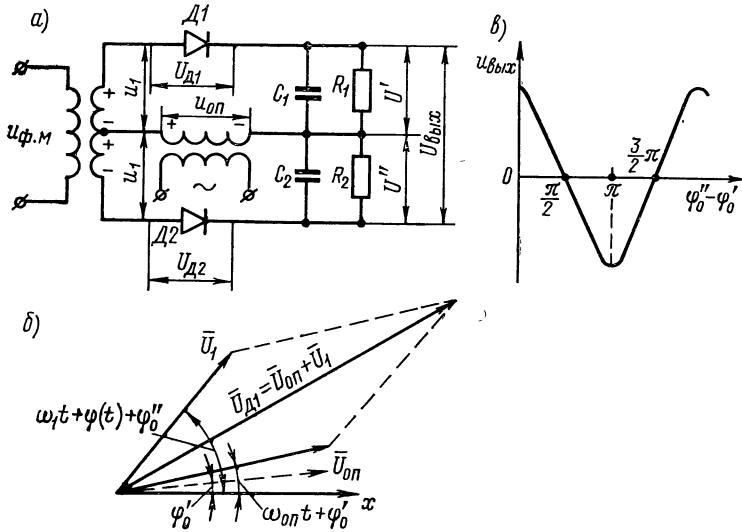


Рис. 88. Детектирование фазово-модулированных колебаний: а — схема фазового детектора; б — к определению напряжения на диоде $D1$; в — детекторная характеристика фазового детектора.

Фазовый детектор имеет два входа и один выход: на один вход подается напряжение несущей (опорной) частоты; на другой — напряжение, фаза которого меняется во времени относительно фазы опорного напряжения; напряжение на выходе пропорционально разности фаз входных напряжений. На рис. 88, а приведена схема балансного фазового детектора. На вход амплитудных детекторов подаются опорное напряжение $u_{оп}$ и фазово-модулированное напряжение u_1 .

В соответствии с полярностью напряжений, указанной на схеме, к диоду $D1$ приложена сумма опорного (рис. 88, б) $u_{оп} = U_{оп} \cos(\omega_{оп}t + \varphi'_0)$ и фазово-модулированного $u_1 = U_1 \cos[\omega_1 t + \varphi(t) + \varphi''_0]$ напряжений. Величины φ'_0 и φ''_0 — начальные фазы соответствующих напряжений. Воспользовавшись векторной

диаграммой, приведенной на рис. 88, б, можно определить напряжение на диоде $D1$:

$$U_{д1} = \sqrt{U_1^2 + U_{оп}^2 + 2U_1U_{оп} \cos [\Delta\varphi(t)]},$$

где $\Delta\varphi(t) = (\omega_1 - \omega_{оп})t + \varphi(t) + \varphi_0'' - \varphi_0'$ — разность фаз входных напряжений.

Рассуждая аналогичным образом, можно написать выражение для напряжения на диоде $D2$ в следующем виде:

$$U_{д2} = \sqrt{U_1^2 + U_{оп}^2 - 2U_1U_{оп} [\Delta\varphi(t)]}.$$

Напряжение на выходе фазового детектора равно разности напряжений на выходе амплитудных детекторов:

$$\begin{aligned} U_{вых} &= U' - U'' = K_d (U_{д1} - U_{д2}) = \\ &= K_d \left(\sqrt{U_1^2 + U_{оп}^2 + 2U_1U_{оп} \cos [\Delta\varphi(t)]} - \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{U_1^2 + U_{оп}^2 - 2U_1U_{оп} \cos [\Delta\varphi(t)]} \right). \end{aligned} \quad (234)$$

При условии равенства входных напряжений ($U_1 = U_{оп}$), их частот ($\omega_1 = \omega_{оп}$) и отсутствия модуляции [$\varphi(t) = 0$] выражение (234), определяющее аналитическую зависимость напряжения на выходе фазового детектора от разности фаз входных сигналов, приобретает вид

$$\begin{aligned} U_{вых} &= K_d \left(\sqrt{2U_1^2 + 2U_1^2 \cos(\varphi_0'' - \varphi_0')} - \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{2U_1^2 - 2U_1^2 \cos(\varphi_0'' - \varphi_0')} \right) = K_d \sqrt{2} U_1 \left(\sqrt{1 + \cos(\varphi_0'' - \varphi_0')} - \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{1 - \cos(\varphi_0'' - \varphi_0')} \right). \end{aligned}$$

Графически выраженная зависимость $U_{вых} = \varphi(\varphi_0'' - \varphi_0')$ является основной характеристикой фазового детектора (рис. 88, в). Детекторная характеристика почти прямолинейна на участке от 0 до π .

При $\varphi_0'' - \varphi_0' = \frac{\pi}{2}$ $U_{вых} = 0$; при изменении разности фаз $\varphi_0'' - \varphi_0'$ от 0 до $\frac{\pi}{2}$ напряжение на выходе меняется от $U_{вых. макс} = K_d 2U_1$ до нуля; при изменении разности фаз от $\frac{\pi}{2}$ до π напряжение на выходе меняет полярность на противоположную и меняется в пределах от нуля до $U_{вых. макс} = -K_d 2U_1$.

Коэффициент передачи фазового детектора равен удвоенному значению коэффициента передачи амплитудного детектора:

$$K_{ф. д} = 2K_d.$$

Детектирование импульсно-модулированных сигналов

При детектировании импульсных сигналов к детектору предъявляются дополнительные требования, связанные с широкой полосой частот, занимаемой входным сигналом. На рис. 89, а приведена схема импульсного детектора и графики, поясняющие его работу.

При отсутствии входного сигнала ток через диод не проходит; исходная рабочая точка A находится в начале идеализированной статической характеристики диода (рис. 89, б). При поступлении на вход высокочастотного П-образного импульса начинается обычный процесс детектирования с отсечкой тока; на

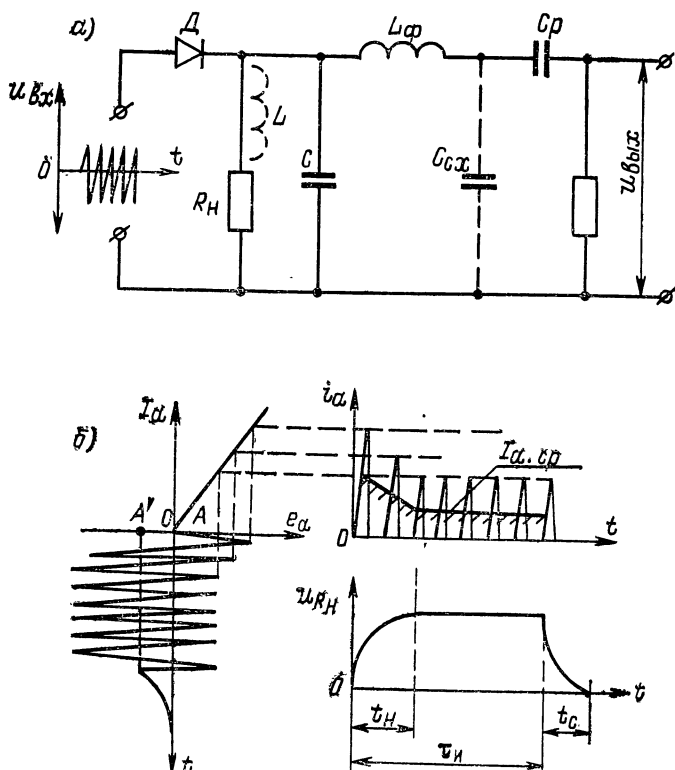


Рис. 89. Детектирование импульсно-модулированных колебаний: а — схема импульсного диодного детектора; б — графическое представление процесса детектирования импульсных сигналов.

выходе появляются импульсы тока высокой частоты. Сначала они максимальны, среднее значение тока детектора велико. Однако напряжение на выходе равно нулю, так как весь ток идет

на заряд конденсатора C , емкость которого более чем в 10 раз превосходит $C_{a.н}$ диода. Напряжение на выходе возрастает по мере заряда конденсатора C , на сопротивлении нагрузки появляется напряжение смещения, и рабочая точка A смещается в область отрицательных напряжений на аноде (точка A'). Только спустя время t_n конденсатор C полностью зарядится и весь ток детектора начнет проходить по сопротивлению нагрузки.

Емкость конденсатора C и внутреннее сопротивление диода $R_{ид}$ должны быть по возможности малы для уменьшения времени нарастания импульса $t_{нар} = R_{ид}C$. После прекращения импульса напряжение на сопротивлении нагрузки снижается постепенно, его поддерживает уменьшающийся разрядный ток конденсатора C .

Время спада импульса $t_{сп}$ определяется постоянной времени разряда конденсатора C через сопротивление нагрузки.

Коэффициент передачи детектора вычисляется по формуле

$$K_d \approx \frac{R_n}{R_n + 2,5R_{ид}}.$$

Входное сопротивление:

$$R_{вх} = \frac{R_n}{2} + 2R_{ид}.$$

Индуктивность дросселя L_ϕ совместно с емкостью схемы $C_{сх}$ образует фильтр (настроенный последовательный контур), который не пропускает высокую частоту на вход следующего каскада (видеоусилителя). Последовательное подключение с сопротивлением нагрузки индуктивности L (на схеме показано штриховой линией) расширяет полосу пропускания детектора в области верхних частот и снижает частотные искажения.

§ 34. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ

Любое электронное устройство содержит необходимое число основных каскадов, выполняющих определенные целевые функциональные задачи. Одним из условий нормальной работы оконечного устройства является постоянство напряжения или мощности колебаний, подводимых к его входу. Непостоянство уровня сигнала, подаваемого к воспроизводящему устройству, может быть вызвано целым рядом причин как внешних (находящихся за пределами устройства), так и внутренних (находящихся в электронном устройстве). Поэтому в схемы устройства вводят вспомогательные цепи и даже каскады, обеспечивающие нормальное функционирование всего устройства. Так, например, если уровень сигнала на входе устройства меняется в широких пределах, то постоянство напряжения на входе воспроизводящего устройства может быть обеспечено лишь при условии регулировки усиления всего устройства или отдельных его каскадов. Постоян-

ство частоты сигнала на выходе устройства или в отдельных его трактах обеспечивают специальные схемы подстройки частоты.

Часто возникает необходимость регулировать полосу пропускания (усиления) в связи с резкими изменениями частотных спектров входных сигналов (слишком широкая полоса пропускания установки при узкополосном входном сигнале способствует проникновению на вход различных помех и ложных сигналов). Ручные регулировки позволяют восстановить нормальный режим работы устройства только после того, как были зафиксированы отклонения от нормального режима.

В этом заключается недостаток ручных регулировок по сравнению с безынерционными автоматическими регулировками, срабатывающими в момент нарушения нормального режима работы.

Автоматическая регулировка усиления

Автоматическое регулирование усиления (АРУ) представляет собой систему, автоматически изменяющую усиление устройства или отдельного каскада при изменении уровня сигнала на его входе.

На рис. 90 приведена широко распространенная схема АРУ

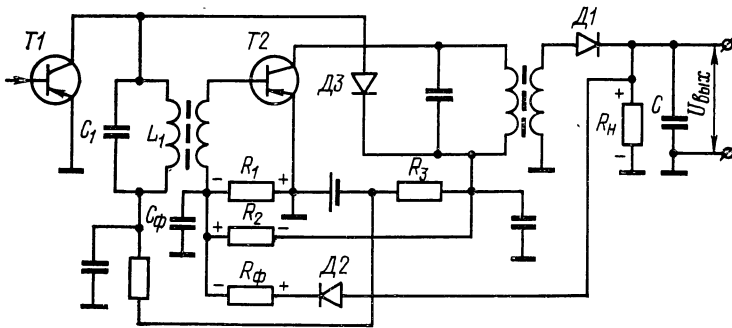


Рис. 90. Схема АРУ с задержкой и шунтирующим диодом.

с задержкой. Детектор $D1$, являясь детектором основного канала, выполняет также функции детектора АРУ. Выходное напряжение детектора оказывается приложенным к цепочке, состоящей из кремниевого диода $D2$ и фильтра $R_{\phi}C_{\phi}$.

При малых значениях постоянной составляющей выходного напряжения через диод $D2$ проходит очень малый ток (характеристика имеет ярко выраженную нелинейность в области малых напряжений и токов), а его сопротивление постоянному току велико. Поэтому напряжение на базе транзистора $T2$ практически не меняется (АРУ не работает). По мере увеличения напряжения на выходе сопротивление диода $D2$ резко уменьшается,

а транзистор $T2$ подзапирается. Уменьшение коллекторного тока транзистора $T2$ снижает крутизну его характеристики, и, следовательно, усиление каскада уменьшается.

Одновременно с уменьшением тока транзистора $T2$ падает напряжение на резисторе R_3 , диод $D3$ отпирается, шунтирует контур, включенный в коллекторную цепь транзистора $T1$, и уменьшает усиление каскада, в котором он работает. Шунтирование контура L_1C_1 диодом $D3$ расширяет полосу пропускания усилительного каскада, выполненного на транзисторе $T1$. Автоматическая регулировка полосы пропускания осуществляется

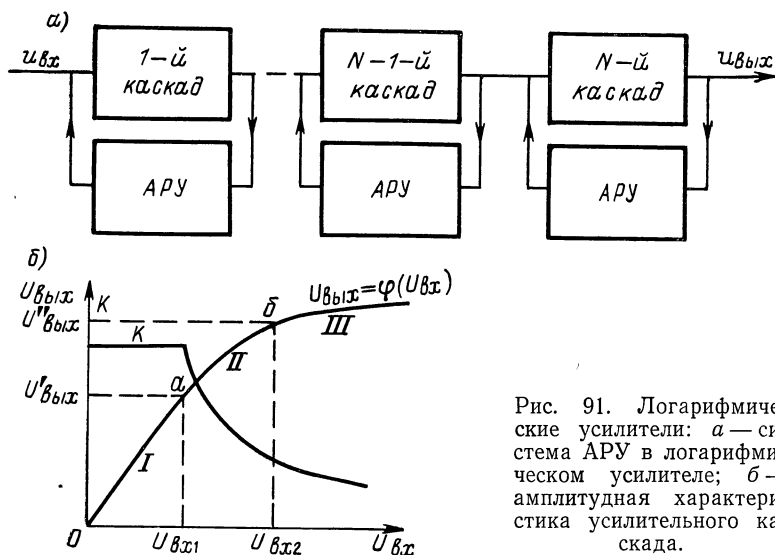


Рис. 91. Логарифмические усилители: а — система АРУ в логарифмическом усилителе; б — амплитудная характеристика усилительного каскада.

в достаточно широких пределах, так как сопротивление диода $D3$ может меняться от нескольких сотен до единиц килоом.

Особый интерес представляют усилители с логарифмической амплитудной характеристикой. Подобные усилители находят широкое практическое применение в различных областях науки и техники: человеческие ощущения под воздействием звукового, светового, болевого и других факторов подчиняются закону логарифма. Поэтому приборы, исследующие поведение живого организма под воздействием указанных факторов, должны быть проградуированы в децибелах. И как следствие этого, кибернетические устройства, моделирующие живой организм, в обязательном порядке должны содержать логарифмические усилители. Логарифмическая зависимость проявляется между яркостью свечения электронно-лучевой трубки и величиной воздействующего электронного потока, а также в ряде других случаев.

Применение логарифмических усилителей в измерительной технике позволяет значительно расширить пределы измерений

приборов без переключения шкал, получить равномерные шкалы непосредственно в децибелах.

Одним из способов получения усилителей с логарифмической амплитудной характеристикой является введение в схему усилителя специально рассчитанной АРУ (рис. 91, а).

Предположим, что многокаскадный усилитель состоит из N идентичных каскадов, каждый из которых характеризуется амплитудной характеристикой, приведенной на рис. 91, б. Амплитудная характеристика состоит из трех участков: линейного I (где коэффициент усиления максимален и постоянен), логарифмического II (где коэффициент усиления меняется по логарифмическому закону) и квазилинейного III (где коэффициент усиления минимален и практически постоянен).

Пока напряжение на входе последнего каскада не превышает $U_{\text{вх}1}$, все каскады работают в режиме линейного усиления. Как только напряжение на входе N -го каскада превысит $U_{\text{вх}1}$, последний вступает в режим логарифмического усиления:

$$U_{\text{вх}1} = U_{\text{вых } N-1} = U_{\text{вх}} K^{N-1},$$

где $U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе первого каскада усилителя. При дальнейшем увеличении напряжения на входе усилителя (пока на вход последнего каскада поступает напряжение, не превышающее $U_{\text{вх}2}$) все каскады продолжают работать в режиме линейного детектирования, а последний — в логарифмическом режиме. Если действующая в усилителе АРУ обеспечивает постоянство (или равенство единице) коэффициента усиления последнего каскада при поступлении на его вход напряжения сигнала, превышающего $U_{\text{вх}2}$, и подачу на вход $N-1$ -го каскада напряжения $U_{\text{вх}1}$ при переходе последнего каскада в квазилинейный режим усиления, то динамический диапазон логарифмического усилителя по входному напряжению D будут определять оба последних каскада:

$$D = \frac{U_{\text{вх}2N}}{U_{\text{вх}1N-1}}, \quad (235)$$

где $U_{\text{вх}2N}$ — максимальное значение напряжения сигнала на входе последнего каскада;

$U_{\text{вх}1N-1}$ — минимальное значение напряжения сигнала на входе $N-1$ -го каскада, при котором начинается логарифмическая амплитудная характеристика усилителя.

Изложенное выше не касалось вида нагрузки усилительных каскадов. Поэтому в режиме логарифмического усиления могут работать усилители как с аperiodической, так и с резонансной нагрузкой.

Автоматическая подстройка частоты

В схемах электронных устройств, связанных с преобразованием частоты, возникает необходимость в подстройке частоты внутреннего автогенератора, для того чтобы при случайных отклонениях частот входного сигнала или автогенератора частота сигнала на выходе преобразователя (смесителя) оставалась неизменной.

Структурная схема блока электронного устройства с автоматической подстройкой частоты приведена на рис. 92. На выходе смесителя выделяется сигнал разностной частоты, который по-

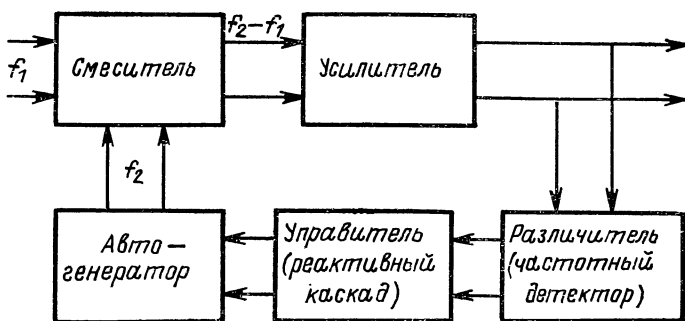


Рис. 92. Структурная схема блока АПЧ.

ступает на вход резонансного усилителя, настроенного на этот сигнал и потому обеспечивающего его максимальное усиление (см. § 19). При отклонении разностной частоты от номинальной (вследствие ухода частоты f_1 или f_2) на вход частотного детектора поступит сигнал частоты, отличающийся от частоты, на которую настроен контур частотного детектора (контур частотного детектора настроен на разностную номинальную частоту — см. § 33). Напряжение, появившееся на выходе частотного детектора, изменяет режим работы реактивного каскада (см. § 32), который, в свою очередь, являясь составной частью контура автогенератора, изменяет частоту генерируемых колебаний таким образом, что на выходе смесителя восстанавливается номинальная разностная частота.

§ 35. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Входные цепи усилительно-преобразовательных устройств обеспечивают оптимальное согласование источника входного сигнала с первым каскадом электронного устройства. Источник входного сигнала с большим внутренним сопротивлением создает на входе электронного устройства максимальное напряжение, если сопро-

тивление входа электронного устройства значительно (не менее чем в 10 раз) превышает внутреннее сопротивление источника; источник входного сигнала с малым внутренним сопротивлением (транзисторы, индуктивные датчики) обеспечивают на входе устройства максимальный ток при равенстве (или соизмеримости) этих сопротивлений.

На рис. 93, а приведена схема входной цепи с непосредственной связью источника входного сигнала с входом первого каскада электронного устройства ЭУ, которая находит практиче-

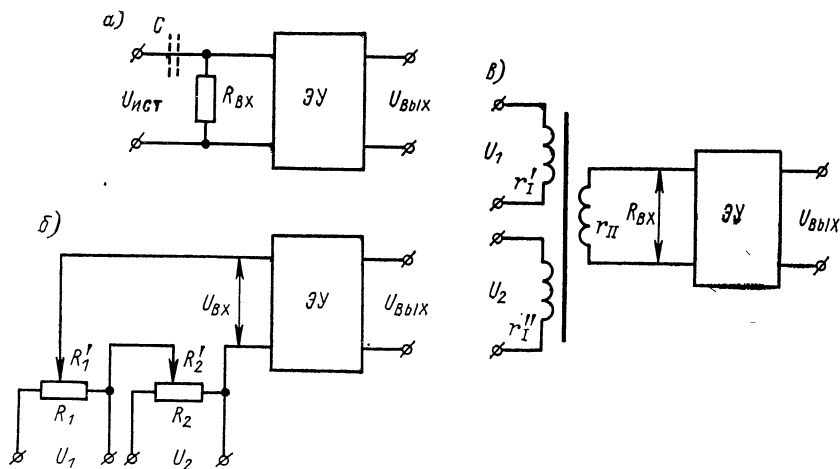


Рис. 93. Входные цепи усилительно-преобразовательных устройств: а — схема с непосредственной связью; б — потенциометрическая схема суммирования; в — схема суммирования во входном трансформаторе.

ское применение главным образом в усилителях постоянного тока. Сопротивление $R_{вх}$ должно значительно превышать внутреннее сопротивление источника. В усилителях на электронных лампах значение $R_{вх}$ обычно определяет сопротивление утечки, а в транзисторных усилителях — результирующее сопротивление цепи смещения входного каскада.

Входные цепи с непосредственной связью не обеспечивают разделения постоянной и переменной составляющих входного сигнала, но зато и не вносят ни частотных, ни фазовых искажений во входной сигнал; они не подвержены воздействию посторонних электрических и магнитных полей.

Входная цепь с емкостной связью (на рис. 93, а емкость C показана штриховой линией) находит практическое применение в электронных устройствах переменного тока.

Неискаженная передача сигнала входной цепью имеет место при выполнении условия

$$\tau_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} C = \frac{15 \div 30}{\omega},$$

где ω — угловая частота входного сигнала.

В качестве входных цепей в практике широко используются также эмиттерные повторители, обладающие большим входным сопротивлением и обеспечивающие передачу входного сигнала с малыми частотными и фазовыми искажениями.

Несмотря на большие габариты, массу и нелинейность характеристик, во входных устройствах находят применение также трансформаторы, полностью развязывающие цепи источника сигнала и вход электронного устройства и обеспечивающие оптимальное согласование при любых соотношениях этих сопротивлений.

Во входных цепях электронных устройств часто приходится осуществлять суммирование нескольких входных сигналов. На рис. 93, б приведена потенциметрическая схема последовательного суммирования постоянных или переменных напряжений входных сигналов, поступающих от двух источников с напряжениями U_1 и U_2 . При изменении значений контролируемых величин (температуры, частоты вращения, скорости движения и т. п.) происходит соответствующее перемещение движков потенциметров R_1 и R_2 . При этом напряжение на входе усилительно-преобразовательного устройства определяется уравнением

$$U_{R_{\text{вх}}} = U_1 \frac{R'_1}{R_1} + U_2 \frac{R'_2}{R_2},$$

где U_1 и U_2 — напряжения, приложенные к потенциметрам; R'_1 и R'_2 — сопротивления участков потенциметров, с которых поступают на вход электронного устройства напряжения контролируемых величин.

Наибольшая линейность и точность суммирования имеет место, когда сопротивление $R_{\text{вх}}$ не менее чем в 10 раз превышает суммарное сопротивление потенциметров.

Суммирование переменных напряжений часто осуществляют с помощью многообмоточных входных трансформаторов (рис. 93, в).

Напряжение на входе усилительно-преобразовательного устройства определяется уравнением

$$U_{\text{вх}} = n_1 U_1 + n_2 U_2,$$

где $n_1 = \frac{\omega_{\text{II}}}{\omega'_I}$ — коэффициент трансформации по первому входу;

$n_2 = \frac{\omega_{\text{II}'}}{\omega''_I}$ — коэффициент трансформации по второму входу.

Входное сопротивление трансформатора по первому входу можно определить уравнением

$$R_{вх1} = r'_I + R'_{вх} + r'_{II} \approx \frac{R_{вх}}{n_1^2 \eta_{тр}},$$

где $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора.

Так как наибольший коэффициент передачи трансформатора при заданном сопротивлении $R_{вх}$ имеет место, когда $R_{вх1} = R_{ист}$, то выражения для коэффициента трансформации по первому входу принимает вид

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_{вх1}}{\eta_{тр} R_{ист}}}.$$

Аналогично можно получить и формулу, определяющую коэффициент трансформации трансформатора по второму входу.

Суммирование напряжений осуществляют также и с помощью эмиттерных повторителей, работающих на общую нагрузку.

УКАЗАТЕЛЬ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев Ф. Ф. Электронные устройства автоматики и их расчет. М., «Машиностроение», 1971.
2. Аперидические усилители на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. М., «Сов. радио», 1968.
3. Баркан В. Ф., Жданов В. К. Радиоприемные устройства. Изд. 4-е, перераб. и доп. М., «Сов. радио», 1972.
4. Бетин Б. М. Радиопередающие устройства. М., «Высшая школа», 1972.
5. Буланов Ю. А., Усов С. И. Усилители и радиоприемные устройства. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Высшая школа», 1971.
6. Веревкин Ю. Е. Основы электронной и полупроводниковой техники. Л., «Судостроение», 1969.
7. Виноградов Ю. В. Основы электронной и полупроводниковой техники. Изд. 2-е, доп. М., «Энергия», 1972.
8. Волков В. М. Логарифмические усилители. Киев, Гос. изд-во техн. лит. УССР, 1962.
9. 80 лет радио. Научно-технический сборник. Под ред. А. Д. Фортуненко. М., «Связь», 1975.
10. Ефимов И. Е. Современная микроэлектроника. М., «Сов. радио», 1973.
11. Захаров В. К. Электронные элементы автоматики. Л., «Энергия», 1967.
12. Импульсные схемы на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. М., «Сов. радио», 1970.
13. Левичев В. Г. Транзисторные усилители. М., Военное издательство МО СССР, 1967.
14. Марков Б. А., Чичерин Н. И. Тиристорные судовые усилительно-преобразовательные устройства. Л., «Судостроение», 1967.
15. Медведев В. А. Конструкторско-технологические проблемы радиоэлектроники. М., «Знание», 1976.
16. Окунь Е. Л. Радиопередающие устройства. М., «Сов. радио», 1973.

17. Радиоприемные устройства. Под ред. В. И. Сидорова. М., «Сов. радио», 1974.
18. Рогинский В. Ю. Расчет устройств электропитания аппаратуры электросвязи. М., «Связь», 1972.
19. Справочник радиолюбителя-конструктора. Под ред. Р. М. Малинина. М., «Энергия», 1973.
20. Цыкин Г. С. Усилительные устройства. Изд. 4-е, полностью перераб. М., «Связь», 1971.
21. Цыкина А. В. Усилители. М., «Связь», 1972.
22. Чудновский И. Я. Электронные и транзисторные усилители низкой частоты. М., «Искусство», 1968.
23. Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления. М., «Машиностроение», 1966.
24. Электронные устройства автоматики. Под ред. Б. В. Анисимова. М., «Высшая школа», 1970.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
Усилительно-преобразовательные устройства в радио- электронной аппаратуре	—
Перспективы развития электронной и полупроводнико- вой техники	4
Глава I. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНО- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ	7
§ 1. Классификация усилительно-преобразовательных уст- ройств	—
§ 2. Виды входных сигналов и их параметры	9
§ 3. Работа нелинейного элемента в режиме усиления	12
§ 4. Причины искажений при усилении транзистором и электронной лампой	15
§ 5. Работа транзистора и электронной лампы в режиме усиления	19
Режим А	—
Режим В	20
Режим АВ	21
Режим С	22
Режим D	—
§ 6. Методы исследования электрических схем	23
Преобразование параллельного соединения актив- ного и реактивного сопротивлений в эквивалентное последовательное соединение	—
Определение тока в нагрузке с помощью теоремы об эквивалентном генераторе	25
Обоснование условия представления электронной лампы (или транзистора) в виде генераторов напря- жения или тока	—
§ 7. Классификация усилительных каскадов по месту вклю- чения нагрузки	27
§ 8. Показатели усилительных каскадов	29
§ 9. Обеспечение исходного рабочего режима	35
Усилительные каскады на транзисторах	—
Усилительные каскады на электронных лампах	38
Глава II. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА	44
§ 10. Усилители с RC-связью	45
Анализ схем усилительных каскадов	—

	Коэффициенты усиления на различных частотах . . .	48
	Расчет усилителей напряжения низких частот с RC -связью	56
§ 11.	Обратные связи в усилителях	66
	Виды отрицательной обратной связи	67
	Влияние отрицательной обратной связи на показатели усилителей	68
	Схемы усилителей с отрицательной обратной связью	74
	Эмиттерный и катодный повторители	75
	Паразитные обратные связи в усилителях	79
§ 12.	Дроссельный усилительный каскад	82
§ 13.	Усилитель с трансформаторной связью	83
	Усилительные свойства каскада с трансформаторной связью	86
	Порядок расчета усилителя с трансформаторной связью	92
§ 14.	Выходные усилители	93
§ 15.	Двухтактные выходные усилители в режимах А и В	101
§ 16.	Усилители постоянного тока	110
	Назначение и особенности усилителей постоянного тока	—
	Схемы УПТ	111
	Способы снижения дрейфа нуля	113
	Порядок расчета УПТ	116
§ 17.	Импульсные усилители	117
	Особенности импульсных усилителей	—
	Схемы импульсных усилителей	121
	Схемы коррекции	123
	Многокаскадные импульсные усилители	128
	Основы расчета импульсного усилителя	129
§ 18.	Усилители на тиристорах	130
§ 19.	Резонансные усилители	136
	Назначение и особенности резонансных усилителей	—
	Схема резонансного усилителя на электронной лампе	—
	Схема резонансного усилителя на транзисторе	140
	Устойчивость резонансных усилителей	144
	Резонансные усилители с двумя связанными контурами (полосовые усилители)	146
	Резонансный усилитель в режиме усиления мощности	150
Глава III.	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА	157
§ 20.	Назначение и показатели выпрямителей	—
§ 21.	Схемы выпрямления	160
	Однополупериодная схема выпрямления	—
	Двухполупериодная схема выпрямления	163
	Мостовая схема выпрямления	166
	Схема удвоения напряжения	168
§ 22.	Работа выпрямителя на различную нагрузку	170
§ 23.	Сглаживающие фильтры	173
§ 24.	Расчет схем выпрямителей	175
	Расчет двухполупериодной схемы выпрямления	—
	Расчет мостовой схемы выпрямления	177
§ 25.	Стабилизаторы напряжения и тока	178
	Назначение и показатели стабилизаторов	—
	Параметрические и компенсационные методы стабилизации	180
§ 26.	Фазочувствительные преобразователи (демодуляторы)	186
§ 27.	Фазочувствительный выпрямитель с транзисторами, работающими в ключевом режиме	192

§ 28.	Фазочувствительные усилители-выпрямители	194
§ 29.	Фазочувствительные преобразователи постоянного напряжения в переменное (модуляторы)	196
§ 30.	Генерирование колебаний синусоидальной формы	199
	Генераторы типа <i>LC</i>	200
	Генераторы типа <i>RC</i>	206
	Генераторы на туннельных диодах	209
	Стабилизация частоты генераторов	211
	Расчет генератора типа <i>LC</i>	214
§ 31.	Преобразование частоты	216
§ 32.	Модуляция	219
	Амплитудная модуляция	220
	Частотная и фазовая модуляции	223
	Импульсная модуляция	230
§ 33.	Детектирование	232
	Детектирование амплитудно-модулированных колебаний	—
	Детектирование частотно- и фазово-модулированных колебаний	237
	Детектирование импульсно-модулированных сигналов	242
§ 34.	Автоматические регулировки	243
	Автоматическая регулировка усиления	244
	Автоматическая подстройка частоты	247
§ 35.	Входные цепи усилительно-преобразовательных устройств	247
Указатель литературы		251

Юрий Евгеньевич Верекин

**УСИЛИТЕЛЬНО-
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА**

Редактор З. В. Озерова
Художественные редакторы: В. Т. Левченко
и В. А. Пурицкий
Технический редактор Р. К. Чистякова
Корректоры: А. В. Коваль, Л. Г. Тамашкович
Оформление переплета художника В. В. Белякова

Сдано в набор 17/VI 1976 г. Подписано к печати 29/IX 1976 г. М-44060. Бумага типографская № 2. Формат издания 60×90¹/₁₆. Усл. печ. л. 16,0. Уч.-изд. л. 16,3. Тираж 4500 экз. Заказ № 233. Цена 78 коп. Изд. № 3145—75. Издательство «Судостроение», 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8.

Ленинградская типография № 8 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 190000, Ленинград, Прачечный пер., 6.

