

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСТРОЙСТВА
СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ



ЭЛЕКТРОННЫЕ
И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ
УСТРОЙСТВА

СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ

М. А. БАЛАШОВ, Е. Б. ЕЛАГИН, Ю. И. КОНЕВ,
Е. М. РЕШЕТНИКОВ, Н. П. УДАЛОВ, Н. Н. УШАКОВ

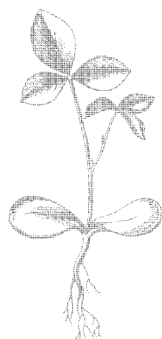
ЭЛЕКТРОННЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСТРОЙСТВА систем автоматического управления

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования РСФСР
в качестве учебного пособия
для высших технических учебных заведений

Под редакцией
канд. техн. наук Е. М. РЕШЕТНИКОВА



Издательство „Машиностроение“
Москва — 1966



Scan AAW

В книге рассмотрены вопросы теории, расчета и проектирования электронных усилительно-преобразовательных устройств; приведены краткие сведения об электровакуумных и полупроводниковых приборах, применяемых в системах автоматического управления; изложены основные принципы конструирования и даны указания по методике лабораторного исследования отдельных элементов и макетов устройств; уделено внимание вопросам конструирования устройств в миниатюрном и микроминиатюрном исполнении.

Книга является учебным пособием для студентов специальности «Системы управления летательных аппаратов», а также может быть использована студентами других электромеханических специальностей.

Книга может быть полезной для инженеров, специализирующихся в области систем управления, автоматики и измерительной техники.

Рецензенты д-р техн. наук проф **С. П. Колосов**,
канд. техн. наук **С. В. Златоустов**

Предисловие

Электронные усилительно-преобразовательные устройства широко применяются в системах автоматического управления летательными аппаратами и выполняют важнейшие функции. Поэтому курс «Электронные и полупроводниковые устройства» является базовым курсом, знание основ которого необходимо при изучении многих специальных дисциплин и играет важную роль в формировании инженеров электромехаников данного профиля.

В настоящее время нет учебной литературы, в которой были бы систематизированно освещены основные вопросы принципа действия, расчета и проектирования электронных устройств систем автоматического управления. Авторы предлагаемого учебного пособия стремились выполнить именно такую задачу.

В учебном плане и в программе в соответствии с которыми написана книга, курс носит название «Электронные и полупроводниковые устройства систем автоматического управления летательными аппаратами». Поэтому книге дано то же название, хотя полупроводниковые приборы являются одним из видов электронных приборов.

В книге изложены основные принципы расчета и проектирования одного из классов усилителей переменного тока (фиксированной низкой частоты), усилителей постоянного тока, преобразователей электрических сигналов на управляемых и неуправляемых нелинейных элементах, а также импульсных усилителей, составляющих основное содержание курса. Наряду с этим кратко рассмотрены источники питания, стабилизаторы и вспомогательные элементы электронных усилительно-преобразовательных устройств.

Уделено также внимание отдельным вопросам конструирования электронных устройств систем автоматического управления, описанию свойств и характеристик электровакуумных, газонаполненных и полупроводниковых приборов, причем последние рассмотрены как нелинейные термозависимые сопротивления.

Во всех основных разделах книги подчеркиваются аналогия построения схем и единство методики расчета устройств на ламповых и полупроводниковых приборах.

Вопросы построения и расчета элементов и схем электронных устройств радиотехники, вычислительной техники и систем телемеханики в данном пособии не рассматриваются, так как они излагаются студентам в соответствующих курсах.

При написании книги в основу ее положены конспекты лекций, прочитанных авторами в течение ряда лет студентам Московского авиационного института по данному курсу, а также использованы отдельные литературные источники.

Введение, главы 1, 2, 3 написаны Н. П. Удаловым, пп. 1 и 3 гл. 4 — Е. Б. Елагиным и Е. М. Решетниковым, пп. 2, 4, 5 глав 4 и 13 — Е. Б. Елагиным, главы 5 и 10 — Ю. И. Коневым, главы 6, 11, 12 — М. А. Балашовым, главы 7, 8 и 9 — Е. М. Решетниковым и гл. 14 — Н. Н. Ушаковым.

При подготовке глав 1 и 2 большую помощь оказали инженеры В. П. Будянов, А. И. Кривонос и В. Н. Вышеславцев.

Поскольку книга является первой попыткой создания учебного пособия по курсу «Электронные и полупроводниковые устройства САУ», авторы с благодарностью примут все замечания и пожелания читателей, направленные на улучшение книги.

1. Предмет курса

Действие любой системы автоматического контроля, регулирования, защиты или управления связано с существованием потока информации, которая вырабатывается, преобразуется и используется теми или иными техническими средствами.

Технические средства автоматизации, в зависимости от их отношения к информации, делятся на три группы: элементы, приборы и устройства, системы¹.

Элемент — это простейшая конструктивно законченная часть устройства. Каждый элемент предназначен для выполнения одной из следующих функциональных операций с сигналами:² получение сигнала, преобразование (по виду энергии, форме, мощности, функциональной зависимости между входным или выходным значениями); выполнение логических операций с сигналами; их сравнение; накопление и хранение; задание программных сигналов; распределение входящих или выходящих сигналов по различным путям; использование сигналов для оказания воздействия на процессы.

Прибор или *устройство* — это совокупность элементов, предназначенная для выполнения одной из следующих функций:

а) получение информации об изменении какого-либо параметра контролируемого процесса;

б) преобразование и сравнение контрольной информации с заданным значением или программой, выработка командной информации;

в) использование командной информации для оказания воздействия на управляемый процесс.

Отличие прибора от устройства заключается в том, что элементы, образующие прибор, объединяются в одной общей конструкции, в то время как совокупность элементов, образующих устройство, выполняется в виде ряда конструктивно отдельных частей, объединяемых соответствующей схемой соединения.

¹ Классификация приборов и устройств автоматического контроля, управления и регулирования. М. Институт автоматики и телемеханики, 1962.

² Сигнал — средство передачи информации.

Конструктивно устройства разделяются на блоки, которые, в свою очередь, делятся на *узлы* (для механических и электро-механических частей) или *модули* (для электрических частей).

Совокупность приборов и устройств, необходимая для выполнения автоматического контроля, регулирования или управления, называется системой.

Изучению принципов построения, а также основ расчета и проектирования элементов посвящен курс «Элементы автоматики». В данном курсе рассматриваются приборы и устройства, построенные в основном из радиодеталей (ламп, полупроводниковых приборов, линейных и нелинейных сопротивлений, емкостей, индуктивностей). При этом главное внимание уделяется устройствам, осуществляющим преобразование контрольной информации и выработку командной информации.

2. Развитие электроники

Рассмотрим основные этапы развития электроники за двадцать лет, прошедшие со времени окончания второй мировой войны. В результате напряженной работы ученых и работников промышленности многих стран за это время были достигнуты значительные успехи в области военной техники, которая уже не могла существовать без электронных устройств. Наиболее характерным является путь развития электроники в авиации.

Вес бортового электронного оборудования тяжелых самолетов к концу второй мировой войны приближался к 1000 кг (без учета энергетического оборудования, необходимого для питания электронной аппаратуры). В то время уже было ясно, что в условиях растущих скоростей и высот безопасность полетов можно обеспечить только при дальнейшем развитии и усложнении бортового электронного оборудования, а прогресс беспилотной ракетной техники потребует сложного вычислительного и управляющего электронного оборудования как наземного, так и бортового.

Чтобы охарактеризовать темпы усложнения электронного оборудования, достаточно сопоставить аппаратуру одной только системы вооружения — двух моделей американского самолета Боинг. В 1949 г. эта система (модель В-29) содержала 2000 элементов электрической схемы, а в 1959 (модель В-58) — уже 10 000.

Типичная конструкция электронной аппаратуры того времени представляла собой шасси, на котором с помощью болтов, винтов, скоб и других крепежных деталей закреплялись трансформаторы, дроссели, емкости, лампы (рис. 1). Крепление мелких деталей (сопротивлений, конденсаторов) осуществлялось пайкой непосредственно к монтажным проводникам или к контактам-лепесткам расшивочных панелей. На переднюю панель шасси

обычно выносились органы управления и регулировки, а также штепсельные разъемы.

Основным элементом электронного оборудования были радиолампы, в основе работы которых лежит взаимодействие свободных электронов в вакууме с электрическим и магнитным полями. Характерным для этих приборов является дрейф электронов в сильных электрических полях. Поэтому радиолампы требуют подачи на их электроды напряжений порядка десятков, сотен и даже тысяч вольт. Чтобы обеспечить выход электронов в вакуум, катод обычных радиоламп необходимо нагревать до температуры $700\text{--}800^\circ\text{C}$, затрачивая на это значительную электрическую мощность. Плотность монтажа (число элементов схемы в 1 см^3 объема устройства) не превышала $0,01\text{ эл/см}^3$. Если конструировать радиоэлектронную аппаратуру с учетом этой величины, то для размещения современной счетной машины потребовалось бы помещение площадью в тысячи квадратных метров, а для ее питания специальная энергетическая установка. Кроме того, устройство, насчитывающее тысячи ламп, должно снабжаться специальной вентиляцией для удаления тепла, выделяемого в результате практически бесполезного расходования электрической мощности.

Учитывая, что для подъема каждого дополнительного килограмма оборудования взлетный вес самолета должен быть увеличен примерно на 20 кг , а космической ракеты — более чем на 1000 кг , можно сделать вывод, что разместить на борту самолетов и ракет даже простейшие электронные вычислительные устройства невозможно.

Перед учеными и инженерами встали следующие проблемы: значительно уменьшить габаритные размеры и вес аппаратуры; уменьшить потребляемую мощность; снизить стоимость; сократить объем и трудоемкость монтажных работ; обеспечить простоту эксплуатации; повысить надежность.

Применение малогабаритных ламп и печатного монтажа позволило повысить среднюю плотность монтажа электронных устройств до $0,1\text{ эл/см}^3$, а в отдельных узлах лучших образцов самолетного оборудования и до $0,3\text{ эл/см}^3$.

Сделать монтаж более компактным при использовании в схемах электронных ламп не представлялось возможным. Нужно

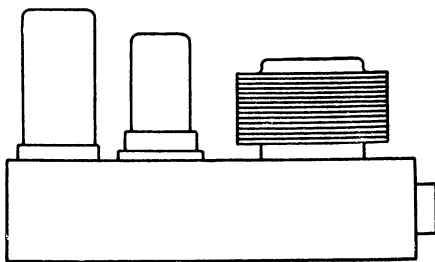


Рис. 1. Типичная конструкция электронного блока на обычных лампах

было найти принципиально новые элементы и способы конструирования. Широкие возможности для уменьшения веса и габаритных размеров радиоэлектронной аппаратуры открылись с появлением полупроводниковых приборов.

В 1948 г. стало известно об изобретении Бардином и Браттейном транзистора, а уже в 1955 г. выпускалось около 350 типов этих новых приборов. К 1963 г. число типов транзисторов, выпускаемых мировой промышленностью, достигло 3000. Полупроводниковая промышленность развивается во всех передовых странах. Объем выпуска транзисторов в США составлял в 1956 г. 14 млн. штук (за предыдущие 8 лет там их было выпущено меньше 5 млн. штук). К 1961 г. первое место по выпуску транзисторов занимала Япония (200 млн. транзисторов в год).

В чем же преимущества полупроводниковых приборов?

В полупроводниковых приборах используются носители заряда двух знаков: отрицательные (электроны) и положительные (дырки). Распространение этих носителей осуществляется в основном диффузионным путем за счет сил хаотического теплового движения зарядов в твердом теле. В полупроводниках носители заряда в свободном состоянии имеются и при отрицательных температурах (до -100°C и ниже). Поэтому эти приборы могут работать без подогрева в широком диапазоне практически встречающихся температур. Эти свойства полупроводниковых приборов дают возможность использовать их при напряжениях в единицы и даже доли вольта при токах порядка тысячных и миллионных долей ампера. Прямым следствием снижения токов и напряжений является уменьшение размеров всех радиодеталей. Отсутствие перегрева позволяет сделать монтаж максимально компактным.

Появился новый принцип конструирования электронной аппаратуры — *модульное конструирование*.

Основой конструкции является некоторая стандартная по размерам, способу сборки и монтажа элементарная конструктивная ячейка (*модуль*). При этом используются малогабаритные, повышенной надежности, детали, изготовленные с учетом возможности их использования при различных конструктивных и технологических способах сборки. Существует два типа модулей: плоские и объемные.

Плоские модули выполняются на печатных платах унифицированных размеров. Площадь платы зависит от габаритных размеров устанавливаемых на ней элементов и от степени совершенства технологии печатных схем. Высота модуля определяется габаритными размерами наиболее крупных элементов (рис. 2). Плоские модули имеют проволочные или ленточные выводы, которые распаиваются в отверстиях вспомогательной платы с межмодульным печатным монтажом.

В *объемных модулях* детали устанавливаются вертикально, вплотную друг к другу и каким-либо способом соединяются в плоскости расположения выводов. Например, элементы располагаются между двумя печатными платами и присоединяются к ним с помощью пайки (рис. 3).

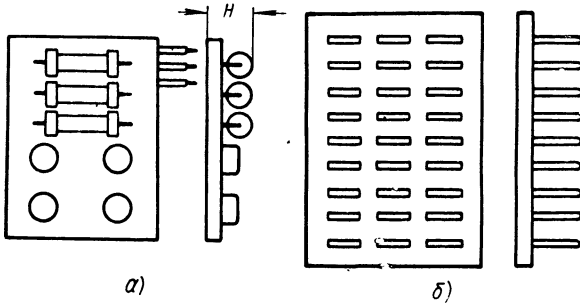


Рис. 2. Модульная конструкция:

а — плоский модуль; б — блок из плоских модулей

Модули герметизируются: их заливают компаундом. Объемные модули позволяют получить большую плотность монтажа, если модули и блоки состояются из однотипных элементов с осевыми выводами. Так, вычислительное устройство для ракеты «Поларис», состоящее из 8500 элементов, имеет плотность монтажа $2,5 \text{ эл/см}^3$.

Дальнейшее увеличение плотности монтажа оказалось невозможным, так как каждая деталь имеет свою арматуру, защитный корпус и ряд других вспомогательных элементов конструкции, которые занимают основную часть ее объема.

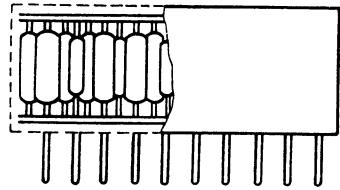


Рис. 3. Объемный модуль

Так, например, у транзистора (рис. 4) «активная часть» занимает не более 1% объема. Кроме того, уменьшение размеров деталей пришло в противоречие с техникой «навесного монтажа», при которой отдельные элементы с помощью гибких выводов соединяются с узлами монтажной схемы путем пайки или электросварки. Техника монтажа стала носить ювелирный характер, что неизбежно повлекло за собой повышение стоимости и снижение надежности устройства. Механизировать или автоматизировать процесс сборки модулей не представлялось возможным, так как разнообразие форм и размеров деталей требовало многообразных установочных приспособлений. Необходимо было искать

принципиально новые пути конструирования и технологию производства электронной аппаратуры.

Поиски конструкции деталей, позволяющей одновременно с уменьшением их размеров снизить трудоемкость монтажных ра-

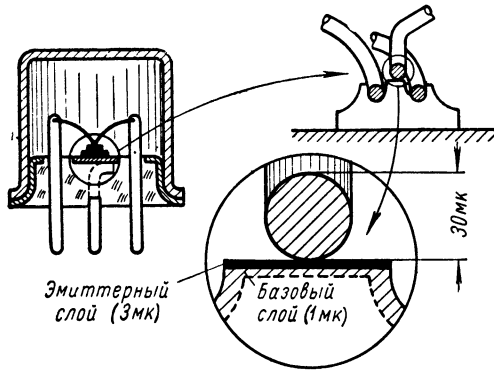


Рис. 4. Конструкция транзистора

бот и повысить надежность, привели к созданию метода *микромодулей*. Появление этого метода явилось первым шагом нового этапа развития электроники, получившего название *микрорэлектроники*.

3. Микрорэлектроника

Микрорэлектроника — новый этап развития радиорэлектроники, главной особенностью которого является отказ от дискретных деталей с их многочисленными соединениями¹.

Микромодули есть простейшие узлы радиорэлектронной аппаратуры, собранные из элементов специальной «упорядоченной» формы — *микрорэлементов*. Микромодуль представляет собой конструктивно и функционально законченный узел радиорэлектронной аппаратуры, который выполняет определенную функцию (усилителя, генератора, триггера и т. д.).

Так как микромодуль герметизируется, то каждый микрорэлемент защищается от внешних воздействий только в той степени, в какой это требуется для его хранения.

Одна из возможных конструкций микромодуля показана на рис. 5. Это микромодуль этажерочного типа. Микрорэлементы выполняются на керамических пластинах квадратной формы

¹ Некрасов М. М. Микроминиатюризация и микрорэлектроника на нелинейных сопротивлениях. «Советское радио», 1965.

с размерами $7,9 \times 7,9 \times 0,25$ мм (рис. 5, а). На краях платы есть металлизированные пазы, к которым присоединяются выводы детали, укрепленной на плате.

Проводящие участки на микроплатах создаются методом вжигания или вакуумного напыления серебра, золота, платины, палладия. Сопротивления наносятся на микроплату в виде тонких пленок.

Конденсаторы изготавливаются путем двусторонней металлизации микроплаты. Применяют также металлизированные кера-

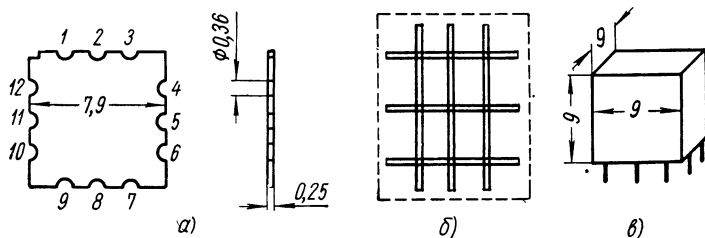


Рис. 5. Микромодульная конструкция:

а — микроплата; б — сборка микроплат в модуль; в — внешний вид микромодуля

мические пленки толщиной в несколько десятков микрон, из которых изготавливаются многослойные конденсаторные галеты, монтируемые на микроплатах.

Индуктивности изготавливаются в виде укрепленных на микроплатах катушек, намотанных на миниатюрные тороидальные сердечники.

Транзисторы и диоды оформлены в виде таблеток, которые монтируются на платах. Выводы полупроводникового прибора присоединяются к контактным участкам платы пайкой или с помощью проводящих составов, а также методом вакуумного напыления металлов.

Наиболее трудно выполнить в виде тонкой пластины индуктивности, что значительно увеличивает высоту микроэлементов. Предельная плотность микромодуля не превышает $10-12$ эл/см³.

При монтаже микромодуля микроплаты загружаются в бункеры сборочных автоматов, где они в заданной последовательности подаются на сборку. При этом правильная ориентация элемента осуществляется с помощью «ключа» — прямоугольного выреза на плате. В сборочном устройстве набор микроэлементов, образующих микромодуль, с помощью монтажных проводов спаивается в «этажерку» (рис. 5, б), после чего вырезаются те участки монтажного провода, которые не нужны по электрической схеме данного

микро модуля. Микро модуль герметизируется путем заливки эпоксидной смолой.

Готовый микро модуль представляет собой «кубик» с выводами на нижней грани, с помощью которых микро модули монтируются в схему блока. Основные способы соединения микро модулей в блок показаны на рис. 6.

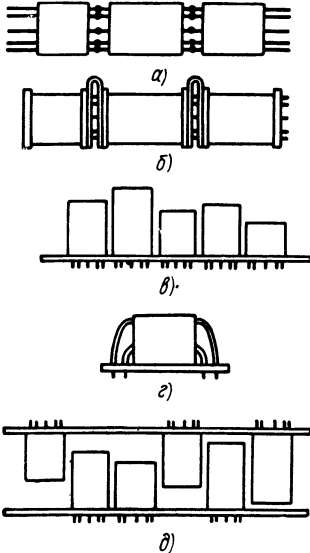


Рис. 6. Способы сборки микро модулей в блоки:

а — непосредственное последовательное соединение; *б* — последовательное соединение с помощью переходных плат; *в* — вертикальная установка на печатной плате; *г* — горизонтальная установка на печатной плате; *д* — двухплатная конструкция блока

В настоящее время микро модули получили достаточно широкое распространение, но есть основание предполагать, что в скором времени они будут вытеснены пленочными микросхемами, твердыми схемами и, наконец, функциональными твердыми схемами.

Элементы микросхемы в пленочной электронике создаются напылением пленок заданной конфигурации на диэлектрическую подложку. Поочередным напылением проводящих, полупроводящих и диэлектрических пленок получают необходимые элементы схем: конденсаторы, сопротивления и т. д. Наи-

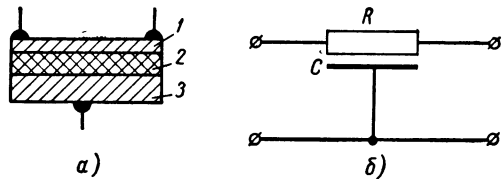


Рис. 7. Схема четырехполюсника с распределенными параметрами:

а — конструктивная; *б* — принципиальная

большую сложность пока представляет изготовление пленочных активных элементов, поэтому часто используются навесные диоды и триоды.

Методом осаждения пленок могут быть получены пассивные четырехполюсники с распределенными емкостями и сопротивлениями. Например, на рис. 7 показана структура RC -контура в виде четырехполюсника с распределенными параметрами. Такой четырехполюсник состоит из подложки с высокой диэлектрической проницаемостью 2 и наложенных на нее резистивной 1 и проводящей 3 пленок. Здесь R и C распределены равномерно на единицу поверхности. Величину сопротивления можно

варьировать, изменяя толщину резистивной пленки, а величиной емкости управляют, подбирая соответствующую толщину диэлектрической подложки.

Тонкопленочная технология только зарождается, но развивается она очень быстро. Уже разработаны методы автоматизированного производства микропленочных элементов и функциональных узлов. В отличие от микромодулей, здесь функциональный узел выполняется на одной плате; следовательно, плотность монтажа повышается до 200 эл/см^2 , т. е., по крайней мере, на порядок.

В ходе развития полупроводниковой техники появилась возможность изготавливать целые схемы на одном кристалле полупроводникового вещества, которые равноценны функциональному элементу, собранному из отдельных деталей. Например, на основе одного кристалла кремния размером $4,5 \times 2 \times 0,3 \text{ мм}$ можно изготовить функциональный элемент, эквивалентный схеме, содержащей 30—40 деталей (сопротивлений, конденсаторов, диодов и транзисторов). Такие функциональные элементы называются *твердыми схемами*.

В конструктивном отношении твердые схемы представляют собой многослойные структуры из полупроводниковых, проводящих и изоляционных материалов, которые расположены и соединены в объеме твердого тела так, что образуется монолитный блок, обладающий свойствами электронной схемы (усилителя, генератора, логического устройства и т. п.).

Элементы твердой схемы конструктивно объединены и изготавливаются одновременно в ходе ряда технологических процессов. Поэтому отдельный элемент нельзя скорректировать или заменить, а в ряде случаев невозможно измерить его электрические характеристики. При этом основное значение имеют характеристики всего узла, которые зависят не от схемной, а от конструктивно-технологической разработки.

Метод твердых схем устраняет 80% всех соединений, которые необходимы для схем обычного типа, что создает благоприятные условия для работы схемы, так как улучшаются условия теплопроводности. Кроме того, все элементы такой схемы защищены от вредных воздействий среды, а малые размеры и вес делают ее устойчивой к ударам и вибрациям.

Главная трудность заключается в получении однотипных блоков, так как при современном уровне технологии полупроводниковым приборам свойственен разброс характеристик.

Кроме того, методом твердых схем нельзя получить емкости и индуктивности большой величины.

В качестве примера твердой схемы на рис. 8 приведен трехкаскадный усилитель постоянного тока. Пластика структуры

p-n-p-n (рис. 8, а) вытравлена, как показано на рис. 8, б. В 1 см^3 может быть размещено до 2000 каскадов такого типа.

Как пленочные, так и твердые схемы в настоящее время используются главным образом для создания функциональных элементов вычислительной техники. Для других радиоэлектронных устройств их применение пока ограничено трудностями выполнения больших емкостей и индуктивностей.

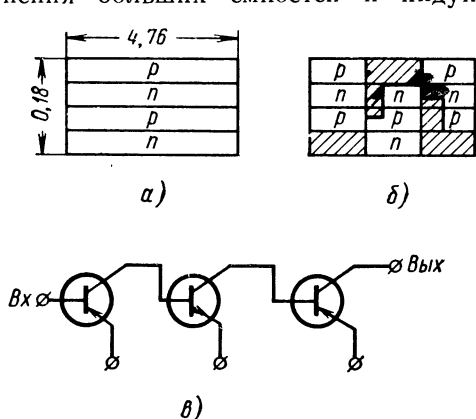


Рис. 8. Твердая схема:

а — четырехслойная пластина; б — схема вытравливания участков пластины; в — эквивалент данной твердой схемы

Могут быть использованы такие эффекты, как электролюминесценция — способность полупроводниковых кристаллов преобразовывать электрические сигналы в световые, а также фотоэффекты, позволяющие преобразовывать световые сигналы в электрические. Для связи между излучателем и приемником может быть использована волоконная оптика, основанная на распространении световых колебаний вдоль тонких прозрачных волокон. Применение оптических процессов в электронике — «оптоэлектроника» даст новое преимущество — нечувствительность оптических связей к электрическим помехам. При крайне малых рабочих уровнях мощности это преимущество может оказаться очень существенным.

На основе проведенного обзора методов микроминиатюризации можно сделать следующие выводы:

1. Характерной особенностью методов микроминиатюризации является то, что элемент электрической схемы как отдельная деталь перестает существовать. Наименьшей неделимой конструктивной единицей становится микроузел.

Широкую перспективу имеет направление микроэлектроники, основанное на применении различных активных и реактивных нелинейных сопротивлений, построенных как на основе диэлектриков, так и полупроводников. Диэлектрические элементы будут отличаться малым потреблением энергии, поэтому отвод тепла от них станет излишним.

Можно предполагать, что в микросхемотехнике найдут применение не только электрические, но и оптические процессы.

2. Основным источником дальнейшего уменьшения размеров узлов и аппаратуры является устранение из конструкции аппаратуры крепления и защитных корпусов отдельных деталей.

3. Проектирование микроэлектронной аппаратуры может вестись только на основе глубокого знания свойств материалов и в расчете на определенную технологию. Процессы конструирования микроэлектронной аппаратуры и разработки технологии ее изготовления неразрывны.

4. В связи со сложностью миниатюрного выполнения больших емкостей и индуктивностей большой интерес представляет разработка схем, эквивалентных этим элементам.

5. Повышение плотности монтажа требует уменьшения мощностей, рассеиваемых на элементах схемы, а также применения материалов, способных выдерживать высокие температуры.

6. По мере повышения плотности монтажа в микроузлах возникает проблема соединения микроузлов в блоки и блоков в устройства, так как объем, приходящийся на соединения между блоками, становится соизмеримым с объемом самих блоков и даже превышает его.

1 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

1. 1. Свойства полупроводников и возможности их технического использования

К полупроводникам относятся твердые тела с удельной электропроводностью, занимающей область значений от 10^3 до 10^{-10} $(\text{ом} \cdot \text{см})^{-1}$, отличающиеся тем, что величина их удельной электропроводности зависит от действия температуры освещенности, напряженности магнитного и электрического полей и т. д. В отличие от металлов, где перенос тока осуществляется с помощью валентных электронов, число которых равно числу атомов в данном объеме металла или больше этого числа и не зависит от температуры, в полупроводнике свободные носители тока появляются только при условии сообщения кристаллу энергии извне¹.

Важнейшим свойством полупроводников является возможность создания на их базе материалов, в которых носителями тока являются либо положительные, либо отрицательные заряды.

Как известно, абсолютно чистый полупроводник обладает ничтожной собственной проводимостью, которая возникает в результате нарушения валентных связей за счет тепловой энергии. Например, в чистом германии при температуре 20°C число свободных электронов составляет примерно $10^{-8}\%$ от числа атомов в данном объеме. Такой кристалл является по существу изолятором. Если в кристаллическую решетку полупроводника ввести некоторое число атомов вещества, обладающего более высокой валентностью, чем данный полупроводник, то за счет этих примесных атомов появятся свободные носители заряда — электроны, так как для освобождения электрона, не находящегося в валентной связи, требуется значительно меньше энергии. При введении примеси, обладающей валентностью, меньшей чем материал кристалла, в его кристаллической решетке образуются избыточные дырки, которые ведут себя подобно положительной частице с единичным зарядом.

¹ Основные электрофизические свойства полупроводников рассматривались в курсе физики. Для более детального изучения можно рекомендовать книгу Федотова Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. «Советское радио», 1963.

Чтобы повысить электропроводность полупроводника в десятки тысяч раз, достаточно ввести столь ничтожное количество примеси, что полупроводник останется химически чистым. Проводимость, обусловленная наличием примесей (ее называют *примесной проводимостью*), обычно во много раз превышает собственную проводимость полупроводника, поэтому последней пренебрегают и при техническом использовании полупроводников считают их проводимость чисто примесной.

Зависимость электропроводности полупроводника от внешних факторов используется для создания всевозможных управляемых сопротивлений (термосопротивления, фотосопротивления и т. д.). В зависимости от назначения такого сопротивления, свойства полупроводника выбираются такими, чтобы при высокой чувствительности к одному из внешних факторов, его электропроводность по возможности меньше зависела от других. Так, например, при изготовлении фотосопротивлений стремятся обеспечить зависимость электропроводности от освещенности полупроводника при минимальной чувствительности к колебаниям температуры.

Возможность придавать полупроводникам электронный или дырочный характер проводимости привела к созданию *электронно-дырочных переходов* — своеобразных контактов между областями полупроводников разного типа (p и n). Электронно-дырочный переход (p — n -переход) обладает свойством односторонней проводимости, и простейшим прибором этого типа является диод. Сочетание двух p — n -переходов и более в одном кристалле при определенных условиях дает возможность получить нелинейные сопротивления, вольт-амперные характеристики которых могут деформироваться в желаемом направлении под действием электрического сигнала или других внешних факторов. К приборам данной группы относятся триоды, фотодиоды, фототриоды, туннельные диоды, управляемые переключатели и др.

Термоэлектрические явления в полупроводниках (явления термо-э. д. с., Пельтье и Томсона) позволяют создать термоэлектрогенераторы и холодильные агрегаты, отличающиеся высокой экономичностью.

Некоторые полупроводники обладают сегнетоэлектрическими свойствами. Благодаря высокой диэлектрической проницаемости они находят применение при изготовлении малогабаритных конденсаторов, однако наибольший интерес представляют конденсаторы, емкость которых может изменяться в широких пределах в зависимости от приложенного напряжения (*вариконды*). Полупроводниковые сегнетоэлектрики, обладающие значительным пьезоэффектом, используются для изготовления электромеханических преобразователей.

Так как концентрация электронов в полупроводнике может быть на несколько порядков величин меньше концентрации свободных электронов в металлах, коэффициент Холла полупроводников несоизмеримо выше величины того же коэффициента металлов. Это обстоятельство открывает широкие возможности для построения разнообразных приборов, основанных на использовании эффекта Холла.

Наибольшее распространение получили в настоящее время полупроводниковые приборы, основанные на использовании свойств электронно-дырочного перехода. Удельный вес других полупроводниковых приборов в современной аппаратуре значительно меньше, но они имеют большую перспективу применения. Особенно большой интерес представляют всевозможные активные и реактивные управляемые сопротивления, использование которых открывает новые возможности микроминиатюризации аппаратуры путем создания многослойных пленочных устройств.

Для уяснения некоторых свойств, присущих всем полупроводниковым приборам, в первую очередь следует ознакомиться с полупроводниковыми термосопротивлениями (ПТС).

1. 2. Терморезисторы

Терморезистор представляет собой простейший полупроводниковый прибор. Он состоит из рабочего тела, изготовленного из полупроводника, и выводов. В зависимости от назначения терморезистора выбираются форма и размеры рабочего тела, конструкция выводов, а также способ защиты от действия окружающей среды. Некоторые характерные конструкции терморезисторов приведены на рис. 1-1.

Зависимость сопротивления рабочего тела от температуры называется *температурной характеристикой*. Для известных в настоящее время терморезисторов она достаточно точно описывается выражением

$$R = R_{\infty} e^{\frac{B}{T}}, \quad (1.1)$$

где R_{∞} , B — постоянные коэффициенты; T — температура в °К.

Если известны значения сопротивлений R_1 и R_2 , измеренные при температурах T_1 и T_2 соответственно, то, подставив каждое из этих сопротивлений и соответствующую температуру в выражение (1.1), получим систему уравнений, решение которой дает формулы для вычисления коэффициентов B и R_{∞} :

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_1}{R_2}; \quad (1.2)$$

$$R_{\infty} = R_1 e^{-\frac{B}{T_1}}. \quad (1.3)$$

Подставляя выражение (1.3) в (1.1), получаем выражение температурной характеристики, в котором роль одного из параметров играет сопротивление R_1 :

$$R = R_1 e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_1}\right)}. \quad (1.4)$$

Обычно R_1 определяется при $T_1 = 293^\circ \text{ К}$. Сопротивление R_{293} , измеренное при этой температуре, называют *номинальным со-*

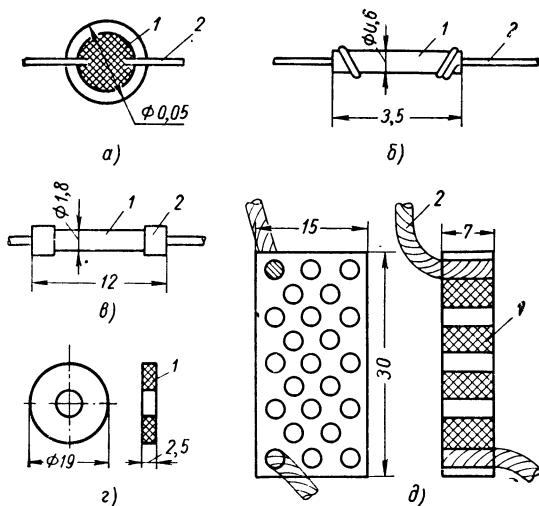


Рис. 1-1. Конструкция терморезисторов:

a — бусинковый; *б* и *в* — стерженьковые; *г* — шайбовый;
д — плоский с каналами для охлаждения; 1 — рабочее тело; 2 — выводы

противлением. Следует иметь в виду, что значения B и R_{293} , которые приводятся в каталогах, даются с допуском, достигающим $\pm 20\%$. Поэтому для точных расчетов температурной характеристики надо располагать измеренными значениями R_1 и R_2 данного образца.

Пример температурной характеристики терморезистора показан на рис. 1-2.

В связи с тем, что при протекании через терморезистор тока в нем выделяется тепло, температура рабочего тела выше температуры окружающей среды. Сопротивление терморезистора принимает соответствующее этой температуре значение. Так как сопротивление связано с температурой нелинейной зависимостью, то зависимость между протекающим через терморезистор током

и падением напряжения при установившемся режиме нагрева также нелинейна. Эту зависимость называют статической вольт-амперной характеристикой. Для каждой точки этой характеристики можно записать уравнение энергетического баланса

$$IU = I^2 R = \frac{U^2}{R} = b(T - T_0), \quad (1.5)$$

где b — коэффициент рассеяния, учитывающий все виды распространения тепла от рабочего тела (теплопроводность, конвекцию и тепловое излучение);

T_0 — температура окружающей среды;

T — температура рабочего тела в данном установившемся режиме.

Пользуясь выражениями (1.4) и (1.5), можно записать уравнение вольт-амперной характеристики в параметрической форме:

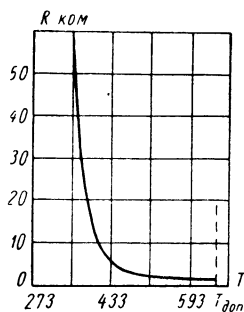


Рис. 1-2. Пример температурной характеристики терморезистора

$$I = \sqrt{\frac{b}{R_1} e^{\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T}\right)} (T - T_0)}; \quad (1.6)$$

$$U = \sqrt{b R_1 e^{\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_1}\right)} (T - T_0)}; \quad (1.7)$$

здесь параметром является температура T . Дифференцируя уравнение (1.7) и приравнявая первую производную нулю, получаем

$$T^2 - BT + BT_0 = 0. \quad (1.8)$$

Решая полученное уравнение относительно T , находим выражение для температуры полупроводника T_m , соответствующей точке максимума вольт-амперной характеристики:

$$T_m = \frac{B}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_0}{B}}\right). \quad (1.9)$$

Из выражения (1.9) следует, что T_m зависит от температуры среды T_0 и что точка максимума может существовать только при условии, что

$$B > 4T_0. \quad (1.10)$$

Типичная вольт-амперная характеристика терморезистора показана на рис. 1-3. В каждой ее точке следует различать стати-

ческое сопротивление, которое определяется как отношение падения напряжения на терморезисторе к протекающему через него току,

$$R = \frac{U}{I} \quad (1.11)$$

и дифференциальное сопротивление

$$r_{\partial} = dU/dI. \quad (1.12)$$

Статическое сопротивление всегда больше нуля, а дифференциальное изменяет свой знак при переходе через точку максимума.

Располагая температурной характеристикой ПТС и значением его коэффициента рассеяния b , нетрудно рассчитать вольт-амперную характеристику для любой заданной температуры среды T_0 . Для этого задаются несколькими значениями температуры в интервале

$$T_0 < T < T_{\text{дон}},$$

где $T_{\text{дон}}$ — допустимая температура, т. е. температура, превышение которой может повлечь за собой необратимые изменения свойств терморезистора.

По температурной характеристике находят соответствующие значения R . Ток, протекающий через терморезистор при каждой из выбранных температур, находят из уравнения энергетического баланса (1.5)

$$I = \sqrt{\frac{b(T - T_0)}{R}}, \quad (1.13)$$

а падение напряжения $U = IR$.

При построении вольт-амперной характеристики по результатам расчета, ее участок, прилегающий к началу координат, заменяют прямой, наклон которой соответствует сопротивлению ПТС при данной температуре среды T_0 . Для определения координат точки максимума необходимо предварительно подсчитать, пользуясь выражением (1.9), температуру T_m .

Для приближенных расчетов можно считать коэффициент рассеяния постоянной величиной, зависящей от материала, размеров, состояния поверхности рабочего тела и токоподводящих частей, а также от свойств окружающей среды. Для его определения можно воспользоваться вольт-амперной характеристикой, полу-

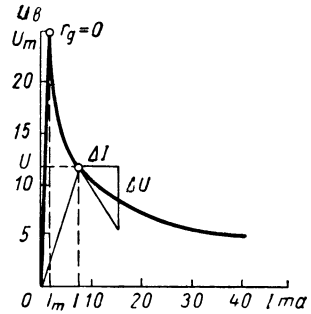


Рис. 1-3. Пример вольт-амперной характеристики терморезистора

ченной экспериментально при известной температуре T_0 . Согласно выражению (1.5) коэффициент рассеяния

$$b = \frac{UI}{T - T_0} \quad (1.14)$$

численно равен мощности, которая рассеивается терморезистором на каждый градус температуры перегрева. Подсчитав величину b в нескольких точках вольт-амперной характеристики, находят его среднее значение, которым можно пользоваться при расчетах вольт-амперных характеристик ПТС того же типа независимо от величины их номинального сопротивления.

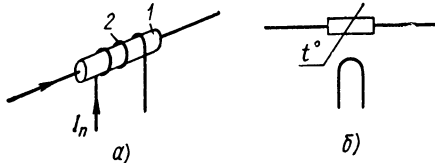


Рис. 1-4. Подогревный терморезистор:
а — конструкция; б — обозначение

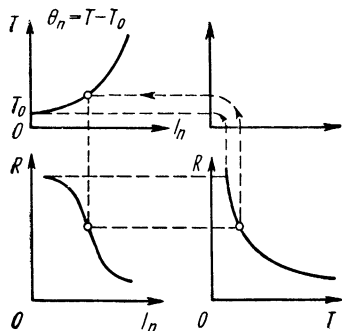


Рис. 1-5. Построение подогревной характеристики

Для более точных расчетов следует учитывать зависимость коэффициента рассеяния от температуры перегрева ($T - T_0$), для чего пользуются *характеристикой рассеяния* $* b = f(T - T_0)$. Она строится по тем же исходным данным, которые используются для расчета среднего значения коэффициента рассеяния.

Для оценки тепловой инерционности ПТС пользуются понятием *постоянная времени* τ . Это — время, в течение которого температура рабочего тела ПТС при его свободном охлаждении снижается на 63% от первоначальной разности температур рабочего тела и окружающей среды. Постоянная времени равна отношению теплоемкости ПТС H к его коэффициенту рассеяния

$$\tau = H/b. \quad (1.15)$$

Сопротивление рабочего тела I может управляться током подогрева I_n , который пропускается через специальный подогреватель 2, расположенный вблизи рабочего тела (рис. 1-4). Такие терморезисторы называют *подогревными*. Каждому значению тока подогрева соответствует определенное превышение температуры

* Нечаев Г. К. и Удалов Н. П. Реле и датчики с полупроводниковыми термосопротивлениями. Госэнергоиздат, 1961.

рабочего тела T над температурой окружающей среды T_0 . Зависимость этого превышения от тока подогрева будем называть *подогревной характеристикой*.

Для получения подогревной характеристики достаточно измерить сопротивление рабочего тела при ряде значений тока подогрева и постоянной температуре среды T_0 . Дальнейший ход построения ясен из рис. 1-5.

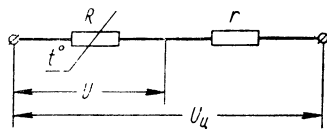
Чтобы рассчитать вольт-амперную характеристику подогревного терморезистора при заданных значениях температуры T_0 и тока подогрева I_n , можно воспользоваться описанным выше способом расчета характеристик терморезисторов непосредственного нагрева. При этом расчет ведется на условную температуру среды $T_0 = T_0 + \theta_n$, где θ_n — приращение температуры, эквивалентное заданному току подогрева.

1. 3. Свойства электрической цепи с терморезистором

На рис. 1-6 изображена простейшая электрическая цепь, состоящая из терморезистора R , линейного сопротивления r , величина которого не зависит от температуры. Если к этой цепи приложить напряжение U_u , в ней установится некоторый ток I , величина которого определяется из решения системы уравнений

$$U_u = U + Ir; \quad (1. 16)$$

$$U = f(I), \quad (1. 17)$$



где U — падение напряжения на терморезисторе в установившемся режиме.

Рис. 1-6. Простейшая цепь с терморезистором

При наличии графика вольт-амперной характеристики $U = f(I)$ задача решается графически (рис. 1-7, б).

В связи с тем, что терморезистор является условно нелинейным сопротивлением, т. е. сопротивлением, у которого нелинейность вольт-амперной характеристики обусловлена исключительно разогревом рабочего тела, в момент подключения цепи к источнику питания ток будет иметь значительно меньшую величину:

$$I_1 = \frac{U_u}{R_0 + r}, \quad (1. 18)$$

где R_0 — сопротивление рабочего тела при данной температуре среды T_0 .

Мощность, выделяющаяся в терморезисторе, приводит к его разогреву, который будет продолжаться вплоть до достижения состояния теплового равновесия, когда установится температура рабочего тела T_2 , а сопротивление примет значение $R_2 = U_2/I_2$

(см. рис. 1-7, б). Иными словами, от момента подачи напряжения до установления равновесного состояния в цепи протекает переходный процесс, за время которого температура рабочего тела принимает все значения от T_0 до T_2 . В любой момент переходного процесса цепь подчиняется закону Ома и ток в ней может быть найден из выражения (1.18), если вместо R_0 подставить сопро-

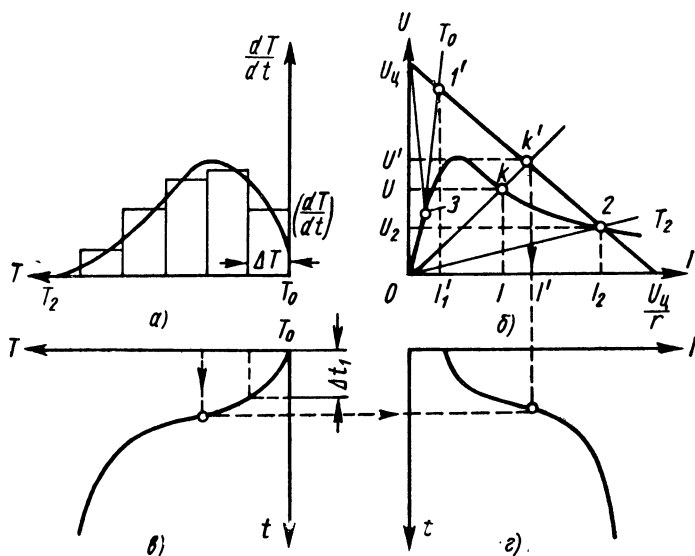


Рис. 1-7. Расчет переходного процесса в цепи с терморезистором:
 а — вольт-амперная характеристика; б — скорость изменения температуры в функции температуры; в — изменение температуры во времени;
 г — изменение тока

тивление R , соответствующее данному мгновенному значению температуры T . Рабочая точка k' будет перемещаться при этом по отрезку $1'-2$ нагрузочной прямой.

Мощность, выделяемая в ПТС во время переходного процесса, расходуется на нагрев рабочего тела и частично рассеивается в окружающую среду. Следовательно, в любой момент переходного процесса справедливо равенство

$$U'I' = H \frac{dT}{dt} + b(T - T_0), \quad (1.19)$$

где I' — мгновенное значение тока, протекающего через терморезистор;

U' — мгновенное значение падения напряжения;

H — теплоемкость терморезистора;

t — время.

Подставляя сюда согласно выражению (1. 5) вместо второго слагаемого UI и решая полученное равенство относительно dT/dt , получаем

$$\frac{dT}{dt} = \frac{U'I' - UI}{H}. \quad (1. 20)$$

Выражение (1. 20) можно использовать для расчета переходного процесса по статической вольт-амперной характеристике. Для этого надо задаться рядом значений температуры в пределах от T_0 до T_2 и по температурной характеристике определить соответствующие этим температурам значения сопротивления рабочего тела R . Для каждого из выбранных значений температуры подсчитывается скорость dT/dt и по найденным таким образом точкам строится кривая $dT/dt = f(T)$ (рис. 1-7, а). Если разбить весь интервал температур от T_0 до T_2 на отрезки ΔT и допустить, что внутри каждого отрезка $dT/dt = \text{const}$, т. е. заменить кривую на рис. 1-7, а ломаной, то отрезок времени Δt , соответствующий каждому приращению температуры ΔT , определится из выражения

$$\Delta t = \frac{\Delta T}{(dT/dt)}. \quad (1. 21)$$

После определения всех отрезков Δt нетрудно построить кривую изменения температуры за время переходного процесса (рис. 1-7, в), а следовательно, и кривую изменения тока во времени (рис. 1-7, г).

При определении значений dT/dt для выбранных значений температуры величины U' , I' , U , I можно найти из рис. 1-7, б.

В рассмотренном примере установившийся режим работы цепи соответствует точке 2 вольт-амперной характеристики, в которой сопротивление рабочего тела $R_2 \ll R_0$, а дифференциальное сопротивление существенно отличается от статического (в данном случае $r_2 < 0$), т. е. терморезистор ведет себя как нелинейное сопротивление. Однако при том же напряжении U_u , увеличив сопротивление r , можно создать режим работы, соответствующий точке 3 вольт-амперной характеристики. Для этой точки характерно небольшое значение перегрева (температура рабочего тела практически не отличается от температуры среды), т. е. терморезистор ведет себя как линейное сопротивление. Учитывая сказанное, при выборе метода расчета электрической цепи с терморезистором следует исходить из режима работы последнего. Если мощность, рассеиваемая на терморезисторе, мала и по условиям точности, предъявляемым к рассматриваемой задаче, можно пренебречь разогревом рабочего тела протекающим током (*линейный режим работы*), то расчет цепи ведется методом расчета линейных элек-

трических цепей. При этом учитывается зависимость сопротивления терморезистора от температуры окружающей среды [см. выражение (1. 1)].

В линейном режиме работы ПТС рассматривается как безынерционное сопротивление. В *нелинейном режиме* работы ($T \gg T_0$) изменение одного или нескольких параметров, характеризующих работу цепи (например, U_u или r), сопровождается возникновением переходного процесса, при котором рабочая точка может перемещаться в широких пределах, что приведет к значительному изменению тока в цепи. Расчет цепей с терморезисторами, работающими в нелинейном режиме, ведется специальными методами (один из таких методов рассмотрен выше).

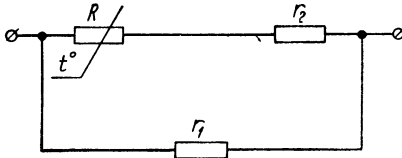


Рис. 1-8. Двухполюсник с одним терморезистором

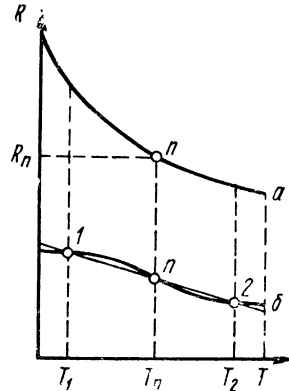


Рис. 1-9. Температурные характеристики:
а — терморезистора; б — двухполюсника

На практике терморезистор, работающий в линейном режиме, часто используется в двухполюснике, содержащем, кроме терморезистора, еще два сопротивления, не зависящих от температуры (рис. 1-8). Сопротивление такого двухполюсника

$$R_u = \frac{(R + r_2) r_1}{R + r_1 + r_2} \quad (1. 22)$$

является функцией температуры. Подставляя выражение (1. 1) в (1. 22), можно получить температурную характеристику двухполюсника. При соответствующем выборе сопротивлений r_1 и r_2 температурная характеристика двухполюсника в заданном диапазоне температур может приближаться к линейной зависимости. Приближение будет наилучшим, если эта характеристика пересечет прямую в трех точках, соответствующих температурам T_1 , T_n , T_2 , как показано на рис. 1-9. При этом точка n является точкой перегиба температурной характеристики. Приравнявая нулю вторую производную функции температуры (1. 22), можно получить условие наличия точки перегиба на температурной

характеристике двухполюсника с одним терморезистором, работающим в линейном режиме

$$r_1 + r_2 = \frac{B - 2T_n}{B + 2T_n} R_n, \quad (1.23)$$

где R_n — сопротивление терморезистора при данной температуре T_n .

1. 4. Фоторезистор

Фоторезистором (фотосопротивлением) называется полупроводниковый прибор, сопротивление которого изменяется под действием света.

Фоторезистор схематически показан на рис. 1. 10. Он представляет собой полупроводниковое рабочее тело 1, снабженное токоведущими электродами 2, с помощью которых фоторезистор включается в электрическую цепь. Принцип действия его основан на *внутреннем фотоэффекте*, который заключается в перераспределении электронов по энергетическим состояниям, происходящим в конденсированных средах (твёрдых телах и жидкостях) при поглощении света¹. Обнаруживается фотоэффект по изменению концентрации тока внутри среды, т. е. по появлению так называемой фотопроводимости. Толщина рабочего тела фоторезистора не должна быть больше средней глубины проникновения света в полупроводник.

Чтобы обеспечить необходимую механическую прочность столь тонкого рабочего тела, в конструкции, как правило, применяется третий элемент — подложка 3, представляющая собой пластину из материала с хорошими диэлектрическими свойствами.

Типичные конструкции фоторезисторов изображены на рис. 1-11. В конструкции безарматурного фоторезистора (рис. 1-11, а) рабочее тело выполняется в виде таблетки, которая приклеивается к стеклянной подложке, или в виде тонкой пленки, нанесенной на стеклянное основание. Включение такого фоторезистора в схему осуществляется с помощью прижимных контактов, которые прижимаются к токоведущим электродам фоторезистора. Электроды представляют собой тонкий слой металла, нанесенный на рабочее тело и подложку (на рис. 1-11, а электроды

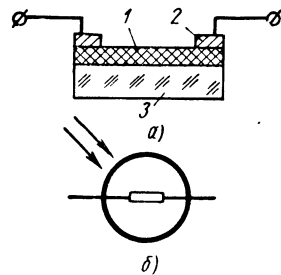


Рис. 1-10. Фоторезистор:
а — устройство; б — обозначение

¹ Физический энциклопедический словарь. М., «Советская энциклопедия», 1960.

показаны штриховкой). Армированные фоторезисторы снабжаются электродами, предназначенными для включения в ламповую панель (рис. 1-11, б) или для пайки (рис. 1-11, в). Герметизированные фоторезисторы предназначены для работы в условиях повышенной влажности и в непроводящих жидкостях.

Внутренний фотоэффект обнаруживается во многих полупроводниковых материалах, в таких как селен, теллур, германий, кремний и др., а также в большом количестве их различных соединений. Среди последних наибольшее распространение в качестве материалов для светочувствительных слоев

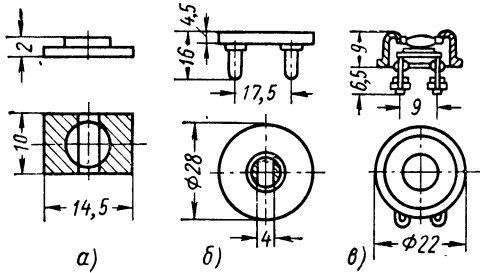


Рис. 1-11. Типичные конструкции фоторезисторов:

а — безарматурная; б — в пластмассовом корпусе; в — герметизированная

получили сульфиды различных металлов (Cd, Tl, Bi, Pb), а также соединения свинца с другими элементами VI группы, помимо серы. Так как в состав слоя практически всегда входят активные металлоиды, то во избежание образования $p-n$ -переходов на контактах с токоведущими электродами, последние выполняют из золота или платины.

Сопротивление затемненного фоторезистора является однозначной функцией температуры, причем у многих типов фоторезисторов температурная характеристика описывается выражением (1. 1), в котором коэффициент B имеет такую же величину, как и терморезисторы. Например, исследование некоторых образцов фоторезисторов типа ФС-К1, рабочее тело которых представляет собой таблетку, спрессованную из порошка сернистого кадмия, показало, что коэффициент B этих фоторезисторов достигает 4550°K . Это значит, что сопротивление затемненного фоторезистора только за счет повышения температуры на 80° сверх комнатной может уменьшиться примерно в 30 раз. По условию наличия точки максимума на вольт-амперной характеристике, см. выражение (1. 10), последняя может иметь точку максимума при всех допустимых значениях температуры среды. Так, при комнатной температуре, согласно выражению (1. 9), фоторезистор, у которого коэффициент температурной характеристики $B = 4550^\circ \text{K}$, имеет максимум вольт-амперной характеристики при разогреве его рабочего тела протекающим током до температуры $T_m = 320^\circ \text{K}$ (47°C). В связи с тем, что конструкция фоторезисторов обеспечивает хороший отвод тепла от рабочего тела,

для достижения этой температуры потребовалось бы приложить напряжение, во много раз превосходящее допустимую величину. Это значит, что вольт-амперная характеристика затемненного фоторезистора всегда может рассматриваться как прямая линия, так как при допустимых значениях напряжения перегрев оказывается незначительным. Например, рассматриваемый фоторезистор типа ФС-К1 имеет коэффициент рассеяния $b = 7,7 \text{ мвт/град}^*$; следовательно, образец, имеющий при $T_0 = 20^\circ \text{C}$ темновое сопротивление $R = 215 \cdot 10^6 \text{ ом}$, согласно выражению (1.13) должен иметь точку максимума вольт-амперной характеристики при

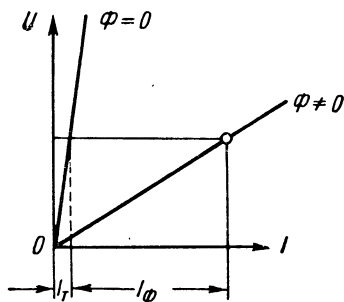


Рис. 1-12. Вольт-амперная характеристика фоторезистора

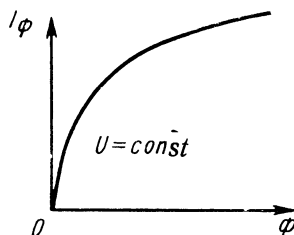


Рис. 1-13. Световая характеристика фоторезистора

установившемся токе $I_m = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{ а}$, что соответствует падению напряжения на фоторезисторе $U_m = 110 \cdot 10^3 \text{ в}$, а допустимое напряжение для него составляет всего 400 в.

Под действием света в полупроводнике появляются свободные электроны, и сопротивление рабочего тела уменьшается. Вольт-амперная характеристика освещенного фоторезистора имеет тот характер, что и затемненного, но образует меньший угол с осью токов (рис. 1-12). Это значит, что при фиксированном падении напряжения на фоторезисторе ток через него получит под действием светового потока Φ некоторое приращение I_ϕ , которое называется *фототоком*. График зависимости фототока I_ϕ от величины светового потока Φ , построенный для определенного падения напряжения на фоторезисторе, называется *световой характеристикой*. Световая характеристика фоторезистора нелинейна (рис. 1-13).

Располагая температурной и световой характеристиками, нетрудно определить сопротивление фоторезистора при любом сочетании температуры среды и светового потока. Расчет цепи с фоторезистором вследствие линейности его вольт-амперных характеристик осуществляется обычными методами расчета линейных цепей.

* Т ю ш к е в и ч Н. И. Фотосопротивления. Сб. «Полупроводники и их применение в технике», «Беларусь», 1963.

1. 5. Варисторы

Варисторами называются нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от напряженности электрического поля¹. В данном параграфе рассматриваются нелинейные полупроводниковые резисторы (НПР) с симметричной вольт-амперной характеристикой, т. е. варисторы, у которых при неизменной величине приложенного напряжения переменна полярности последнего не сказывается на величине тока.

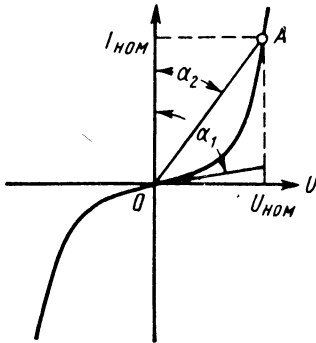


Рис. 1-14. Вольт-амперная характеристика варистора

Типичная вольт-амперная характеристика НПР показана на рис. 1-14.

Материалом для серийно выпускаемых НПР служит карбид кремния SiC, электропроводность кристаллов которого при комнатной температуре может лежать в пределах от 10^{-13} до $3,4 \text{ ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$. Для изготовления НПР используется порошкообразный карбид кремния, получаемый при измельчении кристаллов с высокой электропроводностью. Размер зерен 20—180 мк. Необходимая механическая прочность сопротивлений из зерен карбида кремния достигается за счет применения связующих веществ (глины, ультрафарфоровой массы, жидкого стекла и т. п.).

Процентное содержание связующих веществ в массе может изменяться в пределах 10—40%.

Отпрессованные из тщательно перемешанной смеси карбида кремния и связующего вещества заготовки подвергаются термической обработке, после чего на них наносятся металлические электроды. Для предохранения от влияния окружающей среды готовые сопротивления помещаются в защитные корпуса или покрываются смолами и лаками.

Поскольку НПР имеет поликристаллическую структуру и зерна карбида кремния ориентированы в пространстве произвольно, можно считать, что электрические свойства материала одинаковы во всех направлениях.

Механизм действия НПР окончательно не установлен. Однако из многочисленных исследований по данному вопросу следует, что нелинейность вольт-амперной характеристики обусловлена следующими явлениями, происходящими на поверхности зерен кристалла.

¹ Справочник по электротехническим материалам. Под ред. Богородицкого Н. П. и Пасынкова В. В., т. 2, Госэнергоиздат, 1960.

1. Автоэлектронная эмиссия из острых зубцов и граней кристаллов карбида кремния.

2. Увеличение проводимости и частичный пробой оксидных пленок, покрывающих зерна карбида кремния, при сильных электрических полях, напряженностью свыше 10^3 — 10^4 в/см.

3. Микронагрев точек контакта между зернами карбида кремния.

4. Существование вблизи поверхности зерен электронно-дырочных переходов, обусловленных различным характером проводимости поверхности и ядра каждого зерна.

Последнее из этих явлений определяет вид вольт-амперной характеристики НПР.

Если считать, что p — n -переходы включены последовательно-встречно, то эквивалентная схема НПР может быть изображена как два встречно включенных диода. Вольт-амперная характеристика такой схемы представляет собой две обратные ветви p — n -перехода. Каждая ветвь приведенной на рис. 1-14 вольт-амперной характеристики напоминает обратную ветвь вольт-амперной характеристики меднозакисного или селенового выпрямителя.

Вольт-амперная характеристика НПР в довольно широком диапазоне напряжений может быть описана уравнением экспоненты¹

$$I = \frac{U}{R_0} e^{a \sqrt{U}}, \quad (1.24)$$

где a — постоянная нелинейности, характеризующая данное сопротивление;

R_0 — статическое сопротивление НПР, измеренное при малой напряженности поля (в дальнейшем эту величину будем называть *начальным статическим сопротивлением*);

e — основание натурального логарифма.

Постоянная нелинейности не зависит от температуры. Чтобы определить величину постоянной нелинейности, можно воспользоваться вытекающим из уравнения (1.24) выражением

$$a = \frac{1}{\sqrt{U}} \ln \frac{R_0}{R}. \quad (1.25)$$

Величина R_0 пропорциональна тангенсу угла α_1 наклона касательной к вольт-амперной характеристике в начале координат,

¹ Пасынков В. В., Савельев Г. А. и Чиркин Л. К. Нелинейные полупроводниковые сопротивления и их применение. Судпромгиз, 1962.

а R — тангенсу угла α_2 наклона секущей OA , проведенной из начала координат в данную точку A вольт-амперной характеристики; U — абсцисса этой точки.

Величина R_0 зависит от температуры. Эта зависимость, как и у других полупроводниковых резисторов, достаточно точно описывается выражением (1. 1), однако коэффициент температурной характеристики B у НПР значительно меньше соответствующего коэффициента температурной характеристики ПТС. Для определения B у НПР достаточно измерить величину R_0 при двух значениях температуры среды.

Для того чтобы рассчитать вольт-амперную характеристику НПР при заданной температуре среды, достаточно задаться некоторыми значениями напряжения от 0 до $U_{доп}$ и для каждого из них подсчитать величину выражения $Ue^a \sqrt{U}$. Полученные величины надо разделить на величину начального статического сопротивления R_0 при заданной температуре среды T_0 . Таким образом будут найдены ординаты точек вольт-амперной характеристики, соответствующие выбранным значениям напряжения.

Исходные данные для расчета: постоянная нелинейности a и температурная характеристика данного экземпляра НПР.

Расчет семейства вольт-амперных характеристик НПР удобно вести графоаналитическим методом, сущность которого сводится к следующему.

Перепишем уравнение (1. 24) в виде равенства

$$IR_0 = Ue^a \sqrt{U} = W. \quad (1. 26)$$

Задаваясь рядом значений напряжения U , рассчитываем и строим в третьем квадранте на рис. 1-15 график функции

$$W = Ue^a \sqrt{U}. \quad (1. 27)$$

По температурной характеристике НПР определяем начальное статическое сопротивление R_0 , соответствующее заданной температуре среды T_0 , и строим во втором квадранте на рис. 1-15 график функции

$$W = IR_0; \quad (1. 28)$$

при этом масштаб по оси W должен быть тот же, что и при построении предыдущего графика.

Пользуясь графиками функций (1. 27) и (1. 28), строим в первом квадранте искомую вольт-амперную характеристику, определяя координаты ее точек, как это сделано на рис. 1-15 для точки k . Чтобы построить вольт-амперную характеристику при другой

температуре среды, например, при T_{02} , достаточно построить линейную зависимость (1. 28) для нового значения начального статического сопротивления R_0 и выполнить те же графические построения вольт-амперной характеристики, пользуясь имеющимся графиком функции (1. 27).

Как правило, режим работы варистора выбирается таким, чтобы рассеиваемая на нем мощность была малой и разогревом рабочего тела за счет протекающего тока можно было пренебречь. Поэтому коэффициент рассеяния для варистора не задается. Параметры, достаточные для расчета цепи с варистором, ограничиваются одним значением статического сопротивления, измеренным при номинальном напряжении $U_{ном}$ и некоторой известной температуре среды T_{01} , и двумя значениями начального статического сопротивления R_{01} и R_{02} , из которых первое измерено при той же температуре T_{01} , а второе при T_{02} . Начальное статическое сопротивление поддается при этом по результатам измерения тока через варистор, когда падение напряжения на нем составляет примерно $0,1 U_{ном}$.

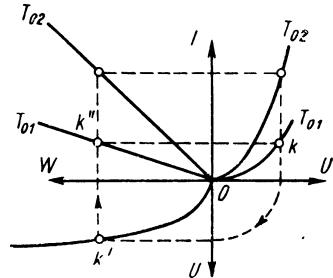


Рис. 1-15. Построение семейства вольт-амперных характеристик варистора

Из перечисленных параметров в каталогах приводится только номинальное напряжение $U_{ном}$. Под этой величиной подразумевается значение напряжения, превышение которого на 20% не вызывает заметного разогрева варистора. Кроме того, указываются ток в миллиамперах, протекающий через варистор при падении напряжения на нем, равном $U_{ном}$, и коэффициент нелинейности β , равный отношению статического сопротивления к дифференциальному, определяемому в точке, координатами которой являются указанные выше значения тока и напряжения. Все эти параметры входят в маркировку варистора. Так, например, НПР с коэффициентом нелинейности $\beta = 5$, рассчитанный на ток 10 ма при падении напряжения 50 в, имеет марку НПР-50-10-5. Значениями $U_{ном}$, $I_{ном}$, β можно воспользоваться для приближенного определения постоянной нелинейности a и начального статического сопротивления R_0

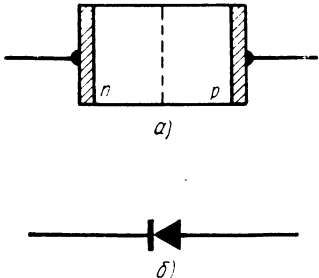
$$a = \frac{2(\beta - 1)}{\sqrt{U_{ном}}}; \tag{1. 29}$$

$$R_0 = \frac{U_{ном}}{I_{ном}} e^{2(\beta - 1)}, \tag{1. 30}$$

1. 6. Полупроводниковый диод

Полупроводниковый диод представляет собой монокристалл германия или кремния, в котором существуют граничащие друг с другом области с электронной и дырочной проводимостью, снабженные невыпрямляющими контактами, к последним присоединены выводы, необходимые для включения диода в схему (рис. 1-16, а).

Вольт-амперная характеристика электронно-дырочного перехода описывается выражением ¹



$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (1. 31)$$

где I_0 — ток насыщения;
 q — заряды электрона;
 U — внешнее напряжение;
 T — температура;
 k — постоянная Больцмана.

При комнатной температуре $\frac{kT}{q} \approx 0,025b$, следовательно, при отрицательном внешнем напряжении ($U < 0$) ток через диод достигнет насыщения уже при напряжении порядка десятых долей вольта и в дальнейшем будет оставаться равным I_0 . При положительных напряжениях, превышающих 0,1 в, в выражении (1. 31) можно пренебрегать единицей по сравнению с экспоненциальным членом. Это значит, что вольт-амперная характеристика p - n -перехода имеет вид, представленный на рис. 1. 17. Так как при изменении полярности напряжения токи, проходящие через диод, могут изменяться в сотни тысяч раз и более, то принято говорить о *направлении пропускания* (положительное напряжение на переходе) и *направлении запирания* (отрицательное напряжение на переходе). Токи, протекающие через переход в направлении пропускания, называются прямыми токами; токи, протекающие в направлении запирания, — обратными токами.

С ростом температуры величина обратного тока возрастает по экспоненциальному закону. Это значит, что вольт-амперные характеристики диода, включенного в направлении запирания, с ростом температуры смещаются, как показано на рис. 1-18. Если измерять статическое сопротивление при некотором фиксированном значе-

Рис. 1-16. Полупроводниковый диод:
 а — схема устройства; б — обозначение

¹ Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. «Советское радио», 1963.

нии обратного напряжения, равном 1 в, легко убедиться, что зависимость этого сопротивления от температуры достаточно точно описывается выражением (1. 1), т. е. диод имеет такую же температурную характеристику, что и терморезистор. Для расчета температурной характеристики диода достаточно располагать двумя значениями обратного тока I_{01} и I_{02} , измеренными при паде-

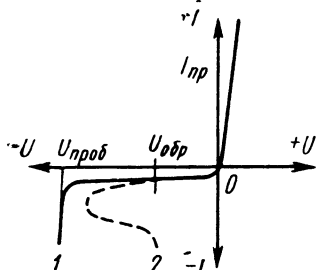


Рис. 1-17. Вольт-амперная характеристика $p-n$ -перехода: 1 — при лавинном пробое; 2 — тепловой пробой

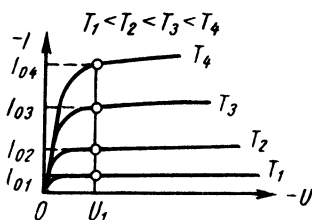


Рис. 1-18. Смещение обратной ветви вольт-амперной характеристики диода с ростом температуры

нии напряжения на диоде $U_1 = 1$ в и при двух известных температурах T_1 и T_2 . Учитывая, что в данном случае статическое сопротивление

$$R = \frac{1}{I_0}, \quad (1. 32)$$

можно записать выражения (1. 2) и (1. 3) в виде

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{I_{02}}{I_{01}}; \quad (1. 33)$$

$$R_\infty = \frac{1}{I_0} e^{-\frac{B}{T_1}}. \quad (1. 34)$$

Подставляя выражения (1. 32) и (1. 34) в (1. 4), получаем выражение температурной характеристики диода¹, описывающее зависимость обратного тока от температуры,

$$I_0 = I_{01} e^{\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T}\right)}. \quad (1. 35)$$

Следует иметь в виду, что германиевые диоды превосходят по термочувствительности лучшие образцы ПТС: коэффициент B у диодов составляет величину порядка 8000°K , т. е. примерно вдвое больше, чем у наиболее чувствительных ПТС.

¹ Ротберт И. Л. и Удалов Н. П. Полупроводниковый диод как датчик температуры. «Автоматика и телемеханика», т. XXIV, 1963, № 5.

При увеличении обратного напряжения на $p-n$ -переходе до определенной величины происходит резкое возрастание обратного тока — *пробой* $p-n$ -перехода. Различают следующие четыре возможных типа пробоя.

1. При высоких напряженностях поля связанные электроны переходят на более высокие энергетические уровни. Это облегчает тепловую ионизацию и переброс электронов в зону проводимости, т. е. происходит *пробой* $p-n$ -перехода *электрическим полем*. Такой вид пробоя наблюдается только в очень узких $p-n$ -переходах, так как необходимая для пробоя напряженность поля должна составлять примерно $7 \cdot 10^5$ в/см.

2. В большинстве случаев пробой наступает в результате *лавинного умножения* носителей внутри обедненного слоя, которое происходит при достаточно больших напряженностях электрического поля, когда свободный электрон приобретает необходимую для ионизации атома энергию. Освобожденные при этом электроны и дырки ускоряются полем и создают новые пары носителей.

3. В тех случаях, когда от $p-n$ -перехода не обеспечен достаточный теплоотвод, происходит разогрев обедненного слоя полупроводника обратным током. При достижении температуры T_m , которая может быть подсчитана из выражения (1. 9), обратная ветвь вольт-амперной характеристики перехода приобретает точку максимума, за которой следует участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Происходящее при этом лавинообразное нарастание тока является результатом *теплового пробоя*.

4. Если в месте выхода перехода на поверхность существует локальный заряд, силовые линии электрического поля в обедненном слое искривляются, и в зависимости от знака заряда напряженность поля вблизи поверхности понижается или повышается. В последнем случае может произойти пробой, который называется *поверхностным*.

Для предупреждения пробоя $p-n$ -перехода в каталогах указывается *максимальное обратное напряжение* $U_{обр\ max}$, которое значительно меньше, чем $U_{проб}$. Из других параметров, характеризующих предельные режимы работы диода, приводится максимальный прямой ток $I_{пр\ max}$ и $T_{дон}$.

1. 7. Полупроводниковые диоды специальных типов

Явление лавинного пробоя $p-n$ -перехода при соответствующем выборе материала может быть использовано для стабилизации уровня напряжения в схеме при изменении величины протекающего через диод тока. Предназначенные для этой цели диоды называются *опорными диодами*, или стабилизаторами. Основным параметром опорного диода является *номинальное напряжение стабилизации* $U_{ст}$, т. е. напряжение на диоде в рабочей области его вольт-амперной характеристики, где большому изменению тока через диод соответствует малое изменение напряжения. Другим важным параметром является дифференциальное сопротивление

на рабочем участке, так как эта величина характеризует точность стабилизации. Опорные диоды изготавливаются обычно из кремния.

Другим полупроводниковым прибором, конструктивная схема которого не отличается от обычного диода, является *туннельный диод*.

Чем больше насыщен примесями полупроводниковый материал, из которого изготовлен диод, тем меньше толщина слоя, в котором располагается объемный заряд, необходимый для образования перехода. При очень высокой концентрации примесей удается получить $p-n$ -переходы, в которых толщина обедненного слоя составляет всего $100-150 \text{ \AA}$ (это примерно в 40 раз меньше длины волны видимого света). Вольт-амперная характеристика столь узкого $p-n$ -перехода

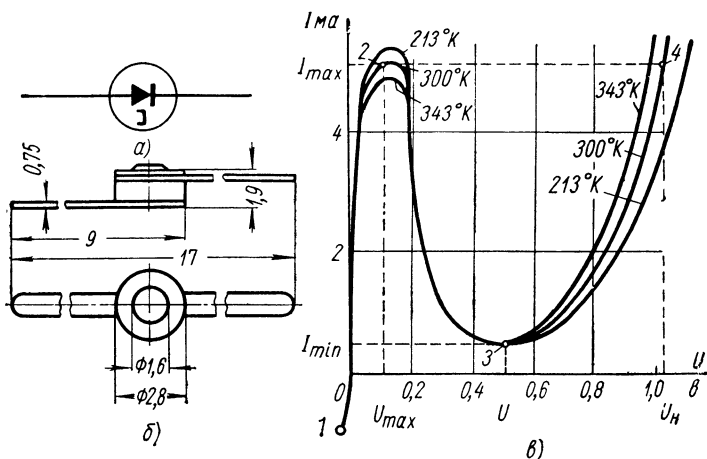


Рис. 1-19. Туннельный диод:

a — обозначение; *б* — габаритный чертеж; *в* — вольт-амперная характеристика

имеет необычный вид (рис. 1-19, в). на прямой ветви наблюдается участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, а при обратном смещении диод не запирается. Такое отклонение вольт-амперной характеристики узкого $p-n$ -перехода от обычной объясняется следующим.

В связи с ничтожной толщиной обедненного слоя, электрическое поле в нем получается исключительно сильным. Внешнее напряжение, приложенное в направлении запирания, еще больше увеличивает напряженность электрического поля и оно оказывается способным вырывать электроны из связей, отрывать их от своих атомов и выбрасывать в электронную область кристалла, где они становятся свободными носителями. Так как число электронов в связях полупроводника столь же велико, как и число свободных электронов в металле, то вольт-амперная характеристика при обратном смещении (участок $I=0$) не отличается от вольт-амперной характеристики металлического проводника. Такой механизм прохождения электронов через $p-n$ -переход получил название *туннельного эффекта*, а полупроводниковый прибор, основанный на этом эффекте, называется туннельным диодом¹

¹ В литературе встречается другое название — диод Есаки, по имени проф. Токийского университета Лео Есаки, опубликовавшего в 1958 г. первые сведения об этом приборе, которые были получены случайно при исследовании очень тонких $p-n$ -переходов

- При подключении к туннельному диоду напряжения в прямом направлении поле в $p-n$ -переходе несколько ослабляется, но еще остается достаточным для обеспечения туннельного эффекта (участок 0—2). Начиная с некоторого значения напряжения U_{\max} туннельный эффект постепенно исчезает, появляется падающий участок вольт-амперной характеристики (участок 2—3). При напряжениях, превышающих значение U_{\min} , при котором ток через $p-n$ -переход достигнет минимума, туннельный эффект практически не существует, в действие вступает обычный диодный процесс, и вольт-амперная характеристика туннельного диода сливается с характеристикой обычного диода (участок 3—4). Так как напряжения U_{\max} и U_{\min} составляют обычно десятые доли вольта, то весь участок рабочих напряжений туннельного диода лежит в пределах 1—1,5 в. Величина тока I_{\max} в точке максимума определяется площадью перехода, а величина U_{\min} для данного типа полупроводника практически постоянна.

Принципиальное отличие туннельного диода от обычного заключается в том, что перенос тока в туннельном диоде осуществляется основными носителями. В связи с этим туннельные диоды отличаются высоким верхним температурным пределом. Их частотные свойства не ограничены. Туннельные диоды работоспособны при крайне низких температурах, так как изготовлены из вырожденных полупроводников.

Важным недостатком туннельных диодов является высокий коэффициент шумов, который не поддается управлению.

В качестве материала для туннельных диодов применяют германий и арсенид галлия. Отрицательное сопротивление на падающем участке вольт-амперной характеристики составляет у германиевых приборов единицы-десятки ом, отношение $I_{\max}/I_{\min} = 12 \div 14$, максимальный ток I_{\max} до 5 а. Туннельные диоды из арсенида галлия характеризуются большими значениями I_{\max}/I_{\min} (до 40).

Наиболее характерными на вольт-амперной характеристике туннельного диода являются точки 2 и 3, поэтому основными параметрами, характеризующими туннельный диод, принято считать значение тока и напряжения, являющиеся координатами этих точек. Кроме того, в каталогах приводится *наибольшее напряжение* U_n — напряжение на диоде при протекании тока, равного I_{\max} , когда рабочая точка лежит на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики (точка 4 на рис. 1-19, в).

На рис. 1-19 показаны габаритные размеры и вольт-амперная характеристика одного из туннельных диодов¹.

1. 8. Фотодиод

Фотодиод представляет собой открытую для доступа света пластинку полупроводника, внутри которой имеются области электронной и дырочной проводимости, разделенные $p-n$ -переходом. Электронная и дырочная области снабжены невыпрямляющими контактами, к которым присоединены выводы, необходимые для включения фотодиода в схему (рис. 1-20, а).

Затемненный фотодиод (световой поток $\Phi = 0$) не отличается от рассмотренного выше полупроводникового диода и его вольт-амперная характеристика описывается выражением (1. 31). Обратный ток затемненного фотодиода (его называют *темновым током*) является функцией температуры, которая описывается выражением (1. 35).

¹ Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам. Под ред. Горюнова Н. Н., «Энергия», 1964.

Под действием света, падающего на поверхность полупроводника, в последнем образуются пары электрон—дырка. Неосновные носители диффундируют в область p — n -перехода, втягиваются его полем и выбрасываются в область, расположенную за переходом, образуя в ней заряд.

Вольт-амперная характеристика фотодиода может быть описана выражением

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right) - I_\phi, \quad (1.36)$$

где I_ϕ — фототок, т. е. ток, созданный носителями, возбужденными за счет света;

I — ток во внешней цепи.

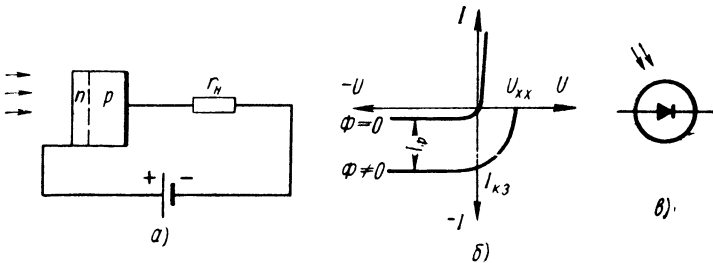


Рис. 1-20. Фотодиод:

a — принципиальная схема; b — вольт-амперная характеристика; c — условное обозначение

Когда ток во внешней цепи $I = 0$, напряжение на освещенном фотодиоде U_{xx} (напряжение холостого хода) согласно выражению (1.36) имеет величину

$$U_{xx} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_\phi}{I_0} + 1 \right). \quad (1.37)$$

Значение тока короткого замыкания можно найти, приняв в выражении (1.36) $U = 0$:

$$I_{кз} = -I_\phi. \quad (1.38)$$

Фототок I_ϕ связан линейной зависимостью с величиной светового потока Φ

$$I_\phi = k\Phi, \quad (1.39)$$

где k — чувствительность фотодиода.

При $U < 0$ и $\Phi \neq 0$ экспоненциальный член в скобках значительно меньше единицы; следовательно,

$$I = -I_0 - I_\phi, \quad (1.40)$$

а вольт-амперная характеристика фотодиода, включенного в направлении запирапия, сместится параллельно темновой вольт-амперной характеристике (рис. 1-20, б) в третьем квадранте. Однако вольт-амперные характеристики реального фотодиода при увеличении светового потока не остаются параллельными друг другу: чем больше световой поток, тем больший угол образует вольт-амперная характеристика с осью напряжений (рис. 1-21). Если измерить величину установившегося тока через освещенный фотодиод при некотором падении напряжения на нем $U = \text{const}$,

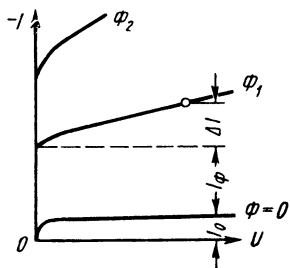


Рис. 1-21. Реальная вольт-амперная характеристика фотодиода

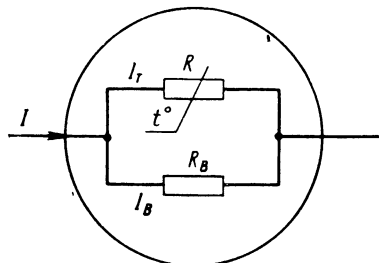


Рис. 1-22. Схема замещения фотодиода

то окажется, что приращение тока, вызванное действием света, превышает расчетное значение I_ϕ на некоторую величину ΔI . Учитывая ярко выраженную зависимость статического сопротивления фотодиода от температуры, можно допустить, что приращение тока ΔI обусловлено исключительно разогревом фотодиода протекающим через него фототоком I_ϕ . Это значит, что ток, протекающий через фотодиод при данных значениях светового потока Φ и падения напряжения на фотодиоде U , будем рассматривать как сумму двух слагаемых

$$I = I_\phi + I_T; \quad (1.41)$$

первое из них I_ϕ не зависит от температуры, а второе

$$I_T = I_0 + \Delta I \quad (1.42)$$

есть функция температуры T , которая устанавливается в результате рассеяния на фотодиоде мощности $P = I_\phi U$.

В соответствии с выражением (1.41) фотодиод можно представить в виде двух параллельно включенных сопротивлений, одно из которых (R_B) имеет нелинейную вольт-амперную характеристику (1.39) и не зависит от температуры (*варистор*), а второе (R_T)

определяется исключительно температурой (*термистор*)¹. Учитывая, что оба сопротивления, образующие схему замещения (рис. 1-22), физически представляют собой одно рабочее тело фотодиода, последний можно рассматривать как подогревный термистор, в котором роль подогревателя играет варистор, причем между подогревателем и термистором существует идеальный тепловой контакт. Если допустить, что термистор здесь работает в линейном режиме, то величина тока I_T согласно выражению (1. 35) будет определяться температурой варистора T , которая связана с рассеиваемой на нем мощностью выражением (1. 5).

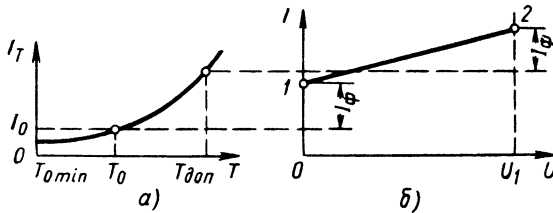


Рис. 1-23. Построение вольт-амперной характеристики фотодиода

Таким образом, для определения координат точки вольт-амперной характеристики фотодиода достаточно задаться значением его температуры и воспользоваться системой уравнений (1. 5), (1. 35), (1. 39), (1. 41).

Для построения вольт-амперной характеристики фотодиода достаточно найти координаты двух ее точек, одна из которых соответствует температуре среды T_0 , т. е. лежит на оси токов, а другая соответствует разогреву рабочего тела до наибольшей температуры $T_{дон}$, допустимой для данного полупроводникового прибора. Остальные точки характеристики можно считать лежащими на прямой, проведенной через две найденные точки.

Если требуется построить семейство вольт-амперных характеристик, соответствующих нескольким значениям светового потока, можно воспользоваться графическим приемом, показанным на рис. 1-23.

Техника расчета сводится к следующему. Строят температурную характеристику (рис. 1-23, а) и координаты будущего семейства вольт-амперных характеристик (рис. 1-23, б). Подсчитывают $I_\phi = k\Phi$. На рис. 1-23, б наносят линию допустимой мощности, которую находят, подставив в уравнение (1. 5)

¹ Удалов Н. П. Приближенное определение температуры нелинейного сопротивления типа термистор-варистор. «Инженерно-физический журнал», т. IV, 1961, № 11.

известные значения $T_{\text{доп}}$, T_0 , b . Дальнейшее построение ясно из рис. 1-23.

При скачкообразном изменении светового потока, падающего на фотодиод, изменение тока в цепи происходит с некоторым запаздыванием, длительность которого определяется, с одной стороны, временем пролета неосновных носителей через базу, с другой стороны, — временем разогрева фотодиода протекающим через него током. Первая составляющая времени переходного процесса

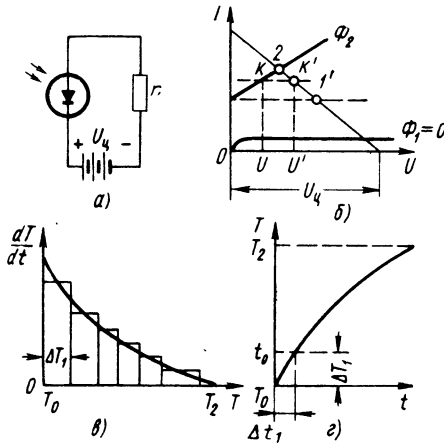


Рис. 1-24. Расчет переходного процесса в цепи с фотодиодом

линией, а состояние цепи будет характеризоваться точкой $1'$. Под действием возросшего тока начинается разогрев фотодиода, который завершится при некоторой температуре T_2 , соответствующей точке 2 статической вольт-амперной характеристики при потоке Φ_2 . За время переходного процесса температура фотодиода примет все значения от T_0 до T_2 , а рабочая точка будет перемещаться по отрезку $1'-2$ нагрузочной прямой. Рассчитать такой переходный процесс можно графоаналитическим методом, применяемый для цепей с терморезисторами, имея в виду, что мгновенные вольт-амперные характеристики, соответствующие мгновенным значениям температуры, представляют собой прямые, параллельные оси напряжений, и само выражение (1. 20) примет вид

$$\frac{dT}{dt} = \frac{I'_k (U'_k - U_k)}{H}, \quad (1. 43)$$

так как

$$I'_k = I_k.$$

значительно меньше второй и во многих случаях ею можно пренебрегать, считая, что время переходного процесса определяется только тепловой инерционностью.

Допустим, фотодиод, включенный по схеме, изображенной на рис. 1-24, a , первоначально был затемнен ($\Phi_1 = 0$), а затем оказался под действием светового потока Φ_2 ; ток в цепи увеличится при этом скачком на величину $I_\phi = k\Phi_2$, т. е. в момент изменения светового потока вольт-амперная характеристика примет положение, показанное на рис. 1-24, b пунктирной

В остальном расчет переходного процесса не отличается от расчета переходного процесса в цепи с термистором и ведется, как показано на рис. 1-24, в, г.

1. 9. Транзистор

Транзистор, или полупроводниковый триод, состоит из двух противоположно направленных $p-n$ -переходов, которые объединены таким образом, что одна из областей оказывается общей

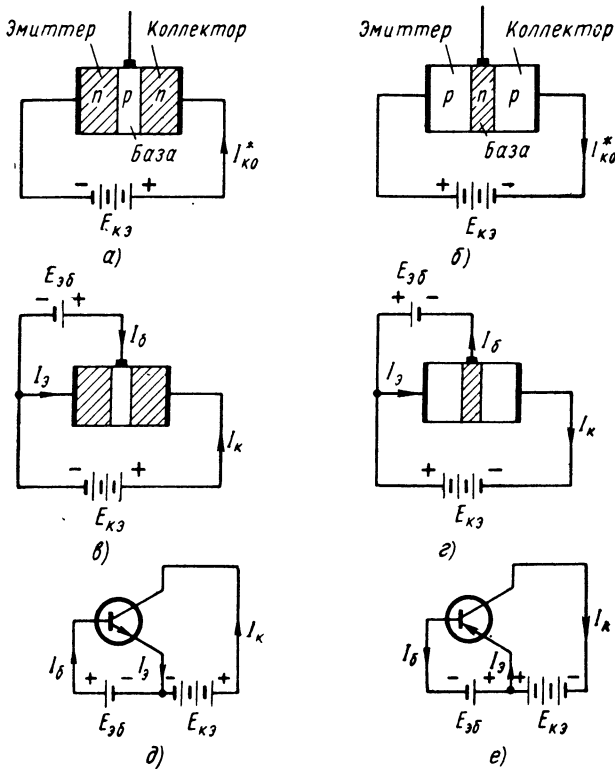


Рис. 1-25. Структура и включение транзистора:
 а и б — включение со свободной базой; в и г — включение по схеме с общим эмиттером; д и е — принятое обозначение

Если объединены области p этих переходов, то транзистор имеет структуру $n-p-n$. При объединении n -областей транзистор имеет структуру $p-n-p$ (рис. 1-25).

Одна из внешних областей называется эмиттером, другая — коллектором. Средняя область называется базой.

Если между эмиттером и коллектором приложить напряжение, то один из переходов окажется включенным в прямом, а другой в обратном направлении. Например, если к транзистору $n-p-n$ приложить напряжение так, чтобы слева был отрицательный, а справа положительный полюс, то первый переход свободно пропустит электроны слева направо, а второй переход преградит им дальнейший путь. Электроны, способные преодолеть этот потенциальный барьер в результате теплового воздействия, создадут небольшой начальный ток $I_{к0}^*$. При малых значениях напряжения величина этого тока определяется исключительно температурой окружающей среды T_0 [см. выражение (1.35)]. При достаточно высоком напряжении выделяемая начальным током мощность вызовет дополнительное нагревание переходов, которое повлечет за собой дальнейшее увеличение тока, что может привести к тепловому пробое коллекторного перехода.

Если между эмиттером и базой приложено в прямом направлении небольшое напряжение (рис. 1-25, в), то через переход между эмиттером и базой появится ток, который внесет в базу (область p) свободные электроны из эмиттера. Так как толщина базы меньше диффузионной длины для электронов в p -слое, то большая часть электронов проникает в коллектор, откуда они будут извлечены высоким потенциалом источника напряжения $E_{кз}$. Следовательно, они преодолеют потенциальный барьер второго перехода и, пройдя через коллектор и источник питания, вернуться к эмиттеру. Те электроны, которые во время пробега по базе встретили на своем пути дырки, образуют ток I_b через вывод базы. Таким образом, достаточно приложить небольшое напряжение между базой и эмиттером, чтобы открыть электронам путь через переход база—коллектор, который в обычных условиях препятствует перемещению их в обратном направлении. Открывание таким способом запертого обратным напряжением второго перехода называется *транзисторным эффектом*.

Для маломощных транзисторов между базой и эмиттером прикладывают напряжение порядка 0,2 в, при этом в цепи базы проходит ток в несколько десятков микроампер. Напряжение, прикладываемое между эмиттером и коллектором, может составлять 5—10 в, при этом ток коллектора может достигнуть нескольких миллиампер.

В транзисторе структуры $p-n-p$ коллектор должен быть отрицательным по отношению к эмиттеру (рис. 1-25, г). При таком подключении напряжений сопротивление перехода эмиттер—база уменьшается в проводящем направлении. Дырки эмиттера устремляются через $p-n$ -переход в базу. Благодаря малой толщине базы большинство дырок проникает через нее в коллектор, где дырки

нейтрализуются электронами, поступающими от отрицательного полюса батареи E_k . Когда один электрон проникает из источника в коллектор, чтобы нейтрализовать дырку, другой электрон покидает один из атомов эмиттера и поглощается положительным полюсом источника. Покидая свой атом, данный электрон порождает в эмиттере новую дырку. Ток поддерживается движением дырок от эмиттера к коллектору и электронов в обратном направлении. Незначительная часть дырок, перешедших из эмиттера в базу, нейтрализуется электронами, поступающим с отрицательного полюса батареи $E_{эб}$. Таким образом, они создают небольшой ток базы.

Несмотря на то, что токи через эмиттерный и коллекторный переходы почти одинаковы, мощность, рассеиваемая на коллекторе, значительно больше мощности, рассеиваемой на эмиттерном переходе. Это объясняется тем, что напряжение между базой и эмиттером значительно меньше, чем между базой и коллектором. Чтобы облегчить отвод тепла от коллектора, его делают большей площади, чем эмиттер.

В мощных транзисторах коллектор припаян к металлическому корпусу, что облегчает излучение тепла и передачу его на шасси благодаря теплопроводности корпуса. Характерная конструкция транзистора показана на рис. 4.

Вольт-амперные характеристики коллекторной цепи (*выходные характеристики* транзистора), изображающие зависимость тока коллектора I_k от напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ при фиксированных значениях тока базы, показаны в первом квадранте на рис. 1-26, б. При отсутствии базового тока ($I_b = 0$) в цепи протекает неуправляемый ток $I_{к0}^*$. Дифференциальное сопротивление в точках выходной характеристики при $I_b = 0$ составляет десятки и сотни килоом. Статическое сопротивление также очень велико и при достаточно больших напряжениях мало отличается от дифференциального.

Выходную характеристику при токе базы $I_b \neq 0$ (полярности напряжений $U_{эб}$ и $U_{кэ}$ показаны на рис. 1-27, а индексом I) можно разделить на два участка: один до «колена», другой правее «колена». На первом участке транзистор отличается весьма низким значением дифференциального и статического сопротивлений, которые практически равны между собой. Правее «колена» дифференциальное сопротивление весьма велико, хотя оно несколько ниже, чем при $I_b = 0$, и падает по мере увеличения тока базы. Статическое сопротивление на втором участке значительно меньше дифференциального и определяется как током базы, так и величиной напряжения $U_{кэ}$. Необходимо отметить, что эти кривые проходят не через начало координат (рис. 1-26, д).

Если в цепь коллектора включена нагрузка R (на рис. 1-26, б, линия нагрузки изображена прямой AB), то в зависимости от

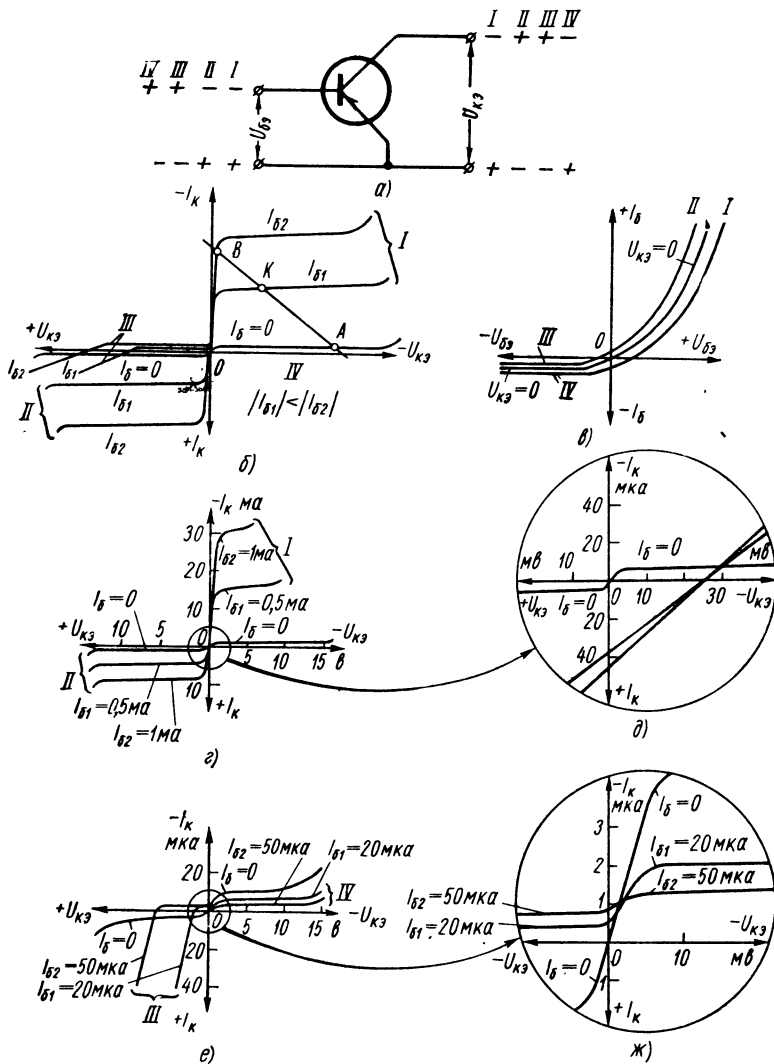


Рис. 1-26. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером:

а — возможные сочетания полярности напряжений на входе и выходе; б — семейство вольтамперных характеристик выходной цепи; в — входные характеристики; г — пример выходных вольтамперных характеристик при сочетании полярностей I и II; д — начальные участки характеристик; е — пример выходных характеристик при сочетании полярностей III и IV; ж — начальные участки выходных характеристик

величины тока базы транзистор может находиться в трех состояниях.

При $I_b = 0$ транзистор находится в *режиме отсечки* (точка A), который отличается тем, что по нагрузке течет неуправляемый ток коллектора и почти все напряжение источника питания $E_{кз}$ приложено к транзистору. Если ток базы настолько велик, что рабочая точка лежит на первом участке выходной характеристики (точка B) и напряжение питания почти целиком приложено к нагрузке, а ток в нагрузке зависит главным образом от напряжения питания и ее сопротивления, считают, что транзистор работает в *режиме насыщения*.

Режим насыщения соответствует прямому смещению обоих переходов транзистора.

В режиме отсечки, как уже указано, транзистор представляет собой большое сопротивление и может сравниваться с разомкнутым контактом в цепи нагрузки; малое сопротивление транзистора в режиме насыщения позволяет сравнивать его с замкнутым контактом.

При увеличении тока базы от нуля рабочая точка K перемещается по нагрузочной прямой от положения A к B . Режим, соответствующий любому положению рабочей точки между точками A и B , называется *активным*. В этом случае эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. Из рассмотренной выше картины прохождения носителей тока через транзистор видно, что в активном режиме ток коллектора мало зависит от сопротивления нагрузки и напряжения питания коллекторной цепи. Он определяется главным образом током базы. При этом приращение тока коллектора ΔI_k пропорционально приращению тока базы ΔI_b

$$\Delta I_k = \beta \Delta I_b. \quad (1.44)$$

Коэффициент пропорциональности β называется *коэффициентом усиления по току*. Обычно β достигает нескольких десятков.

Если полярность напряжения $U_{кз}$ изменить на противоположную, а полярность напряжения $U_{бэ}$ оставить прежней (на рис. 1-26, a это сочетание полярностей обозначено индексом II), то коллекторный переход окажется смещенным в прямом направлении.

При $I_b = 0$ (если цепь базы разорвана) в цепи коллектора протекает неуправляемый ток, направление которого противоположно току $I_{к0}^*$, а величина его может отличаться от $I_{к0}^*$ вследствие различия размеров коллекторного и эмиттерного переходов. Вольт-амперная характеристика проходит в третьем квадранте

вблизи оси напряжений. Если цепь база—эмиттер закорочена, то вольт-амперная характеристика полностью проходит в третьем квадранте и имеет колено. При $I_б \neq 0$ выходные характеристики лежат в третьем квадранте и аналогичны кривым при сочетании полярностей I , однако коэффициент усиления по току имеет другую величину, о чем можно судить по кривым, приведенным на рис. 1-26, *г*.

Если напряжение на входе и выходе приложено так, что база и коллектор имеют положительный потенциал относительно эмиттера (на рис. 1-26, *а* это сочетание полярностей обозначено индексом III), то при значениях $U_{кэ} < U_{бэ}$ коллектор будет иметь отрицательный потенциал по отношению к базе. Следовательно, в цепи коллектора будет протекать обратный ток коллекторного перехода $I_{к0}$. Вольт-амперные характеристики находятся во втором квадранте. Когда $U_{кэ} > U_{бэ}$ коллектор имеет положительный потенциал относительно базы и через коллекторный переход протекает прямой ток (вольт-амперная характеристика проходит в третьем квадранте). Точка пересечения кривой с осью напряжений соответствует $U_{кэ} = U_{бэ}$.

Если напряжения $U_{кэ}$ и $U_{бэ}$ имеют полярность, обозначенную на рис. 1-26, *а* индексом IV , то в цепях коллектора и эмиттера будут протекать обратные токи переходов. Выходные характеристики будут лежать в первом квадранте значительно ниже, чем при $I_б = 0$. Это состояние транзистора используется обычно для создания режима отсечки, так как коллекторная цепь при этом имеет значительно большее сопротивление, чем при $I_б = 0$. Начальные участки кривых для сочетаний полярностей III и IV показаны на рис. 1-26, *ж*.

Вольт-амперные характеристики эмиттерного перехода — входные характеристики транзистора, изображающие зависимость тока базы $I_б$ от напряжения $U_{бэ}$, показаны на рис. 1-26, *в*. При $U_{кэ} = 0$ входная характеристика не отличается от вольт-амперной характеристики $p-n$ -перехода. При увеличении коллекторного напряжения (полярность I) до нескольких десятых вольта прямая ветвь вольт-амперной характеристики смещается вправо, но при дальнейшем увеличении $U_{кэ}$ она изменяется мало. Дифференциальное сопротивление в точках прямой ветви входной характеристики мало и составляет десятки ом.

При сочетании полярностей II входные характеристики смещаются несколько влево.

При сочетании полярностей III входные характеристики проходят во втором квадранте, пересекают ось напряжений в точке $U_{кэ} = U_{бэ}$ и далее располагаются в третьем квадранте над обратной ветвью вольт-амперной характеристики, соответствующей $U_{кэ} = 0$.

Вольт-амперные характеристики, соответствующие сочетанию полярностей IV , проходят через четвертый квадрант в третий, где располагаются в непосредственной близости к кривой $U_{кэ} = 0$ (ниже ее).

Приближенный расчет выходной характеристики транзистора можно произвести, пользуясь, как и в случае фотодиода, схемой замещения, приведенной на рис. 1-22. Ток варистора $I_в$ в данном случае представляет собой приращение тока коллектора, обусловленное током базы. Следовательно, вольт-амперная характеристика варистора будет описываться выражением (1. 44), и система уравнений, необходимых для расчета, примет вид

$$\begin{aligned} I_{к} &= I_{в} + I_{т}; \\ I_{т} &= I_{01}^* e^{\left(\frac{B}{T_1} - \frac{B}{T}\right)}; \\ I_{в} &= \beta I_{б}; \\ I_{в} U_{кэ} &= b (T - T_0). \end{aligned}$$

Техника расчета выходной характеристики триода при заданных значениях $I_б$ и T_0 не отличается от техники расчета вольт-амперной характеристики фотодиода при заданных значениях светового потока Φ и температуры среды T_0 .

1. 10. Свойства транзистора при включении по схемам с общей базой и общим коллектором

При рассмотрении транзистора в предыдущем параграфе было принято, что цепь база—эмиттер является входной, а цепь коллектор—эмиттер — выходной. Так как у транзистора три электрода, то один из них оказался общим для входной и выходной цепей. В рассмотренном случае общим был эмиттерный электрод и схема включения поэтому называется схемой с общим эмиттером (ОЭ). Общим может оказаться любой из трех электродов транзистора. Поэтому необходимо рассмотреть еще две возможные схемы включения: с общей базой (ОБ) и схему с общим коллектором (ОК).

На рис. 1-27, а приведена схема включения ОБ. Входной цепью является цепь эмиттер—база, а выходной — цепь коллектор—база. Если входное напряжение $U_{эб} = 0$, а к коллектору напряжение приложено в направлении запирания, то в цепи коллектора протекает неуправляемый ток $I_{к0}$, т. е. коллектор ведет себя как изолированный $p-n$ -переход, включенный в направлении запирания. Выходная характеристика — зависимость тока коллектора $I_{к}$ от напряжения $U_{кб}$, в данном случае не отличается от вольт-амперной характеристики диода, включенного в направлении запирания (на рис. 1-27, б она показана в первом квадранте и обозначена

$I_3 = 0$). Когда входное напряжение $U_{эб} \neq 0$ и приложено к эмиттерному переходу в прямом направлении, через эмиттерный переход из эмиттера в базу свободно проникают дырки, основная масса которых не успевает рекомбинировать в базе, а проникает в коллектор. Таким образом, ток коллектора получит приращение ΔI_K , величина которого несколько меньше, чем приращение тока эмиттера ΔI_3 :

$$\Delta I_K = \alpha \Delta I_3, \quad (1.45)$$

где α — коэффициент передачи тока.

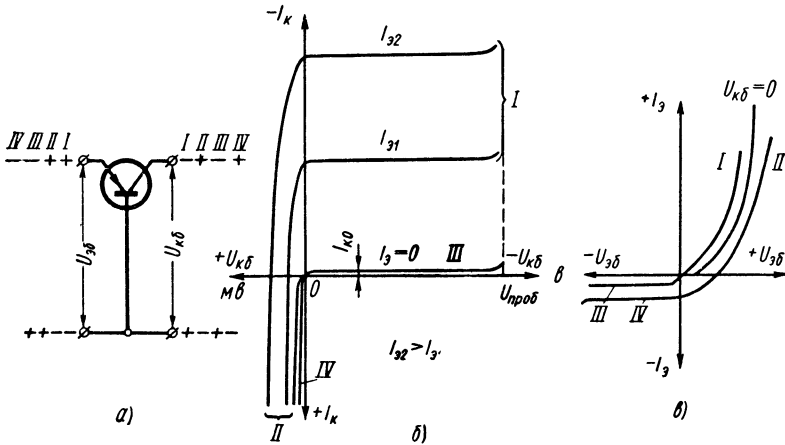


Рис. 1-27. Включение транзистора по схеме с общей базой:

a — возможные сочетания полярности напряжений на входе и выходе; $б$ — выходные характеристики; $в$ — входные характеристики

Обычно $\alpha = 0,95 \div 0,98$. За счет этого приращения тока выходная характеристика смещается вверх на соответствующую величину и даже в области малых отрицательных напряжений $U_{кб}$ проходит почти параллельно характеристике, соответствующей $I_3 = 0$. Дифференциальное сопротивление в точках выходной характеристики здесь значительно выше, чем при включении триода по схеме ОЭ, и мало изменяется с ростом входного тока. При $U_{кб} = 0$ выходные характеристики пересекают ось токов. Если изменить знак напряжения $U_{кб}$ на противоположный, а напряжение на входе оставить прежней величины и полярности (на рис. 1-27 обозначено индексом II), то вольт-амперная характеристика перейдет во второй квадрант и, претерпев при небольшом положительном напряжении резкий излом, придет почти параллельно

оси токов до пересечения с осью напряжений при $U_{кб} = U_{эб}$. Дальнейшее увеличение напряжения $U_{кб}$ может повлечь за собой разрушение триода, так как через базу будет протекать сумма прямых токов эмиттерного и коллекторного переходов. Вольт-амперные характеристики для значений $U_{кб} > U_{эб}$ показаны в третьем квадранте на рис. 1-27, б.

Если напряжения $U_{эб}$ и $U_{кб}$ приложены так, что оба перехода включены в направлении запириания (на рис. 1-27, а это сочетание обозначено индексом III), выходная характеристика проходит в первом квадранте и совпадает с характеристикой $I_э = 0$. При той же полярности напряжения $U_{эб}$ и прямом токе через коллекторный переход (сочетание IV) в цепи коллектора проходит прямой ток, а через эмиттерный переход проходит зависящий от него ток в обратном направлении, т. е. эмиттер и коллектор меняются ролями. В этом проявляется свойство обратимости транзистора. Обычно коэффициент передачи тока у «перевернутого» триода $\alpha_{обр} \neq \alpha$, но бывают симметричные триоды, у которых

$$\alpha_{обр} = \alpha.$$

Семейство входных характеристик $I_э = f(U_{эб})$ при включении по схеме ОБ показано на рис. 1-27, в. Когда эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в направлении запириания (сочетание полярностей I), входная характеристика лежит в первом квадранте; она аналогична прямой ветви вольт-амперной характеристики диода. Увеличение отрицательного напряжения $U_{кб}$ смещает ее влево, но это смещение заметно при небольших напряжениях $U_{кб}$. Если $U_{кб}$ превышает несколько вольт, то входные характеристики практически сливаются.

Если на эмиттере и коллекторе имеется положительный потенциал относительно базы (сочетание II), то при $U_{кб} < U_{эб}$ вольт-амперная характеристика цепи эмиттер—база лежит в четвертом квадранте. При $U_{кб} = U_{эб}$ она пересекает ось напряжений, а при $U_{эб} > U_{кб}$ проходит в первом квадранте.

Когда $U_{кб}$ и $U_{эб}$ приложены в направлении запириания (сочетание III), входная характеристика представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики p — n -перехода. На рис. 1-27, б она изображена в третьем квадранте.

Сочетание полярностей IV, как уже сказано, соответствует «перевернутому» состоянию транзистора, вольт-амперная характеристика его входной цепи лежит в третьем квадранте и параллельна оси напряжений.

Коэффициент передачи тока α находится в определенной зависимости от коэффициента усиления β . Эту зависимость трудно установить, заменив в выражении (1.45) значение $\Delta I_э$

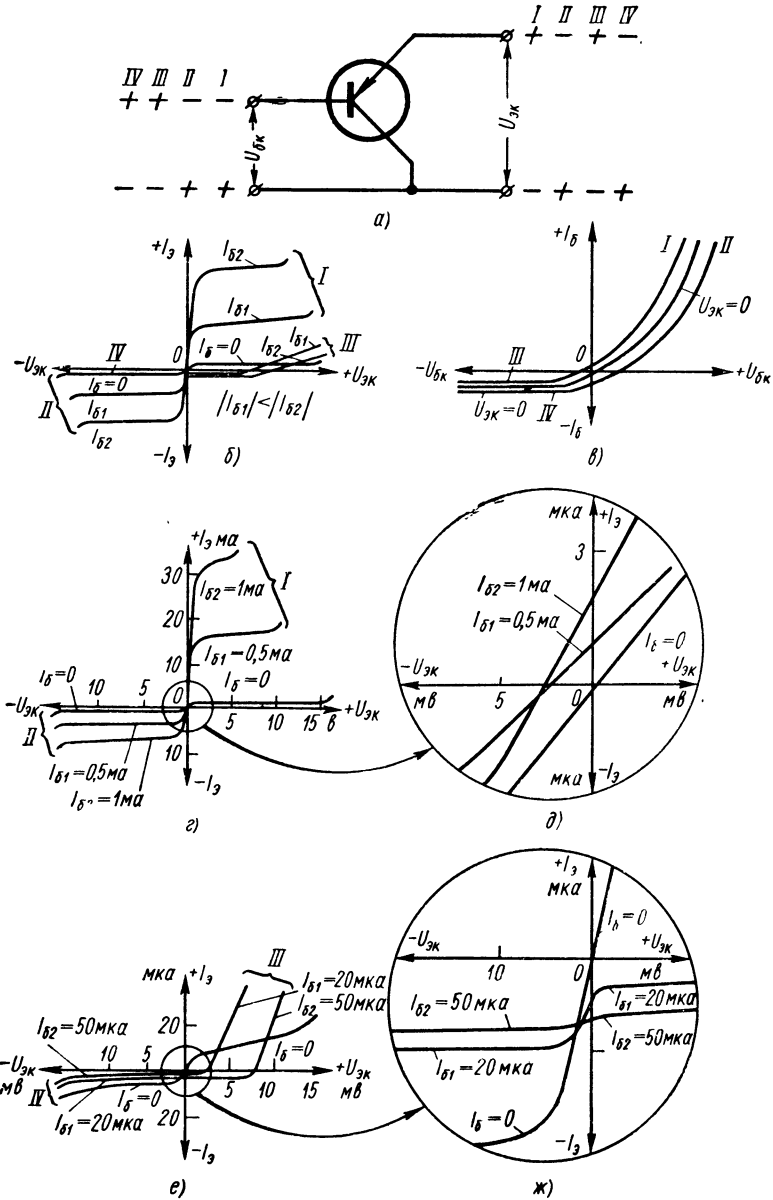


Рис. 1-28. Включение транзистора по схеме с общим коллектором:

а — возможные сочетания полярности напряжений на входе и выходе; б — семейство вольт-амперных характеристик выходной цепи; в — входные характеристики, г — пример выходных характеристик при сочетании полярностей I и II; д — начальные участки характеристик; е — пример входных характеристик при сочетании полярностей III и IV; ж — начальные участки выходных характеристик

суммой приращения тока базы и коллектора согласно рис. 1-27, а при сочетании полярностей I входного и выходного напряжений

$$\Delta I_3 = \Delta I_6 + \Delta I_K. \quad (1.46)$$

Следовательно,

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6 + \Delta I_K}; \quad \alpha = \frac{\Delta I_K / \Delta I_6}{1 + \Delta I_K / \Delta I_6};$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (1.47)$$

При включении по схеме с общим коллектором (рис. 1-28, а) выходные характеристики $I_3 = f(U_{3к})$ при $I_6 = \text{const}$ имеют вид, показанный на рис. 1-28, б. При сочетании полярностей I и II они имеют тот же характер, что и в схеме с общим эмиттером. Пример реальных характеристик (транзистор типа П15) показан на рис. 1-28, г. При $I_6 = 0$ неуправляемый ток эмиттера $I_{30}^* = I_{к0}^*$. Кривые проходят через второй квадрант и пересекаются в третьем квадранте (рис. 1-28, д). Вследствие несимметричности транзистора пересечение происходит ближе к началу координат, чем при включении по схеме с общим эмиттером.

При сочетании полярностей III и IV кривые проходят, как показано на рис. 1-28, е, ж.

Коэффициент усиления по току (сочетание полярностей I)

$$\gamma = \frac{\Delta I_3}{\Delta I_6}. \quad (1.48)$$

Учитывая выражение (1.46), получаем

$$\gamma = \frac{\Delta I_K + \Delta I_6}{\Delta I_6} = \beta + 1. \quad (1.49)$$

Между коэффициентами усиления трех основных схем существует соотношение

$$\alpha\gamma = \beta. \quad (1.50)$$

Входные характеристики

$$I_6 = f(U_{6к}) \text{ при } U_{3к} = \text{const} \quad (1.51)$$

показаны на рис. 1-28, в.

1. 11. Полупроводниковые $p-n-p-n$ -переключатели

Динистор, или неуправляемый переключающий диод, представляет собой полупроводниковый кристалл с четырьмя чередующимися слоями электронной и дырочной проводимости, разделенными тремя переходами (рис. 1-29). Если на такую структуру

подать напряжение указанной на рисунке полярности, то переходы 1 и 3 окажутся смещенными в прямом направлении, а переход 2 в обратном. Это значит, что рассматриваемую четырехслойную структуру можно представить в виде комбинации двух транзисторов (типов $p-n-p$ и $n-p-n$), включенных, как показано на рис. 1-29, б. В транзисторе типа $p-n-p$ — переход 1 является эмиттерным, а в транзисторе типа $n-p-n$ эмиттерным переходом является переход 3. Коллекторным в обоих случаях является переход 2. Положим, транзистор типа $p-n-p$ имеет коэффициент

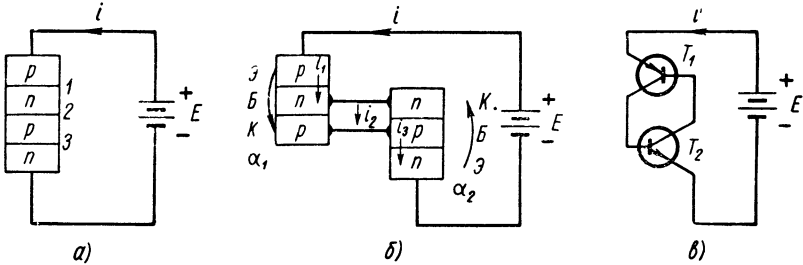


Рис. 1-29. Динистор:

а — структура; б и в — схемы замещения

усиления по току α_1 , а второй транзистор α_2 . Тогда согласно этой схеме замещения ток i_2 через переход 2 является суммой коллекторных токов двух триодов и обычного тока утечки перехода, смещенного в обратном направлении $I_{\kappa 0}$,

$$i_2 = i_1 \alpha_1 + i_3 \alpha_2 + I_{\kappa 0}. \quad (1.52)$$

Но

$$i_1 = i_2 = i_3 = i. \quad (1.53)$$

Следовательно,

$$i = i (\alpha_1 + \alpha_2) + I_{\kappa 0}, \quad (1.54)$$

откуда

$$i = \frac{I_{\kappa 0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1.55)$$

Из выражения (1.55) следует, что при условии

$$(\alpha_1 + \alpha_2) = 1 \quad (1.56)$$

ток в цепи будет неограниченно возрастать ($i = \infty$). Это значит, что на вольт-амперной характеристике $p-n-p-n$ -структуры должен быть участок, параллельный оси токов. Типичная вольт-

амперная характеристика такой структуры показана на рис. 1-30. При подаче на структуру прямого напряжения (на рис. 1-29 переходы 1 и 3 открыты, переход 2 заперт), через нее протекает небольшой ток насыщения, величина которого определяется качеством центрального перехода. Дифференциальное сопротивление на этом участке достигает сотен мегом. По мере увеличения напряжения на структуре ток перехода 2 возрастает (как у любого запертого диода), и ток через структуру увеличивается. В связи с тем, что коэффициенты усиления триодов α_1 и α_2 зависят от вели-

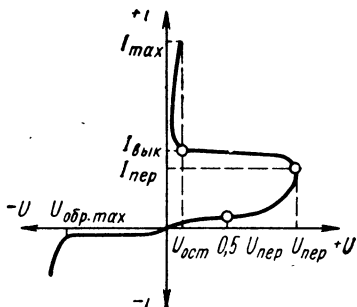


Рис. 1-30. Вольт-амперная характеристика динистора

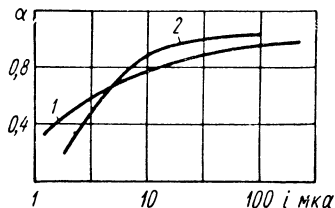


Рис. 1-31. Зависимость коэффициента передачи кремниевых транзисторов от тока эмиттера:

1 — транзистор типа $p-n-p$;
2 — транзистор типа $n-p-n$

чины тока эмиттера (с ростом тока эмиттера они увеличиваются, как это показано на рис. 1-31), происходит дальнейшее увеличение тока через $p-n-p-n$ -структуру. Это приводит при достижении некоторого напряжения $U_{пер}$ к выполнению условия (1. 56). После прохождения точки, в которой $dU/dI = 0$, на вольт-амперной характеристике появляется участок отрицательного сопротивления. Благодаря увеличению тока, протекающего через структуру, возрастают значения коэффициентов усиления составляющих триодов, роль тока I_0 центрального перехода уменьшается и напряжение на структуре понижается.

При достижении током величины $I_{выкл}$ сумма коэффициентов усиления по току становится больше единицы. Нетрудно убедиться в том, что при $(\alpha_1 + \alpha_2) > 1$ через коллекторный переход протекает ток, больший чем общий ток, протекающий через структуру. Для выполнения равенства тока через центральный переход общему току через структуру необходимо, чтобы центральный переход оказался смещенным в пропускном направлении и эмиттировал электроны и дырки обратно в базовые слои. Таким образом, при значениях тока через структуру выше $I_{выкл}$ все три перехода должны быть смещены в прямом направлении. Американский

физик Молл показал, что в этом случае общее падение напряжения на структуре составляет

$$U \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{s2} I}{I_{s1} I_{s3} (1 - \alpha_1 - \alpha_2)} + iR_0, \quad (1.57)$$

где I_{s1} , I_{s2} , I_{s3} — токи насыщения переходов 1, 2, 3 соответственно при коротком замыкании двух других переходов;

R_0 — омическое сопротивление концевых (эмиттерных) областей структуры.

При токах через $p-n-p-n$ -структуру в десятые доли ампера величина первого члена в выражении (1.57), соответствующего падению напряжения в одиночном диоде, смещенном в прямом направлении, составляет 0,6—0,8 в. На этом участке вольт-амперной характеристики дифференциальное сопротивление составляет десятые доли ома.

Таким образом, можно считать, что в основе переключающего действия $p-n-p-n$ -структуры лежит зависимость коэффициентов усиления по току составляющих транзисторов от электрического режима структуры.

Если к $p-n-p-n$ -структуре приложить обратное напряжение, то переход 2 будет смещен в прямом направлении, а боковые переходы 2 и 3 — в запиорном направлении. Ввиду того что боковые переходы, как правило, создаются неодинаковыми технологическими приемами, их напряжения пробоя существенно различны. Поэтому обратная ветвь вольт-амперной характеристики $p-n-p-n$ -структуры практически определяется обратной характеристикой одного из боковых переходов (более высоковольтного). Обычно напряжение пробоя на обратной ветви вольт-амперной характеристики переключающего диода несколько больше, чем напряжение переключения на прямой ветви. Однако отдельные методы изготовления $p-n-p-n$ -структур обуславливают низкое напряжение пробоя боковых переходов. У таких приборов рабочей является только прямая ветвь вольт-амперной характеристики.

В 1957 г. американской фирмой, возглавляемой физиком Шокли, были выпущены первые переключающие диоды. Этот прибор представляет собой $p-n-p-n$ -структуру с невыпрямляющими контактами, припаянными к внешним эмиттерным слоям. Важнейшим параметром диодистора является *напряжение переключения* $U_{пер}$. При подаче на прибор напряжения, превышающего эту величину, прибор переключается в проводящее состояние.

Ток $I_{пер}$, протекающий через переключающий диод при напряжении $U_{пер}$, обычно весьма мал и не является параметром, определяющим эксплуатационные возможности прибора.

Возможности использования динистора в схемах с сигналом обеих полярностей определяются величиной *допустимого обратного напряжения* $U_{обр\ max}$. Эта величина зависит от технологии изготовления переключающего диода. Одни приборы имеют $U_{обр\ max}$ того же порядка, что и $U_{пер}$, для других работа на обратной ветви вольт-амперной характеристики ввиду малого значения вообще недопустима.

Сопротивление прибора на постоянном токе контролируется измерением *тока утечки* I_y при напряжении, равном $0,5U_{пер}$.

Условие стабильного нахождения прибора в отпертом состоянии определяется *током выключения* $I_{выкл}$. При снижении тока, протекающего через диод, до значений, меньших чем $I_{выкл}$, прибор переключается в запертое состояние. Переключающие диоды имеют небольшую величину тока выключения (3—5 *ма*).

Участок вольт-амперной характеристики, соответствующий отпертому состоянию прибора, характеризуется остаточным напряжением $U_{ост}$, которое определяется как падение напряжения на переключающем диоде при протекании через него тока, равного значению *максимально допустимого статического тока* I_{max} .

Пример значений статических параметров динистора фирмы Шокли:

$$U_{пер} = 20 \div 200 \text{ в}; \quad I_{max} = 50 \text{ ма}; \quad U_{обр\ max} = 20 \div 200 \text{ в}; \\ I_{пер} = 0,5 \text{ ма}; \quad I_y = 1 \text{ мка}; \quad I_{выкл} = 1 \div 50 \text{ ма}; \quad U_{ост} \leq 2 \text{ в}.$$

Рассмотрим динамические характеристики по эюре напряжений на динисторе при подаче на него импульса с амплитудой, превышающей напряжение переключения (рис. 1-32).

В течение некоторого отрезка времени τ_3 (*время задержки*) в составляющих динистор транзисторах происходят диффузионные процессы (диффузией называется распространение зарядов из области, где их концентрация высока, в область с пониженной концентрацией) и напряжение на переключающем диоде остается равным $U_{пер}$. Затем в течение небольшого промежутка времени τ_f , называемого *временем фронта*, происходит падение напряжения до $U_{ост}$. Время фронта у современных динисторов составляет 0,1 *мксек* и менее.

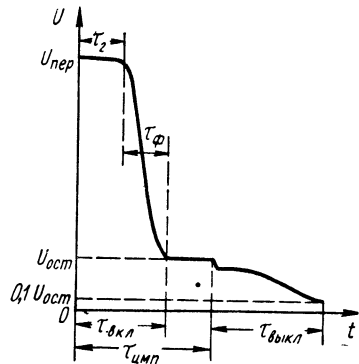


Рис. 1-32. Эюра напряжений на динисторе при подаче импульса

Сумма времени фронта и времени задержки называется *временем включения* $\tau_{вкл} = \tau_3 + \tau_ф$.

Величина времени включения зависит от схемы, в которой используется диодистор, и от режима в ней. С увеличением мощности переключающего сигнала время включения уменьшается (главным образом за счет уменьшения τ_3). При достаточно большой мощности импульса время задержки практически сводится к нулю.

При отключении питающего напряжения прибор переходит из проводящего состояния в запертое в течение некоторого времени, которое называется *временем выключения*. Под временем

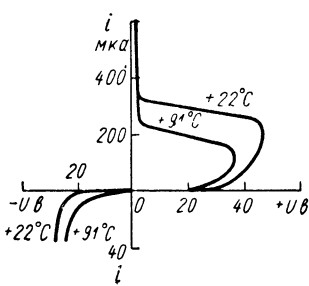


Рис. 1-33. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику диодистора

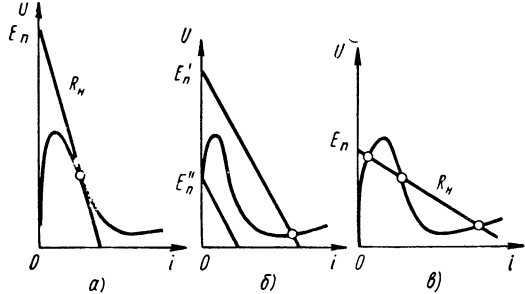


Рис. 1-34. Принцип построения схем на диодисторах

выключения подразумевается отрезок времени, в течение которого напряжение на переключающем диоде падает до $0,1U_{ост}$. Оно увеличивается с ростом тока нагрузки. Время выключения составляет единицы микросекунд, но может быть снижено за счет рационального построения схемы. Для переключающих диодов оно составляет $0,1$ мксек и менее.

Время выключения увеличивается с ростом тока нагрузки. Для современных переключающих диодов, рассчитанных на постоянные токи до 200 ма, оно составляет единицы микросекунд.

Параметры диодистора зависят от температуры. На рис. 1-33 приведены вольт-амперные характеристики, снятые при нормальной и повышенной температурах. Из этого графика видно, что напряжение переключения снижается с ростом температуры.

Диодисторы отличаются большей по сравнению с обычными кремниевыми триодами устойчивостью к перегрузкам током. В связи с тем, что сопротивление диодистора в проводящем состоянии очень мало, он позволяет пропускать импульсный ток, в десять и более раз превышающий предельное значение тока для транзистора с такой же площадью электронно-дырочного перехода.

Диодисторы можно соединять в последовательные цепочки. Напряжение переключения такой цепочки близко к сумме напря-

жений переключения входящих в цепочку диристоров. Время включения цепочки мало отличается от времени включения одиночного диристора.

Принцип построения схем на диристорах можно пояснить с помощью графиков на рис. 1-34. В зависимости от величины нагрузки R_n и напряжения питания E_n схема может не иметь ни одного устойчивого состояния (рис. 1-34, а — автоколебательный режим) либо иметь одно (рис. 1-34, б) или два устойчивых состояния (рис. 1-34, в).

Условие (1.56) переключения р-п-р-п-структуры в про-

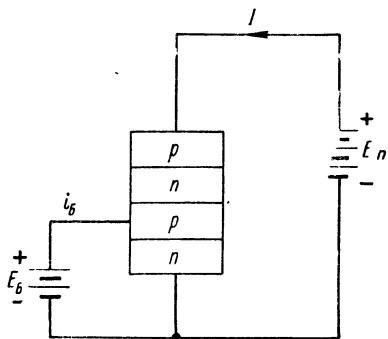


Рис. 1-35. Структура тиристора

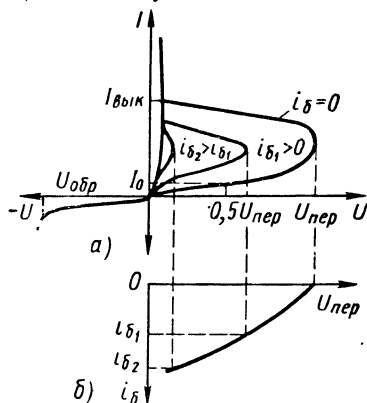


Рис. 1-36. Характеристики тиристора.

а — вольт-амперные, б — зависимость на-
пряжения переключения от тока управля-
ющего перехода

водящее состояние можно достигнуть, управляя током, протекающим через один из эмиттерных переходов. Практически это осуществляется путем создания третьего вывода от одной из базовых областей (рис. 1-35). Такой управляемый переключатель называется *тиристором*. Третий вывод служит управляющим электродом прибора. Подавая на управляющий электрод напряжение, смещающее соответствующий эмиттерный переход в прямом направлении, можно увеличить ток через этот переход на некоторую величину. Соответствующее увеличение коэффициента усиления повлечет за собой уменьшение напряжения переключения. Таким образом, прямая ветвь вольт-амперной характеристики определяется величиной тока i_b (рис. 1-36). При больших i_b она вырождается в прямую ветвь вольт-амперной характеристики диода.

Управляемый переключатель характеризуется теми же параметрами, что и неуправляемый. Важной характеристикой управляемого переключателя является *зависимость напряжения переключения от тока управляющего электрода* (рис. 1-36).

В качестве параметра, характеризующего управляющие свойства прибора, обычно пользуются значением тока управления, соответствующим спрямлению вольт-амперной характеристики или снижению напряжения переключения до установленного уровня. Этот параметр принято называть *током включения* $I_{вкл.}$

Входная вольт-амперная характеристика управляемого переключателя представляет собой прямую ветвь вольт-амперной характеристики обычного полупроводникового диода.

После того как управляемый переключатель сигналом на управляющем электроде переключился в проводящее состояние, управляющий электрод теряет свои управляющие свойства. Для обратного переключения прибора необходимо снизить ток, протекающий через управляемый переключатель, до величины, меньшей тока выключения.

Время включения управляемого переключателя зависит от режима выходной цепи и параметров управляющего импульса. Если импульс тока управляющего электрода незначительно превышает величину, найденную по характеристике, приведенной на рис. 1-36, время включения практически определяется временем задержки. При импульсах тока, в 3—5 раз превышающих эту величину, величина времени задержки снижается до значений, значительно меньших времени фронта.

Влияние режима выходной цепи здесь такое же, как у неуправляемого переключателя.

1. 12. Датчик Холла

Датчик Холла представляет собой полупроводниковую пластинку или пленку, снабженную двумя парами электродов (рис. 1-37). Электроды 1—1 выполняются по всей ширине пластины и называются токовыми (управляющими, входными). Электроды 2—2 располагаются по середине длинных сторон пластины и являются точечными. Они называются электродами Холла, или выходными. Если в цепи электродов 1—1 течет ток i_1 , а датчик находится в магнитном поле, индукция которого перпендикулярна плоскости пластины, то на электродах 2—2 возникает э. д. с. e_x , которую называют э. д. с. Холла:

$$e_x = k_0 i_1 B, \quad (1. 58)$$

где k_0 — коэффициент чувствительности холостого хода.

Датчик Холла как элемент электрической цепи характеризуется следующими параметрами.

Входное сопротивление r_T — сопротивление между электродами 1—1

$$r_T = \rho \frac{l}{bd}, \quad (1. 59)$$

где l , b , d — длина, ширина и толщина датчика соответственно;
 ρ — удельное сопротивление материала.

Выходное сопротивление r_x — сопротивление между электродами Холла

$$r_x = \rho \frac{b}{ld} \epsilon, \quad (1.60)$$

где ϵ — коэффициент, учитывающий отличие электродов 2—2 от точечных; в зависимости от размеров этих электродов $\epsilon = 2 \div 5$.

Отношение мощности P_2 , получаемой на нагрузке, к мощности P_1 , затраченной в токовой цепи, называется коэффициентом передачи мощности

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (1.61)$$

Если нагрузка согласована с выходным сопротивлением датчика, т. е. $r_x = r_n$, то

$$P_2 = i_2^2 r_n = \frac{e_x^2}{4r_x}. \quad (1.62)$$

Подставляя в формулу (1.61) выражения (1.62), (1.58) и

$$P_1 = i_1^2 r_T, \quad (1.63)$$

получаем

$$\eta = \frac{k_0^2 B^2}{4r_x r_T}. \quad (1.64)$$

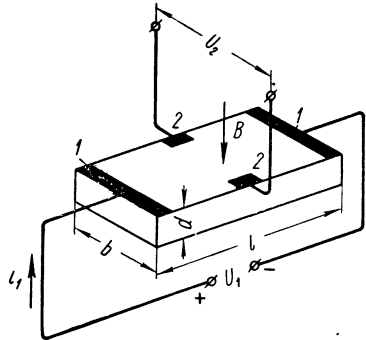


Рис. 1-37. Датчик Холла

Из последнего выражения следует, что коэффициент передачи мощности не зависит от величины управляющего тока.

Чтобы показать, чем определяется величина коэффициента чувствительности холостого хода, следует воспользоваться известным из курса физики выражением для э. д. с. Холла

$$e_x = R_x \frac{i_1 B}{d}, \quad (1.65)$$

где R_x — коэффициент Холла, характеризующий свойства материала
Для полупроводников

$$R_x = 1,18q\mu, \quad (1.66)$$

где μ — подвижность носителей тока.

Сравнивая выражения (1.58) и (1.66), получаем

$$k_0 = \frac{R_x}{d} = \frac{1,18q\mu}{d}. \quad (1.67)$$

Отсюда следует, что для повышения чувствительности необходимо изготовлять датчики малой толщины из материалов, обладающих большим удельным сопротивлением и высоким значением подвижности носителей. Такими материалами являются германий, кремний, сурьмянистый индий, селенид ртути и др. При выборе материала учитывается зависимость удельного сопротивления от температуры, которая существенно влияет на все параметры датчика. Обычно снижение термочувствительности влечет за собой уменьшение коэффициента Холла. Так, например, датчики из сурьмянистого индия отличаются большой

чувствительностью холостого хода и вместе с тем имеют характерную для всех полупроводниковых приборов зависимость сопротивления от температуры, которая описывается выражением (1. 1), а датчики из селенида ртути отличаются значительно меньшей чувствительностью, но их сопротивление практически постоянно от -200° до $+80^{\circ}$ С.

Наименьшую толщину удается получить, если датчик выполняется в виде пленок из полупроводникового материала, толщина которых может составлять 10^{-6} м, в то время как пластинки из полупроводниковых кристаллов не удается получить тоньше, чем 10^{-4} м.

Чувствительность зависит также от соотношения длины и ширины датчика. Обычно $l/b = 1,5 \div 3$.

Датчик Холла находит разнообразные применения, которые можно разделить на две большие группы в зависимости от того, является ли входной величиной ток i_1 или индукция B или обе эти величины являются входными параметрами. На первом принципе основаны всевозможные датчики электрических и магнитных величин, на втором — разнообразные счетно-решающие элементы и преобразователи.

При использовании датчиков Холла в схемах необходимо учитывать, что на выходе может быть отличный от нуля сигнал U_2 , когда индукция $B = 0$. Это происходит в том случае, если при изготовлении датчика электроды Холла оказались не на одной эквипотенциальной линии управляющего электрического поля. Кроме того, необходимо знать температурную зависимость сопротивления датчика, чтобы обеспечить ее компенсацию. При этом следует иметь в виду, что температура датчика определяется не только температурой среды, но и рассеиваемой на нем мощностью. Величина коэффициента рассеяния зависит от способа крепления датчика в зазоре магнитопровода, от величины зазора и должна определяться для каждой конкретной конструкции.

При изготовлении датчика Холла особое внимание обращается на выбор материала электродов и способ их крепления к полупроводнику. При этом должна быть исключена возможность возникновения $p-n$ -переходов в местах контакта с электродами, а также возможность возникновения термоэлектрических явлений.

2 ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

2. 1. Общие сведения

Электрoвакуумными называются приборы, действующие по принципу использования электронных или ионных процессов — электрических разрядов, происходящих в разреженном газе внутри этих приборов¹. Если степень разрежения газа велика (от 10^{-6} до 10^{-8} мм рт. ст.) и движение частиц происходит практически без столкновений с атомами газа, прибор называется *электронным*. Вторую группу электрoвакуумных приборов составляют приборы с электрическим разрядом в газе — *ионные* приборы, в которых столкновения электронов с атомами газа играют существенную роль. Давление газа в ионных приборах составляет $10—10^{-3}$ мм рт. ст.

При всем разнообразии электрoвакуумных приборов, их конструкция непременно содержит баллон, внутренние электроды и выводы. Баллон, необходимый для поддержания нужной степени разрежения газа, выполняется из стекла, металла или специальной керамики. Внутренние электроды имеют различное назначение. В простейшей лампе их два: один служит приемником электронов (анод), другой — источником электронов (катод). В более сложных приборах содержатся управляющие электроды (сетки). Катоды бывают прямого и косвенного накала. Последние обычно представляют собой покрытый оксидным слоем металлический цилиндр, внутри которого находится подогреватель. При нагреве катода наблюдается выход электронов из его поверхности — термоэлектронная эмиссия. Плотность тока эмиссии с единицы площади нагретой поверхности зависит от температуры

$$j = AT^2 e^{-\frac{b}{T}}, \quad (2. 1)$$

где A и b — постоянные, определяемые материалом

2. 2. Диод

Простейшим электронным прибором является двухэлектродная лампа — диод. Если анод находится под положительным потенциалом U_a , то электроны, вылетевшие из катода в результате термоэлектронной эмиссии, движутся к аноду, и во внешней цепи возникает анодный ток I_a . При противоположной полярности анодного напряжения электроны, отталкиваемые отрицательным полем анода, возвратятся на катод, т. е. тока в анодной цепи не будет.

Анодный ток является функцией анодного напряжения и тока эмиссии, который, в свою очередь, определяется температурой катода, зависящей от напряжения или тока накала. Поэтому, вольт-амперная характеристика диода, которая называется *анодной характеристикой*, рассматривается при определенном

¹ Тягунов Г. А. Электрoвакуумные и полупроводниковые приборы. Госэнергоиздат, 1962.

напряжении накала. Для каждого типа диода указывается номинальное напряжение накала U_n , при котором должен работать диод.

Для небольших положительных значений анодного напряжения анодная характеристика может быть представлена выражением

$$I_a = GU_a^{3/2}, \quad (2. 2)$$

где G — постоянная для данного типа лампы величина.

Реальная характеристика в большинстве ламп начинается не из начала координат. Анодный ток существует уже при небольших отрицательных напряжениях (рис. 2-1, б), так как некоторое количество электронов имеет энергию.

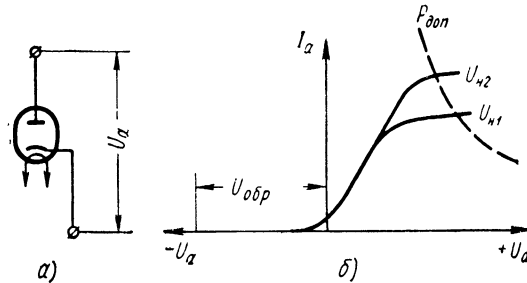


Рис. 2-1. Диод:

а — обозначение; б — вольт-амперная характеристика

достаточную для преодоления тормозящего потенциала анода. На втором участке ток анода возрастает до насыщения, становясь равным току эмиссии. Дальнейшее увеличение анодного напряжения не сказывается на величине анодного тока, так как все электроны, вылетающие с катода, достигают анода.

В результате соударений электронов с поверхностью анода происходит разогрев последнего. При этом получаемая анодом мощность составляет

$$P_a = I_a U_a \quad (2. 3)$$

В установившемся режиме полученная анодом от электронов энергия рассеивается за счет лучеиспускания. Величина P_a ограничивается допустимой температурой, так как излучаемая телом мощность пропорциональна четвертой степени температуры (T^4). Допустимая мощность рассеяния на аноде является важным параметром диода. Кривая допустимой мощности $P_{a. доп}$ наносится на вольт-амперной характеристике.

Диод, как и всякое нелинейное сопротивление, можно характеризовать значениями статического и дифференциального сопротивлений в каждой точке его вольт-амперной характеристики. Дифференциальное сопротивление

$$R_i = dU_a/dI_a \quad (2. 4)$$

называется *внутренним сопротивлением* лампы. Внутреннее сопротивление диодов лежит в пределах от нескольких сотен ом до 1—2 ком. Часто пользуются параметром, отображающим степень возрастания анодного тока при увеличении анодного напряжения — *крутизной характеристики* S . Эта величина, обратная внутреннему сопротивлению, измеряется в наиболее крутом участке характеристики и составляет 1—6 ма/в.

При отрицательном напряжении на аноде диод не пропускает тока. Однако величина этого напряжения не должна превышать *предельного обратного напряжения* $U_{обр}$. Этот параметр характеризует изоляционную прочность лампы и зависит от расстояния между электродами, их температуры и качества вакуума в лампе.

По назначению различают две группы диодов: *кеноны* — диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока низкой частоты (50—1000 гц), и диоды для детектирования напряжения низкой частоты из амплитудно-модулированных высокочастотных колебаний. Диоды второй группы рассчитаны на малую предельную мощность и невысокое обратное напряжение.

Диоды изготавливаются обычно двойными (два диода в одном баллоне).

2. 3. Триод

Триод — это трехэлектродная лампа, в которой для управления величиной электронного потока между катодом и анодом помещается третий электрод в виде спирали, называемый управляющей сеткой. При наличии отрицательного отно-

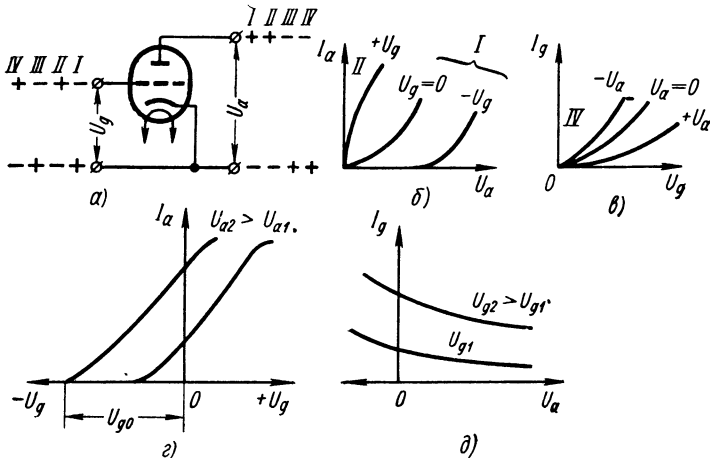


Рис. 2-2. Триод:

a — схема включения с общим катодом; *б* — анодные характеристики; *в* — сеточные характеристики; *г* — анодно-сеточные характеристики; *д* — сеточно-анодные характеристики

сительно катода потенциала на сетке она отталкивает электроны, и анодный ток уменьшается.

Наличие у триода трех выводов от электродов позволяет включать его в схеме тремя различными способами, отличающимися тем, что один из электродов будет общим для входной и выходной цепей. Наиболее распространена схема включения с общим катодом (рис. 2-2, *a*).

Вольт-амперные характеристики входной и выходной цепей зависят от сочетания полярностей напряжений на сетке U_g и на аноде U_a .

Зависимость анодного тока от напряжения на аноде, существующая при фиксированном значении напряжения на сетке U_g , называется *анодной характеристикой*. Так как анодный ток может существовать только при положительном потенциале на аноде и всегда имеет одинаковое направление, то все возможные

вольт-амперные характеристики выходной цепи (анодные характеристики) полагаются в одном квадранте (рис. 2-2, б). При $U_g = 0$ анодная характеристика триода не отличается от соответствующей характеристики диода. Отрицательное напряжение на сетке смещает ее вправо, не изменяя характера кривой. При положительном напряжении на сетке (сочетание полярностей II) анодная характеристика проходит выше характеристики, соответствующей $U_g = 0$.

Вольт-амперные характеристики входной цепи, изображающие зависимость тока сетки I_c от напряжения U_g , при $U_a = \text{const}$ называются *сеточными характеристиками*. Сеточный ток может протекать только при положительном потенциале сетки, т. е. при сочетаниях полярностей II и IV , и может иметь только одно направление. Поэтому сеточные характеристики, как и анодные, располагаются только в одном квадранте (рис. 2-2, в).

Перечисленные характеристики триода называются статическими, так как они изображают зависимость тока от одного из напряжений, когда другое остается неизменным.

По статическим характеристикам триода определяют его основные статические параметры: внутреннее сопротивление R_i и коэффициент усиления μ .

Внутреннее сопротивление

$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a} \text{ при } U_g = \text{const} \quad (2.5)$$

в зависимости от конструкции триода и режима работы составляет 1—80 *ком*.

Статический коэффициент усиления

$$\mu = - \frac{dU_a}{dU_g} \text{ при } I_a = \text{const} \quad (2.6)$$

показывает сравнительное воздействие потенциалов сетки и анода на анодный ток (во сколько раз изменение потенциала сетки U_g сильнее воздействует на анодный ток по сравнению с изменением потенциала анода U_a). Для определения μ напряжение U_g надо изменить на величину ΔU_g так, чтобы анодный ток получил некоторое приращение ΔI_a . Затем следует изменить анодное напряжение таким образом, чтобы анодный ток принял прежнее значение. Отношение приращений $\Delta U_a / \Delta U_g$ при постоянстве анодного тока и определяет μ . Значение коэффициента усиления в современных триодах лежит в пределах 4—100.

Располагая семейством анодных характеристик, можно построить семейство *анодно-сеточных характеристик* $I_a = f(U_g)$ при $U_a = \text{const}$ (рис. 2-2, г). Рассматривая эти характеристики, следует отметить, что при каждом фиксированном значении напряжения на аноде анодный ток возникает при определенном отрицательном напряжении на сетке, которое называется *потенциалом запирания лампы* U_{g0} . При отрицательных напряжениях на сетке, превышающих эту величину, анодный ток равен нулю (лампа заперта). Увеличение анодного напряжения сдвигает характеристику влево, не изменяя ее характера.

Зависимость анодного тока от напряжения на сетке при постоянном напряжении на аноде характеризуется параметром, который называется *крутизной анодно-сеточной характеристики*:

$$S = \frac{dI_a}{dU_g} \text{ при } U_a = \text{const}. \quad (2.7)$$

Крутизна характеристики существенно зависит от напряжений на электродах лампы, поэтому в каталогах указывается ее среднее значение для восходящего участка анодно-сеточной характеристики, лежащего в области небольших отрицательных значений. В зависимости от назначений триодов их крутизна составляет 1—20 *ма/в*.

Основные статические параметры лампы S , R_i и μ связаны между собой равенством

$$SR_i = \mu, \quad (2.8)$$

которое называется внутренним уравнением лампы.

Путем переноса точек семейства сеточных характеристик в другую систему координат нетрудно построить семейство *сеточно-анодных характеристик* $I_g = f(U_c)$ при $U_g = \text{const}$ (рис. 2-2, з). Из этих кривых видно, что сеточный ток

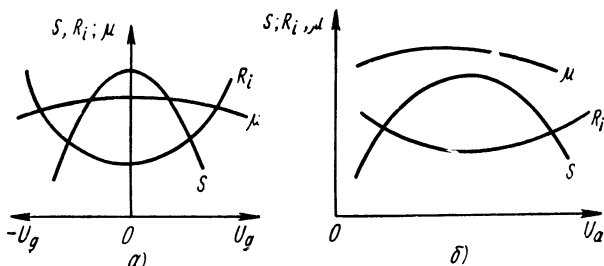


Рис. 2-3. Изменение параметров триода в зависимости:
а — от сеточного напряжения; б — от анодного напряжения

уменьшается с увеличением анодного напряжения, если оно остается неизменным. При больших положительных потенциалах анода уменьшение сеточного тока с ростом анодного напряжения становится менее заметным.

Статические параметры триода изменяются в зависимости от величины напряжений U_g и U_a . Характер этой зависимости¹ показан на рис. 2-3.

Сеточная цепь триода, как и его анодная цепь, характеризуется статическими параметрами — крутизной сеточной характеристики S_c и крутизной сеточно-анодной характеристики S_{ca} .

2. 4. Экранированные лампы

При усилении напряжений высокой частоты усилители на триодах работают неустойчиво вследствие наличия значительной емкости между электродами лампы.

Внутри триода можно различить три такие емкости (рис. 2-4): между сеткой и катодом $C_{ск}$, между сеткой и анодом $C_{ас}$ и между анодом и катодом $C_{ак}$.

Наиболее вредной оказывается емкость между анодом и сеткой, которая составляет несколько пикофарад. С увеличением частоты сопротивление емкости $C_{ас}$ уменьшается, и возникает обратная связь между анодной цепью и цепью сетки.

Для уменьшения обратной связи необходимо уменьшить емкость $C_{ас}$. Это достигается экранированием — введением в триод второй (экранирующей) сетки между анодом и управляющей сеткой. Такие лампы называются экранированными.

Простейшей экранированной лампой является четырехэлектродная лампа — тетрод. Схема включения тетрода показана на рис. 2-5.

Экранирующая сетка имеет по отношению к катоду положительный потенциал U_{g2} , составляющий 30—100% номинального анодного напряжения, в зависимости от конструкции и назначения тетрода.

¹ Дулин В. Н. Электронные и ионные приборы. Госэнергоиздат, 1963.

Вторая сетка, кроме того, что она экранирует анод от управляющей сетки, уменьшая емкость C_{ac} в десятки и сотни раз, ослабляет воздействие электрического поля анода на объемный заряд у катода и, следовательно, уменьшает влияние изменения анодного напряжения U_a на движение электронов в промежутке катод—управляющая сетка, что увеличивает коэффициент усиления лампы μ .

Первая сетка C_1 в тетроде, как и в триоде, управляет анодным током лампы I_a и поэтому крутизна S анодно-сеточной характеристики тетрода имеет примерно ту же величину, что и крутизна триода.

Пройдя первую (управляющую) сетку, небольшая часть электронов притягивается к экранирующей сетке, создавая в ее цепи относительно небольшой ток. Ток второй сетки является бесполезным, поэтому следует стремиться к его уменьшению. Боль-

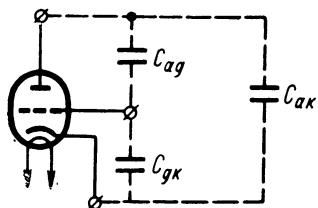


Рис. 2-4. Емкости между электродами лампы

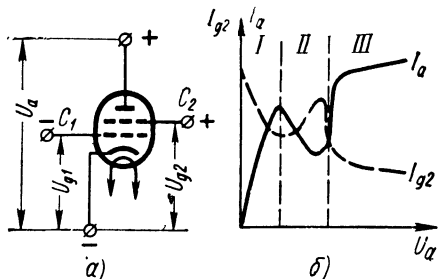


Рис. 2-5. Тетрод:

а — схема включения; б — характеристики

шинство же электронов при нормальных условиях работы лампы пролетает сквозь экранирующую сетку, попадает под действие электрического поля анода и притягивается к нему.

Таким образом, на анод попадают все электроны, пролетевшие сквозь обе сетки, причем, как уже указывалось, их число почти не изменяется при изменении напряжения на аноде. Поэтому внутреннее сопротивление тетрода R_i оказывается большим (десятки тысяч ом).

При ударах электрона об анод из его поверхности выбиваются новые (вторичные) электроны, т. е. возникает вторичная электронная эмиссия. При нормальных напряжениях на аноде ($U_a > U_g$) вторичные электроны притягиваются снова к аноду, и вторичная эмиссия практически не отражается на работе лампы. Если же в процессе работы напряжение на аноде меньше, чем на экранирующей сетке, то это значительно скажется на работе тетрода, что хорошо видно из статической анодной и сеточно-анодной характеристик тетрода.

Статической анодной характеристикой тетрода называется кривая, изображающая зависимость анодного тока от анодного напряжения при постоянных напряжениях первой и второй сеток.

Сеточно-анодными характеристиками называются зависимости сеточных токов от анодного напряжения при тех же условиях (U_{g1} и U_{g2} постоянны).

Примерные анодная и сеточно-анодная (для второй сетки) характеристики тетрода показаны на рис. 2. 5, б. Как видно из графика, анодный ток при повышении анодного напряжения от нуля возрастает (участок I). На этом участке вторичная эмиссия с анода практически отсутствует, так как энергия электронов, проходящих на анод при малом анодном напряжении, недостаточна для появления заметной вторичной эмиссии с анода. При дальнейшем увеличении анодного напряжения электроны, приходящие на анод, получают энергию, достаточную для возникновения вторичной электронной эмиссии с анода, увели-

чивающейся с увеличением анодного напряжения. До тех пор, пока напряжение второй сетки остается больше анодного напряжения, вторичные электроны под действием электрического поля второй сетки притягиваются к ней. За счет этого увеличение анодного напряжения сопровождается уменьшением анодного тока и возрастанием тока в цепи экранирующей сетки (участок II).

Явление перехода вторичных электронов, выбитых с одного электрода на другой электрод, находящийся под более высоким положительным потенциалом, носит название *динатронного эффекта*.

При дальнейшем увеличении анодного напряжения, когда его значение приближается по величине к значению напряжения на второй сетке, проявление динатронного эффекта прекращается, так как все вторичные электроны возвращаются обратно на анод. Анодный ток начинает резко возрастать, а ток I_{g2} также

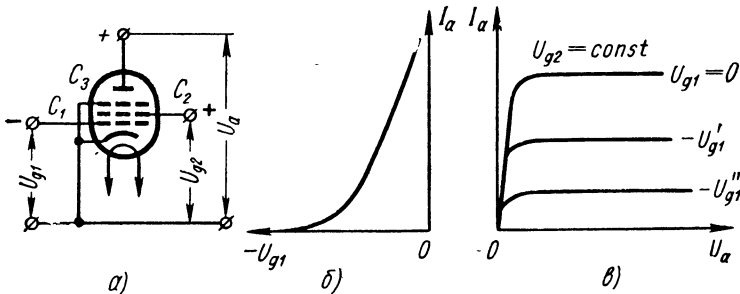


Рис. 2-6. Пентод:

a — схема включения; *б* — анодно-сеточная характеристика; *в* — анодные характеристики

резко уменьшается, и при $U_a > U_{g2}$ характеристика анодного тока переходит в пологую, медленно возрастающую кривую. Наличие динатронного эффекта ограничивает применение тетродов.

Для устранения динатронного эффекта необходимо воспрепятствовать переходу вторичных электронов с анода на вторую сетку. Для этого лампу снабжают третьей сеткой, помещаемой между экранирующей сеткой и анодом. Эта сетка называется антидинатронной или защитной и обычно соединяется с катодом.

Лампа, состоящая из анода, катода и трех сеток, называется *пентодом*. Вторичные электроны, вылетающие с поверхности анода, встречаются на своем пути защитную сетку с нулевым потенциалом по отношению к катоду, т. е. с отрицательным потенциалом по отношению к аноду; поэтому электроны будут возвращаться к аноду.

Анодно-сеточная характеристика пентода, т. е. зависимость анодного тока от напряжения на управляющей сетке, имеет сходство с аналогичной характеристикой триода (рис. 2-6, *б*), а анодные характеристики пентода и триода существенно различны (рис. 2-6, *в*).

При повышении анодного напряжения первоначально анодный ток резко возрастает, так как электроны, слабо притягивавшиеся анодом и перехватывавшиеся экранирующей сеткой, начинают сильнее притягиваться анодом. При этом происходит уменьшение тока экранирующей сетки. Далее характеристика изгибается и идет прямолинейно и полого, так как все электроны, пролетевшие сквозь экранирующую сетку, попадают на анод и количество их мало изменяется при дальнейшем повышении анодного напряжения

Так же, как и для триодов, основными параметрами тетродов и пентодов являются:

крутизна

$$S = \left(\frac{dI_a}{dU_{g1}} \right)_{\substack{U_a = \text{const} \\ U_{g2} = \text{const}}} ; \quad (2.9)$$

коэффициент усиления

$$\mu = \left(\frac{dU_a}{dU_{g1}} \right)_{\substack{U_{g2} = \text{const} \\ I_a = \text{const}}} ; \quad (2.10)$$

внутреннее сопротивление

$$R_i = \left(\frac{dU_a}{dI_a} \right)_{\substack{U_{g1} = \text{const} \\ U_{g2} = \text{const}}} ; \quad (2.11)$$

2. 5. Свойства ионных приборов

Свойства ионных приборов определяются видом происходящего в них газового разряда.

Виды газового разряда можно проследить, наблюдая вольт-амперную характеристику лампы с двумя плоскими параллельными электродами, находящимися в заполненной нейтральным газом колбе (рис. 2-7, б).

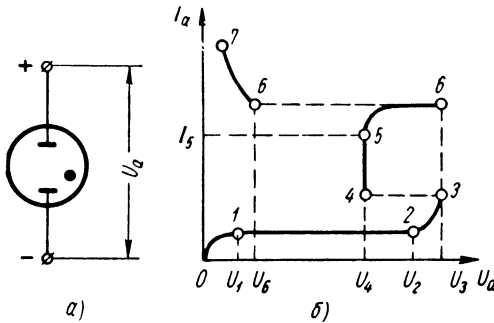


Рис. 2-7. Газоразрядная лампа:

а — схема; б — вольт-амперная характеристика

вести их ионизацию. Дальнейшее увеличение напряжения сопровождается увеличением числа таких электронов, и при напряжении U_3 число вторичных электронов, возникших в результате ударной ионизации, становится больше числа первичных электронов и происходит лавинообразное увеличение тока (если сопротивление нагрузки мало), а напряжение на приборе падает до величины U_4 . При этом газ в промежутке между электродами начинает светиться. Падение напряжения на приборе при увеличении тока через него до величины I_5 остается практически постоянным. Разряд, соответствующий участку 4—5 вольт-амперной характеристики, называется *нормальным тлеющим разрядом*. Дальнейшее увеличение напряжения вызывает термоэлектронную эмиссию с поверхности катода, так как он разогревается в результате интенсивной бомбардировки ионами.

Разряд, соответствующий участку 5—6, называется *аномальным тлеющим*. Резкое увеличение носителей тока, вызванное термоэлектронной эмиссией, сопровождается падением напряжения на приборе до величины U_6 — возникает дуговой разряд (участок 6—7).

В рассмотренном приборе разряд поддерживается только за счет приложенной к электродам разности потенциалов. Такой разряд называется *самостоятельным*. Если для поддержания разряда требуется, кроме разности потенциалов на электродах, непрерывно вводить в область разряда заряженные частицы, то разряд называется *несамостоятельным*. Введение заряженных частиц может осуществляться, например, накаливанием катода, воздействием на него света, ионизацией газа рентгеновскими лучами и т. д. Ионные приборы изготавливаются как с самостоятельным, так и с несамостоятельным разрядом.

Принципиальное отличие ионных приборов от электронных заключается в том, что управляющие электроды в них теряют свое действие после возникновения разряда, так как около них образуются слои объемных зарядов, нейтрализующие поле этих электродов, отгораживая их от разрядного пространства. Кроме того, наличие двух типов заряженных частиц обуславливает существование ионных токов при любых значениях сеточных потенциалов. Применение ионных приборов основано на использовании таких специфических свойств, как возникновение разряда только при определенном потенциале зажигания (U_3 на рис. 2-7), постоянство потенциала анода при нормальном тлеющем разряде, возможность увеличения тока за счет ударной ионизации газа при небольшой начальной ионизации и др.

2. 6. Газотрон

Газотрон — это ионный диод с несамостоятельным дуговым разрядом. Электроны, испускаемые накаленным катодом, ионизируют молекулы газа. После ионизации, имеющей лавинный характер, напряжение на газотроне падает до величины ΔU , составляющей 10—20 в. При отрицательном относительно катода анодном потенциале газотрон не пропускает тока. Вольт-амперная характеристика газотрона показана на рис. 2-8, б. Газотроны заполняются парами ртути при давлении, достигающем 0,1 мм рт. ст., или инертным газом, давление которого может составлять до 0,5 мм рт. ст.

Если накал катода ниже нормы, в разрядном промежутке недостаточно носителей, и его сопротивление повышается, то вольт-амперная характеристика пройдет, как показано, штриховой линией. Режим работы с недокалом опасен для газотронов и других приборов дугового разряда с накаленным катодом, так как в результате повышения напряжения между электродами положительные ионы бомбардируют катод с увеличенными скоростями, что может повлечь его разрушение. Включать анодное напряжение можно только после полного прогрева катода, который длится 5—20 мин.

При питании анодной цепи газотрона переменным напряжением ток через него проходит только в течение одного полупериода, когда анод имеет положительный потенциал. Однако, если амплитуда переменного напряжения велика, то при отрицательном напряжении на аноде часть положительных ионов, оставшихся в газе, бомбардирует анод, выбивая из него электроны. При этом может возникнуть дуговой разряд и через газотрон появится обратный ток. Этот процесс

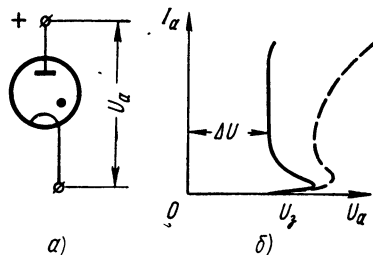


Рис. 2-8. Газотрон:

а — схема включения; б — анодная характеристика

называется обратным зажиганием. Такой режим недопустим, поэтому напряжение на газотроне не должно превышать $U_{обр\ max}$ — максимально допустимого обратного напряжения. Значение этого параметра приводится в тысячах вольт. Другим важным параметром газотрона является среднее значение пропускаемого тока $I_{a. ср}$. Газотроны имеют ограниченный срок службы — до 3000 ч.

2. 7. Тиратрон

Тиратрон — это газонаполненный триод. От газотрона он отличается наличием управляющей сетки между катодом и анодом. Напряжение зажигания U_{a3} зависит от напряжения на сетке. Характеристика, связывающая потенциал зажигания тиратрона и соответствующее ему анодное напряжение, называется *пусковой характеристикой*, или характеристикой зажигания тиратрона

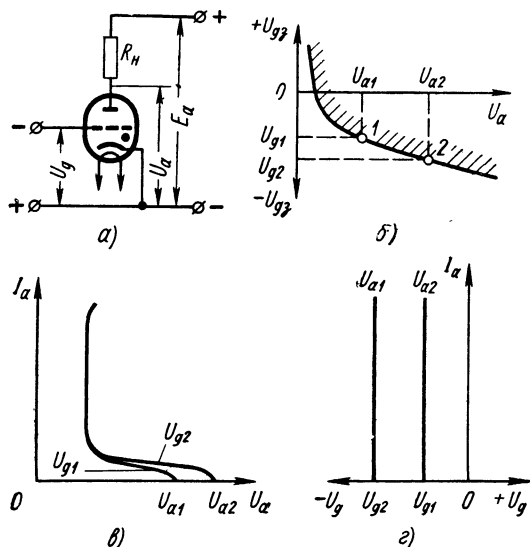


Рис. 2-9. Тиратрон:

а — схема включения; б — характеристика зажигания;
в — анодная характеристика; г — анодно-сеточная характеристика

(рис. 2-9, б). После зажигания падение напряжения на тиратроне практически не зависит от протекающего тока и составляет от 10 до 30 в.

Анодная характеристика тиратрона $I_a = f(U_a)$ при $U_g = \text{const}$ имеет вид, показанный на рис. 2-9, в.

Анодно-сеточная характеристика $I_a = f(U_g)$ при $U_a = \text{const}$ (рис. 2-9, г) представляет собой прямую, проходящую параллельно оси токов на расстоянии U_{g3} , соответствующем данному анодному напряжению. Из этих характеристик видно, что тиратрон нельзя включать без нагрузки, ограничивающей анодный ток. Если в анодной цепи есть нагрузка, то

$$I_a = \frac{E_a - U_T}{r_H}, \quad (2. 12)$$

где U_T — падение напряжения на горящем тиратроне.

Если анодная цепь питается переменным напряжением, то тиратрон может проводить ток только в положительный полупериод, причем напряжение U_{g3} в каждый момент времени будет различным. Кривая, по которой можно определить напряжения зажигания тиратрона в каждый момент положительного полупериода анодного напряжения, называется *линией зажигания*. Ее построение показано на рис. 2-10. Подавая на сетку постоянное напряжение, можно плавно управлять длительностью горения тиратрона в пределах от половины

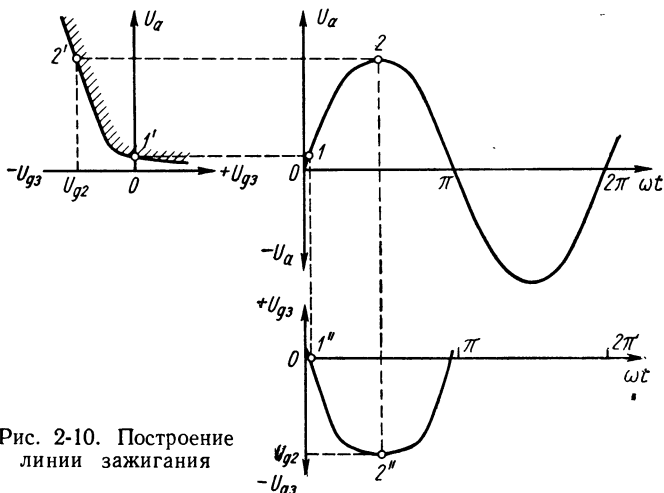


Рис. 2-10. Построение линии зажигания

периода до одной четверти (когда $U_g = U_{g2}$) или запереть тиратрон, подав на сетку отрицательное напряжение, превышающее по абсолютной величине значение U_{g2} .

Если анодная и сеточная цепи питаются переменным напряжением, изменяя сдвиг фаз между анодным и сеточным напряжениями, можно плавно управлять временем протекания тока от половины периода до нуля.

Газонаполненные тиратроны выпускаются на токи I_a до 5 а и напряжение $U_{обр\ max}$ до 4000 в. Они имеют срок службы — 500 ч.

Тиратроны, заполненные парами ртути, выпускаются на токи до 85 а, напряжением до 15 000 в, сроком службы до 3000 ч.

Время зажигания тиратрона составляет около 10^{-6} сек.

2. 8. Тиратрон тлеющего разряда

Тиратроном тлеющего разряда (тиратроном с холодным катодом) называется электровакуумный прибор, содержащий холодный катод, анод и управляющий электрод, называемый сеткой, пусковым анодом или поджигающим электродом. Схема включения такого тиратрона показана на рис. 2-11, а.

Расстояние между электродами и давление газа подобраны так, что разряд между сеткой и катодом возникает при более низком напряжении, чем разряд между анодом и катодом. Затем разряд переходит на анод, если напряжение на нем имеет достаточную величину. При этом разряд в промежутке сетки—катод характеризуется весьма малым током, величина которого в тысячи раз меньше тока главного разряда между анодом и катодом. Анодный ток у тиратронов тлеющего разряда не превышает десятков миллиампер

Величина анодного напряжения U_{a3} , при котором возникает разряд в анодной цепи, зависит от тока i_c в сеточной цепи. Эта зависимость называется пусковой характеристикой или *характеристикой перехода*. Вид характеристики перехода показан на рис 2-11, б. Такая зависимость объясняется тем, что при большом токе i_c в промежутке сетка—катод больше свободных электронов и ионов, что облегчает возникновение разряда между катодом и анодом. При отсутствии тока в цепи сетки анодное напряжение зажигания имеет наибольшую величину $U_{a3 \max}$. С ростом i_c напряжение зажигания уменьшается, но не может быть

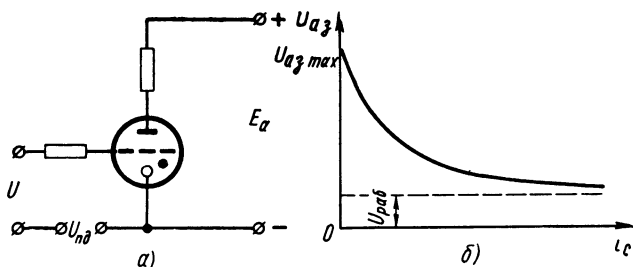


Рис. 2-11. Тиратрон тлеющего разряда:

а — схема включения; б — характеристика перехода

меньше того рабочего падения напряжения $U_{раб}$, которое необходимо для поддержания тлеющего разряда между анодом и катодом. Пусковая характеристика зависит от рода газа, его давления, формы электродов, их материала и состояния поверхности.

Ток в анодной цепи тиратрона с холодным катодом, как и в тиратронах дугового разряда, нельзя прекратить изменением напряжения на сетке: после возникновения главного разряда в анодной цепи она теряет свое управляющее действие. Поэтому запуск тиратрона производится коротким положительным импульсом.

В тиратроне тлеющего разряда нет расхода энергии на накал катода. Он всегда готов к работе. В этом его преимущества перед тиратроном дугового разряда. Однако по мощности тиратроны тлеющего разряда не могут конкурировать с дуговыми.

2. 9. Стабилитрон

Важными приборами, в которых используется свойство нормального тлеющего разряда — постоянство катодного падения (величина которого почти равна напряжению на электродах лампы), являются *стабилитроны*, или ионные стабилизаторы напряжения. Их также называют газоразрядными стабилизаторами или стабилivolтами.

Стабилитрон представляет собой двухэлектродный или многоэлектродный прибор, наполненный либо инертным газом (неоном), либо смесями инертных газов (аргона с гелием) при давлении в несколько десятков миллиметров ртутного столба. Электроды изготавливаются из стали или никеля в виде концентрических цилиндров или стержня.

Для поддержания нормального тлеющего разряда при определенных изменениях тока в приборе поверхность катода должна быть относительно большой. Поверхность катода активируется путем нанесения тонкой пленки редкоземельных металлов, что приводит к снижению напряжения зажигания и, главное, к снижению рабочего напряжения горения прибора.

На рис. 2-12, а показаны часть характеристики тлеющего разряда, пригодная для стабилизации напряжения, и схема включения стабилитрона. Наклон характеристики определяется дифференциальным сопротивлением прибор-

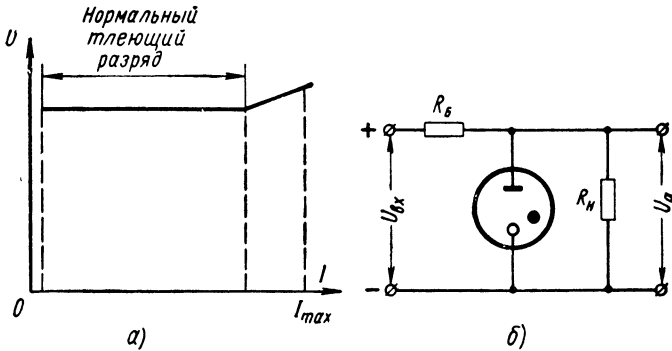


Рис. 2-12. Стабилитрон

ра $R_{cm\partial} = \frac{dU_{cm}}{dI_{cm}}$. Коэффициентом стабилизации K_{cm} цепи называется отношение p/g :

$$K_{cm} = \frac{p}{g} = \frac{dU_{вх}}{dU_{cm}} \frac{U_{cm}}{U_{вх}}, \quad (2. 13)$$

где $p = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}$ — относительный прирост напряжения источника питания;

$g = \frac{\Delta U_{cm}}{U_{cm}}$ — соответствующее относительное изменение стабилизированного напряжения на стабилитроне.

Из анализа представленной на рис. 2-12, б цепи нетрудно показать также, что

$$K_{cm} = \frac{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_N} + \frac{1}{R_{cm\partial}}}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_N} + \frac{1}{R_{cm}}}, \quad (2. 14)$$

где $R_{cm} = \frac{U_{cm}}{I_{cm}}$ — статическое сопротивление стабилитрона

Из последнего выражения следует, что стабилизатор лучше всего действует при возможно больших R_B , R_N и $R_{cm}/R_{cm\partial}$. Назначение сопротивления R_B двояко: во-первых, оно ограничивает ток тлеющего разряда и препятствует возникновению дуги; во-вторых, без балластного сопротивления ($R_B = 0$) все колебания напряжения источника питания непосредственно ложатся на нагрузку и стабилизация не имеет места ($K_{cm} = 1$).

Обычно R_B выбирается из условия

$$I_{cp}R_B \approx \frac{1}{2} R_{cm}I_{cp} = \frac{1}{2} U_{cm}, \quad (2. 15)$$

где I_{cp} — средний ток через стабилитрон.

При этом коэффициент стабилизации $K_{ст}$ получается достаточно высоким и одновременно входное напряжение $U_{вх}$ получается не слишком большим.

По способу использования стабилитроны делятся на приборы для непосредственной стабилизации и на приборы опорного напряжения. Первые используются в цепи, схематически показанной на рис. 2-12, б.

Стабилитроны для опорного напряжения применяются в электронных стабилизаторах. В этом случае стабилитроны работают при определенном токе. Для такого применения разработаны специальные стабилитроны с максимальным значением тока, не превышающим 5 ма.

Стабилитроны с несколькими электродами используются одновременно как стабилитроны и делители напряжения. В стабилитроне-делителе несколько последовательно соединенных разрядных промежутков вводятся в баллон для повышения стабилизируемого напряжения. Стабилитрон-делитель состоит из нескольких концентрических железных цилиндров, покрытых барием и укрепленных на изолирующей пластинке из керамики. Баллон наполнен неоном при давлении в несколько сантиметров ртутного столба. При низких давлениях (менее 1 см рт. ст.) стабилизация становится неустойчивой.

2. 10. Бареттер ламповых и полупроводниковых устройств

Бареттер (рис. 2-13) относится к числу элементов, применяемых для стабилизации постоянного и переменного тока в цепях.

В бареттере рабочим телом служит вольфрамовая или стальная нить, помещенная в баллон, заполненный водородом. Благодаря высокому положительному

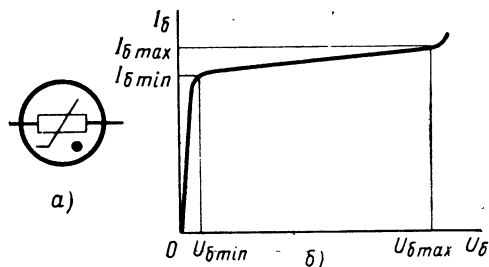


Рис. 2-13. Бареттер:

а — условное обозначение; б — вольт-амперная характеристика

температурному коэффициенту сопротивления материала нити, сопротивление бареттера на участке вольт-амперной характеристики от $U_{δ\min}$ до $U_{δ\max}$ (участие бареттирования) изменяется прямо пропорционально напряжению на бареттере $U_δ$ и ток $I_δ$ в цепи бареттера остается примерно постоянным (рис. 2-13, б).

Дифференциальное сопротивление бареттера на участке бареттирования

$$R_{δδ} = \frac{\Delta U_δ}{\Delta I_δ} \approx \frac{U_{δ\max} - U_{δ\min}}{I_{δ\max} - I_{δ\min}}. \quad (2. 16)$$

В идеальном случае при $\Delta I_δ \rightarrow 0$ $R_{δδ} \rightarrow \infty$.

Характеристика $I_δ = f(U_δ)$ зависит от плотности среды, материала и размеров нити и объема баллона.

2. 11. Декактрон

Декактрон — прибор тлеющего разряда — предназначен для десятичного счета, осуществляемого тем, что на десять входных импульсов электронная схема с декактроном вырабатывает один выходной.

Принцип действия декактронов основан на последовательном переносе тлеющего разряда импульсами напряжения с одного катода на другой в приборе с десятью катодами. Каждый перенос можно осуществить одним или двумя импульсами; в соответствии с этим декактроны делятся на одно- и двухимпульсные. Декактроны ОГ-1 и ОГ-2 относятся к двухимпульсным, так как управление ими производится с помощью двух импульсов. Одноимпульсные декактроны менее распространены.

Принцип конструкции электродов такого декактрона изображен схематически на рис. 2-14, а. Вокруг анода, имеющего форму диска, расположены по окружности три группы катодов в виде штырьков по десяти катодов в каждой группе, причем катоды каждой группы чередуются. В первую группу входят индикаторные катоды ИК(3). Девять таких катодов соединены вместе и имеют общий вывод, а десятый — индикаторный катод, называемый «нулевым» НК(0), выполняется с отдельным выводом. Во вторую группу входят соединенные и имеющие общий вывод первые «переносящие» или «переводящие» катоды, иначе называемые первыми подкатодами 1ПК(1). Такое же устройство имеют вторые подкатоды 2ПК(2). Декактроны оформляются в виде обычных стеклянных ламп. Отсчет импульсов производится визуально через купол баллона по свечению газа около того или иного индикаторного катода.

На рис. 2-14, б показано условное изображение декактрона, на котором каждая группа катодов показана условно в виде одного электрода.

Принципиальная схема включения двухимпульсного декактрона в устройство для счета импульсов приведена на рис. 2-14, в. Положительный полюс анодного источника соединяется через ограничительное сопротивление с анодом. Минус этого источника, являющийся общим минусом схемы, через нагрузочное сопротивление соединен с нулевым катодом. Все индикаторные катоды через кнопку К также подключены к общему минусу. На первые и вторые подкатоды через ограничительные сопротивления подается положительное смещение порядка нескольких десятков вольт. К подкатодам поступают управляющие отрицательные импульсы напряжения прямоугольной формы. Они вырабатываются в специальном управляющем устройстве, к которому подводятся подсчитываемые импульсы. Для каждого подсчитываемого импульса управляющее устройство вырабатывает два импульса, причем один из них, поступающий на второй подкатод, начинается сразу же после окончания импульса, подаваемого на первый подкатод

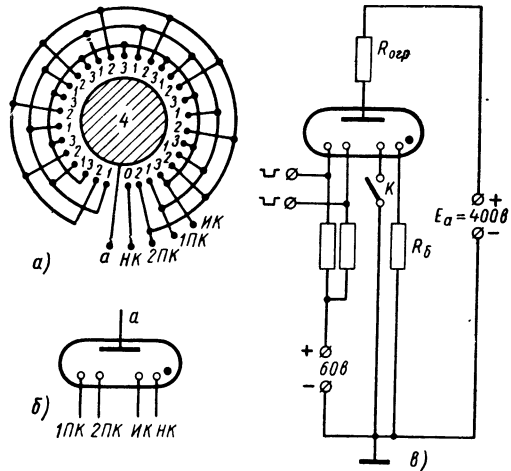


Рис. 2-14. Декактрон:

а — схема соединения электродов, б — условное изображение; в — схема включения

В исходном состоянии тлеющий разряд существует только между анодом и нулевым катодом. Это объясняется тем, что подкатоды имеют положительное смещение и, следовательно, напряжение анод—подкатод ниже, чем напряжение анод—индикаторный катод. Чтобы разряд проходил на нулевой катод, служит кнопка K . Если нажать на мгновение эту кнопку, то цепь всех индикаторных катодов, за исключением нулевого, разомкнется, и разряд будет только на нулевой катод. Около нулевого катода имеется область ионизированного газа и наблюдается свечение. Соседний штырек первого подкатода также находится в ионизированной области, и для него создаются облегченные условия возникновения разряда.

Таким образом, при подключении в цепь с декатроном напряжения, большего, чем напряжение зажигания разряда U_z , между анодом и нулевым катодом декатрона возникает тлеющий разряд с величиной тока $I = 0,6 \div 2$ ма (в зависимости от типа декатрона), ограниченной последовательно включенным балластным сопротивлением R_B , и с падением напряжения на разряде U_{ml} .

Входной импульс, как уже указывалось, поступает в управляющую электронную цепь, которая вырабатывает два сдвинутых во времени отрицательных импульса. Эти импульсы переносят разряд. Первый импульс поступает на первый подкатод, и напряжение между анодом и этим подкатодом становится значительно большим U_{ml} . В результате, в промежутке между анодом и первым подкатодом втягиваются заряженные частицы, и в нем вспыхивает тлеющий разряд с падением напряжения, весьма близким к U_{ml} .

После прихода на второй подкатод отрицательного импульса напряжение между этим подкатодом и анодом становится значительно большим U_{ml} , вследствие чего разряд переходит на второй подкатод. По окончании этого импульса разряд перебрасывается на первый штырек индикаторного катода, так как в отличие от соседних штырьков подкатодов на этом штырьке нет положительного смещения и, следовательно, между ним и анодом напряжение выше. Разряд на индикаторном штырьке сохраняется до прихода следующей пары импульсов и т. д.

Выходной импульс подается с нагрузки R_n , включенной в цепь нулевого (выходного) электрода. Таким образом, на десять входных парных импульсов декатрон дает один выходной импульс. Этот импульс через соответствующее управляющее устройство может привести в действие следующий декатрон, который будет отсчитывать десятки импульсов. Можно также установить третий декатрон, отсчитывающий сотни импульсов и т. д.

Изменяя порядок поступления импульсов на первый и второй подкатоды, можно изменять направление перемещения разряда, т. е. реверсировать декатрон. При переходе разряда в очередную ячейку электрическая прочность промежутка, где разряд горел ранее, должна быстро восстановиться во избежание случайных повторных зажигания предыдущих катодов или неполных переходов. Восстановление обеспечивается наполнением декатронов инертными газами, содержащими электроотрицательные примеси, которые ускоряют процесс деионизации.

Достоинством двухимпульсных декатронов также являются сравнительная простота их конструкции, долговечность и высокая надежность работы.



3 ВОПРОСЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

3. 1. Методы расчета цепей, содержащих нелинейные элементы

Проведенный выше обзор полупроводниковых и электровакуумных приборов показывает, что все они являются нелинейными сопротивлениями. Расчет цепей с такими сопротивлениями представляет определенные трудности. Это обусловлено тем, что величина нелинейного сопротивления изменяется с изменением проходящего через него тока I или приложенного к нему напряжения U по закону, определяемому его вольт-амперной характеристикой. Без знания этого закона невозможно рассчитать цепь, т. е. вычислить электрические величины или их отношения при заданной схеме и параметрах цепи.

Методы расчета электрических схем, основанные на использовании вольт-амперной характеристики, заданной в виде графика, принято называть *графическими*.

Если вольт-амперную характеристику с достаточной для практики точностью можно выразить аналитически в виде функциональной зависимости между током и напряжением, то можно применять методы расчета, называемые *аналитическими*.

Графический метод расчета цепей основан на использовании широко известного способа графического решения систем уравнений. Достоинством графического метода является его наглядность и простота.

Аналитический метод требует предварительной аппроксимации нелинейной характеристики какой-либо математической функцией, приближенно отражающей зависимость $I = f(U)$.

Точность расчета аналитическим методом определяется точностью аппроксимации, но повышение точности аппроксимации приводит к усложнению формул и повышает трудность расчета. Таким образом, аналитический метод, как и графический, является приближенным.

Следует отметить, что большинство полупроводниковых нелинейных элементов имеет значительный разброс параметров от образца к образцу, поэтому иногда необходимо располагать вольт-амперной характеристикой именно того образца, который

предназначен для использования в данной схеме. В этих случаях, а также в тех случаях когда для вольт-амперной характеристики трудно подобрать аналитическое выражение, обеспечивающее достаточно простое решение уравнений, пользуются графическим методом.

Часто применяется также *графоаналитический метод*, который сочетает приемы графического и аналитического методов, обеспечивает достаточную точность расчета и в то же время не очень сложен. Сущность метода заключается в том, что решается система уравнений, часть которых может быть задана аналитически,

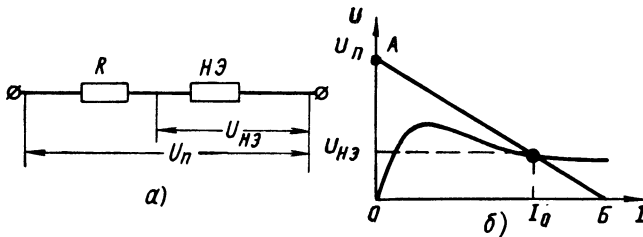


Рис. 3-1. Графический расчет цепи:
а — схема; б — графическое построение

а часть — графически. Решение ведется в основном графическим методом с проведением некоторых промежуточных расчетов. Несомненным достоинством данного метода является его наглядность и меньший, по сравнению с аналитическим методом, объем вычислительных работ. Кроме того, отпадает необходимость в аппроксимации характеристик.

Рассмотрим графический метод расчета простейшей электрической цепи, питающейся от источника напряжения постоянного тока и представляющей собой последовательное соединение линейного сопротивления и нелинейного элемента (рис. 3-1).

Для этой схемы можно написать уравнения

$$U_n = IR + U \text{ или } U = U_n - IR; \quad (3.1)$$

$$I = f(U), \quad (3.2)$$

где U_n — напряжение источника питания;

IR — падение напряжения на линейном сопротивлении;

U — падение напряжения на нелинейном элементе (НЭ).

Уравнение $I = f(U)$ выражает вольт-амперную характеристику НЭ. Пусть $I = f(U)$ имеет вид, представленный на рис. 3-1, б.

Совместное решение обоих уравнений определит ток I , а следовательно, и величину падений напряжений на каждом сопротивлении.

Перепишем уравнения (3. 1) в виде

$$I = \frac{U_n - U}{R} = -\frac{1}{R} U + \frac{U_n}{R}. \quad (3. 3)$$

Полученное выражение представляется прямой линией AB , которая называется *нагрузочной прямой*.

Если изменять величину R при постоянном значении U_n , то нагрузочная прямая будет вращаться вокруг точки A . Она будет вертикальна при $R = 0$ и горизонтальной при $R = \infty$.

При изменении величины U_n и постоянном значении R наклон нагрузочной прямой остается без изменений и прямая перемещается параллельно самой себе.

Точка пересечения нагрузочной прямой с вольт-амперной характеристикой называется рабочей точкой. Ее координаты определяют величину тока в цепи $I = I_0$ и падение напряжения на нелинейном сопротивлении $U_{нэ}$.

Падение напряжения на линейном сопротивлении также определено в виде

$$U_0 = U_n - U_{нэ}. \quad (3. 4)$$

Если в электрической цепи имеется несколько нелинейных элементов с различными вольт-амперными характеристиками, то их можно привести к одному нелинейному элементу с соответствующей эквивалентной вольт-амперной характеристикой. Это выполняется следующим образом.

Если два нелинейных элемента включены параллельно, то суммарный ток равен сумме токов, протекающих через каждое из сопротивлений, а падение напряжения на обоих сопротивлениях одинаково. Эквивалентная вольт-амперная характеристика получается путем сложения ординат вольт-амперных характеристик каждого элемента при одном и том же напряжении.

При последовательном соединении нелинейных элементов через них протекает один и тот же ток, а падения напряжений складываются.

Этот метод можно применять при любом числе последовательно или параллельно соединенных нелинейных и линейных элементов.

Результирующую вольт-амперную характеристику используют в дальнейшем для графического расчета всей цепи, как было рассмотрено выше.

Необходимые для графического расчета вольт-амперные характеристики нелинейных элементов даются в справочной литературе. Однако следует иметь в виду, что в ней приводятся усредненные характеристики, отличающиеся от реальных тем больше, чем шире поле допуска на основные параметры прибора.

Наибольшая точность расчета графическим методом достигается при использовании характеристик, полученных экспериментально. Необходимость в этом возникает при выполнении исследовательских работ, а также при проектировании уникальных устройств.

3. 2. Экспериментальное получение характеристик ламп и полупроводниковых приборов

Наиболее доступен метод снятия характеристик по точкам в режиме постоянного тока. На рис. 3-2 приведена схема для снятия характеристик триода. При составлении такой схемы потенциометры для регулирования напряжений на электродах, в цепях которых проходит ток, должны выбираться по возможности

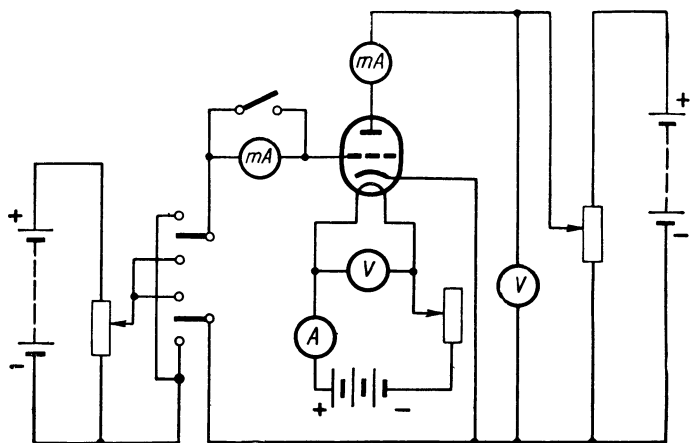


Рис. 3-2. Схема для снятия характеристик триода

высокоомными, чтобы не шунтировать внутреннее сопротивление лампы по этим электродам, а приборы для измерения тока должны обладать наименьшим сопротивлением. Схемы для многосеточных ламп отличаются от схемы, приведенной на рис. 3-2, тем, что для получения сеточных характеристик других сеток (экранной и пр.) в схемах содержатся дополнительные измерительные цепи, аналогичные измерительной цепи сетки рассматриваемой схемы.

Статические характеристики ламп можно снимать при питании электродов переменным током промышленной частоты. С помощью лабораторных автотрансформаторов устанавливаются нужные амплитудные значения напряжений на электродах лампы. Изменяя амплитудные значения токов в цепях электродов и амплитудные значения напряжений на них, фиксируют точки характери-

стики. При этом все напряжения должны быть синфазными. Для измерения напряжений в данном случае пользуются ламповыми вольтметрами. Достоинство метода — меньшая, по сравнению с методом постоянного тока, мощность, рассеиваемая на электродах лампы.

Для быстрого снятия статических характеристик пользуются характериографом — прибором, позволяющим наблюдать и фотографировать семейство статических характеристик на экране осциллографа.

Принципиальная схема характериографа для наблюдения характеристик ламп показана на рис. 3-3. Анодная цепь лампы

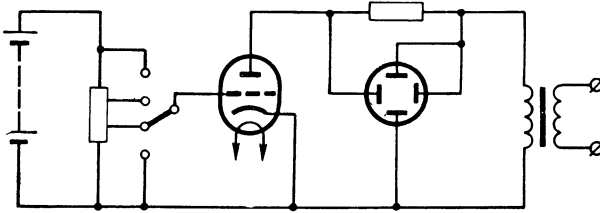


Рис. 3-3. Принципиальная схема характериографа для ламп

питается переменным напряжением промышленной частоты, в цепи сетки выбранные постоянные потенциалы периодически переключаются с помощью специальной электронной цепи или посредством автоматически действующего переключателя. В результате, на экране осциллографа видно семейство характеристик, на котором можно непрерывно наблюдать все изменения, вызываемые изменением различных параметров.

Для получения характеристик полупроводниковых приборов пользуются вольтметрами с высоким входным сопротивлением, милли- и микроамперметрами с малым сопротивлением и источниками питания, обеспечивающими постоянство тока. В процессе измерений необходимо поддерживать постоянную температуру. Для этого при точных измерениях исследуемый полупроводниковый прибор помещается в термостат. Перед каждым замером необходимо давать достаточно большую выдержку, чтобы в цепи полупроводникового прибора закончился переходный процесс, связанный с разогревом полупроводника протекающим током. Переходный процесс возникает в тех случаях, когда изменяются параметры, характеризующие режим работы цепи с полупроводниковым прибором, в частности при изменениях питающего напряжения. Следует иметь в виду, что вольт-амперная характеристика может иметь падающий участок (см. рис. 3-1, б), и при повышении напряжения сверх значения, соответствующего точке максимума

вольт-амперной характеристики, в цепи начинается нарастание тока, которое может привести к разрушению полупроводникового прибора. Для ограничения тока надо включить сопротивление, величина которого должна превышать абсолютное значение максимального отрицательного дифференциального сопротивления на падающем участке вольт-амперной характеристики. При исследовании вольт-амперных характеристик, вид которых заранее не известен, величину добавочного сопротивления подбирают экспе-

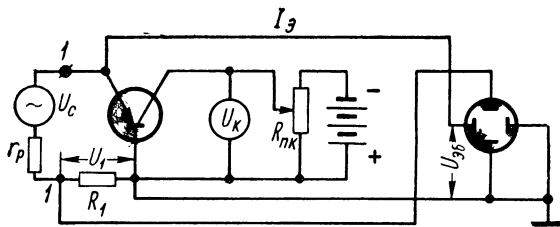


Рис. 3-4. Принципиальная схема характериографа для транзисторов

риментально так, чтобы малому приращению напряжения, приложенного к полупроводниковому прибору, соответствовал малое приращение тока.

Для снятия характеристик полупроводниковых приборов также пользуются характериографами. Однако полученные таким образом характеристики совпадают с характеристиками, снятыми в режиме постоянного тока, лишь в том случае, если разогрев полупроводникового прибора протекающим током ничтожно мал.

На рис. 3-4 показана принципиальная схема для снятия входных характеристик транзистора $U_{э} = f(I_{э})$ при $U_{кб} = \text{const}$ характериографом.

Из приведенной схемы нетрудно уяснить способ получения изображения одной статической характеристики на экране электронно-лучевой трубки.

Если приложить постоянное напряжение к коллектору и подать на вход триода (клеммы 1—1) периодическое линейное изменяющееся напряжение, то в цепи эмиттера будет протекать переменный ток, мгновенные значения которого определяются соответствующими мгновенными значениями входного напряжения и характером статической зависимости тока эмиттера от напряжений $U_{эб}$ и $U_{кб}$.

Для различных значений напряжений $U_{кб}$, которые устанавливаются с помощью потенциометра $R_{нк}$, можно получить входные характеристики.

Снимая напряжения U_1 и $U_{эб}$ на вертикальные и горизонтальные пластины осциллографа, в результате их совместного действия на электронный пучок получаем изображение вольт-амперной характеристики входной цепи транзистора.

Напряжение U_1 создается за счет протекания эмиттерного тока через R_1 , и мгновенные значения U_1 и I_e совпадают.

Для получения на экране осциллографа одновременно целого семейства характеристики в схеме необходимо заменить источник постоянного смещения, определяющий параметр характеристики (потенциометр $R_{нк}$), источником переменных сигналов в виде напряжения ступенчатой формы. При этом необходимо, чтобы разветвляющиеся напряжение и напряжение ступенчатой формы были строго синхронизированы.

3. 3. Способы построения эквивалентных схем

В связи с трудностью использования графического метода для расчета сложных цепей, а также для получения общих решений широко пользуются аналитическим методом расчета. Во многих случаях можно рассчитывать цепь, содержащую нелинейные элементы, как линейную. Для этого нелинейный элемент заменяется эквивалентной цепью, составленной из линейных элементов. Вольт-амперная характеристика такой эквивалентной схемы представляет собой ряд отрезков прямой линии, заменяющих соответствующее число участков вольт-амперной характеристики реального нелинейного элемента. Таким образом, в основу эквивалентной замены нелинейных элементов кладется кусочно-линейная аппроксимация их вольт-амперных характеристик.

Аппроксимация должна быть возможно более точной и в то же время позволяющей строить простые эквивалентные схемы.

Удобнее всего подойти к решению задачи построения эквивалентной схемы путем предварительного анализа графических характеристик отдельных простейших цепей. На рис. 3-5 приведены некоторые схемы и их вольт-амперные характеристики.

Вольт-амперная характеристика линейного сопротивления (рис. 3-5, а) линейна и симметрична относительно осей координат. Она образует с осью напряжений угол $\alpha = \arctg R$. Включая сопротивление R последовательно с источником напряжения E , можно переместить характеристику сопротивления параллельно самой себе вдоль оси напряжений (рис. 3-5, б). Включение сопротивления параллельно с источником тока перемещает его характеристику вдоль оси токов. При этом угол α остается неизменным (рис. 3-5, в). Сочетанием рассмотренных трех схем с переключателем можно получить вольт-амперные характеристики любого вида. Предполагается, что в данной схеме переключатель срабатывает

автоматически при некоторой определенной величине тока или напряжения.

Составление эквивалентной схемы нелинейного элемента можно разбить на три этапа:

- 1) построение реальной вольт-амперной характеристики;
- 2) аппроксимация характеристики путем целесообразного выбора числа отрезков прямых, требуемого для получения желательной точности. При этом необходимо:

а) дать обозначения для различных областей работы;

б) указать крутизну для каждого участка характеристики и точки пересечения участков;

3) составить эквивалентную схему, соответствующую каждому отрезку прямой, и применить переключатель для выбора нужной цепи в данном рабочем режиме.

Для иллюстрации принципа и метода, лежащих в основе составления эквивалентных схем, рассмотрим вакуумный диод.

Реальная кривая аппроксимируется ломаной линией, и тем точнее, чем больше отрезков прямой используется при аппроксимации.

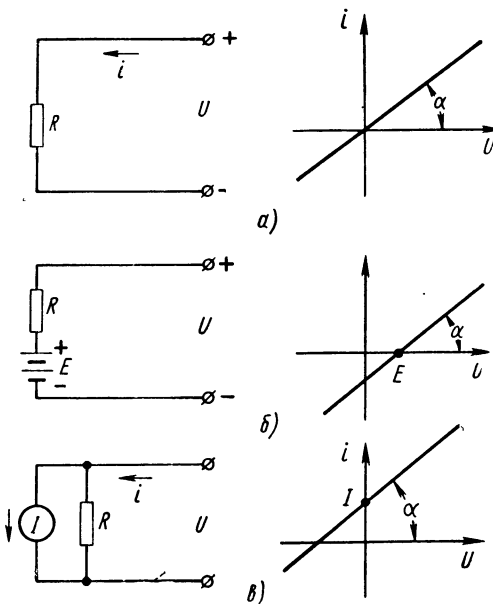


Рис. 3-5. Схемы простейших линейных цепей и их характеристики

Если диод используется как прибор, обладающий униполярной проводимостью, и анодный ток течет лишь при положительных анодных напряжениях, его анодная характеристика аппроксимируется двумя отрезками прямых (рис. 3, 6-а). Область 1: при $U_a \leq 0, I_a = 0$. Область 2: при $U_a > 0, I_a > 0$. Точка пересечения участков находится в начале координат. Крутизна первого участка равна нулю, крутизна второго — $1/R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление диода. Область 1 соответствует разомкнутой цепи (такой режим называют *режимом отсечки* анодного тока). Эквивалентная схема, соответствующая области 2, показана на рис. 3-5, а. Полная эквивалентная схема будет иметь вид, показанный на рис. 3-6, б. Положение 1 ключа К соответ-

стует области 1 характеристики, положение 2 — области 2 (режим передачи).

В некоторых случаях предпочтительнее аппроксимация характеристики диода отрезком прямой, пересекающим ось абсцисс в некоторой точке U_0 (рис. 3-6, в). При такой аппроксимации ре-

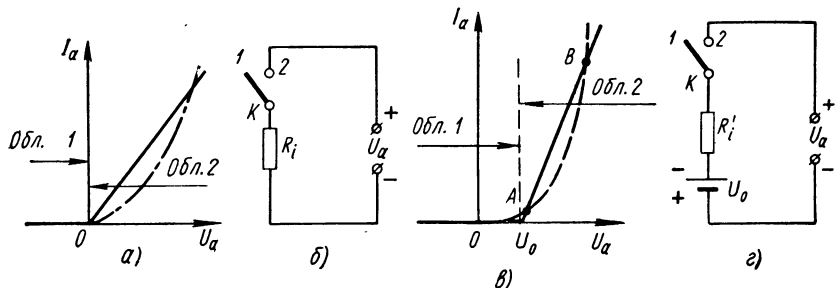


Рис. 3-6. Два примера составления эквивалентной схемы диода

жим отсечки существует при значениях $U_a \leq U_0$; следовательно, эквивалентная схема, соответствующая режиму передачи, дополняется источником постоянного напряжения U_0 . Эквивалентная схема лампы показана на рис. 3-6, г. Наклон прямой здесь берется средний для участка AB реальной характеристики диода.

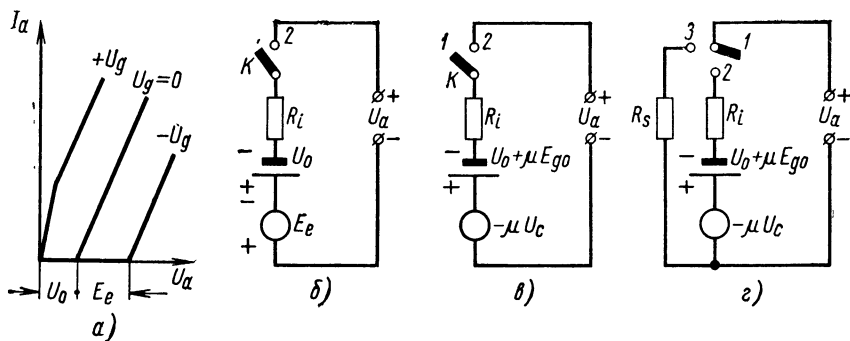


Рис. 3-7. Составление эквивалентной схемы триода

Примеры эквивалентных схем замещения диода можно продолжить. Так, если диод работает в режиме насыщения, вольт-амперную характеристику следует разбить на три области.

Для аппроксимации характеристик вакуумного триода требуется более сложная эквивалентная схема. На рис. 3-7, а показаны идеализированные анодные характеристики. Эквивалентная схема, соответствующая одной характеристике при $U_g = 0$, такая же, как и для вакуумного диода при аппроксимации, по-

казанной на рис. 3-6, а. Для учета изменений сеточного напряжения эту схему можно видоизменить, включив последовательно с источником напряжения E_0 источник напряжения E_e на рис. 3-7, б (полярность источника E_e соответствует отрицательному значению U_g).

В действительности влияние сетки более сложно, так как крутизна характеристики при перемещении последней также изменяется. Однако при тщательном выборе источника E_0 и сопротивления R_p характеристики эквивалентной схемы весьма близки к характеристикам триода.

Определим соотношение между напряжением добавочного эквивалентного генератора E_e и напряжением U_g на сетке лампы.

Коэффициент усиления лампы μ определяется в соответствии с уравнением (2. 6). Так как идеализированные характеристики представляют собой параллельные отрезки прямых линий, величины приращений и дифференциалов одинаковы. Поэтому для идеализированных характеристик

$$\mu = - \left. \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \right|_{I_a = \text{const}} \quad (3. 5)$$

или

$$\Delta U_a = -\mu \Delta U_g \quad (3. 6)$$

при

$$I_a = \text{const} = 0.$$

Величина ΔU_a соответствует величине E_e в эквивалентной схеме (рис. 3-7, б), так как E_e — величина ΔU_a , определенная на линии постоянного анодного тока $I_a = \text{const}$.

Следовательно,

$$E_e = -\mu \Delta U_g. \quad (3. 7)$$

Здесь E_e — изменение анодного напряжения от напряжения приведения E_0 , соответствующего характеристике $U_g = 0$, до напряжения приведения любой произвольно выбранной характеристики.

Следовательно, исходное напряжение на сетке равно нулю и $\Delta U_g = U_g$. Таким образом,

$$E_e = -\mu U_g. \quad (3. 8)$$

Обычно в выражение для общего сеточного напряжения входят два члена

$$U_g = U_c - E_{cc}, \quad (3. 9)$$

где E_{cc} — отрицательная постоянная составляющая сеточного напряжения, равная напряжению смещения на сетке;

U_c — переменная составляющая или напряжение сигнала.

Поэтому напряжение эквивалентного источника, заменяющего действие сетки, можно выразить следующим образом:

$$E_e = -\mu U_g + \mu E_{cc}. \quad (3.10)$$

Это уравнение приводит к эквивалентной схеме (рис. 3-7, в), в которой все члены, характеризующие постоянные составляющие, объединены в одном источнике постоянного напряжения.

Эта эквивалентная схема отражает работу лампы в каждой из двух областей:

1) в нормальной области линейного режима, соответствующей положению 2 переключателя;

2) в области режима отсечки, соответствующей положению 1 переключателя.

Эквивалентную схему можно дополнить еще одним контактом переключателя и цепью для учета работы в области насыщения. В этом режиме работы лампа действует как простое омическое сопротивление R_s , и полная эквивалентная схема имеет вид, представленный на рис. 3-7, г. Режим насыщения (переключатель ставится в положение 3) наступает в тех случаях, когда сеточное напряжение равно анодному напряжению или больше его.

Обычно при расчете интересуются областью линейного режима, и цепи с контактами 1 и 3 не рассматриваются.



4 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНО- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

4. 1. Основные типы усилительно-преобразовательных устройств

Усилителем называется устройство, в котором входной сигнал отностительно небольшого энергетического уровня управляет потоком энергии гораздо бóльшего уровня, поступающим от источника питания к нагрузке, включенной на выходе усилителя. Как правило, в усилителях вид энергии на входе и выходе одинаков. Любой усилитель основан на использовании свойств нелинейного управляемого элемента (нелинейного сопротивления).

Нелинейные управляемые элементы, применяемые в УПУ, представляют собой нелинейные пассивные четырехполюсники. Если в таком четырехполюснике отсутствуют обратные связи между выходными и входными параметрами, то его свойства полностью определяются одной вольт-амперной характеристикой, снятой со стороны входа, и семейством вольт-амперных характеристик, снятых со стороны выхода, при различных, но постоянных значениях входного параметра (например, электронная лампа, работающая без сеточных токов). Если обратные связи в четырехполюснике имеют место, то его свойства определяются двумя семействами вольт-амперных характеристик, снятых со стороны входа и выхода (лампы, работающие с сеточными токами; транзисторы).

По характеру проводимости со стороны выхода все нелинейные управляемые элементы, используемые для усиления в УПУ, относятся к элементам, обладающим вентильными свойствами, с управляемым параметром типа R .

По виду вольт-амперных характеристик управляемые нелинейные элементы делятся на две группы: элементы с плавным изменением управляемого параметра (рис. 4-1, *а*, *б*) и элементы со скачкообразным изменением управляемого параметра (рис. 4-1, *в*, *г*).

У элементов первой группы семейство вольт-амперных характеристик, снятых со стороны выхода, при различных значениях управляющего сигнала не имеет участков с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Характер изменения управляемого

параметра у элементов второй группы также определяется семейством вольт-амперных характеристик, снятых со стороны выхода (рис. 4-1, в, г) при различных значениях управляющего сигнала. Кривые этого семейства имеют участки с отрицательным дифференциальным сопротивлением и при неизменном входном сигнале любая характеристика семейства превращается в вольт-амперную характеристику ключа (рис. 4-1, д).

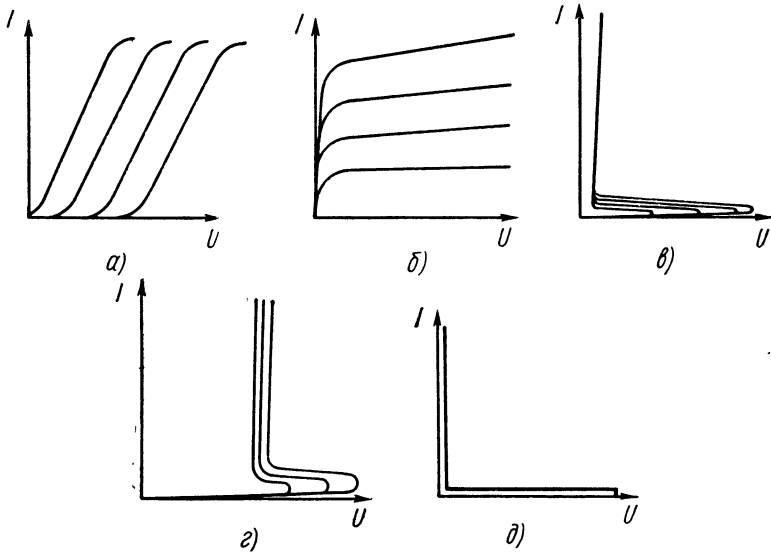


Рис. 4-1. Семейства выходных вольт-амперных характеристик нелинейных управляемых элементов:

a и *б* — элементы с плавным изменением управляемого параметра (триод, лучевой тетрод, пентод, транзистор); *в* и *г* — элементы со скачкообразным изменением управляемого параметра (тиристор, тиратрон); *д* — характеристика ключа

Рассмотрим основные закономерности построения каскадов усиления, определяемые свойствами снятых со стороны выхода вольт-амперных характеристик управляемых элементов.

Элементы с плавным изменением управляемого параметра позволяют строить каскады усиления с пропорциональной зависимостью между выходной и входной величинами (рис. 4-2, *a*) как при постоянном, так и при переменном питании каскада от дополнительного источника энергии. Причем при питании каскада от источника энергии постоянного тока используется амплитудный метод управления нелинейными элементами (каскады усиления переменного или постоянного тока), а при питании от источника переменного тока возможен фазовый метод управления или

амплитудно-фазовый метод управления (каскады усиления среднего значения тока). Как правило, при питании от источника переменного напряжения каскад выполняет одновременно и функцию усиления входного сигнала и функцию преобразования. Так как характеристики этой группы элементов нереверсивны, то для обеспечения двухтактности (реверсивности) каскада (рис. 4-2, б) необходимо соединение управляемых элементов в дифференциальную или мостовую схему.

Элементы со скачкообразным изменением управляемого параметра при питании переменным напряжением позволяют получать

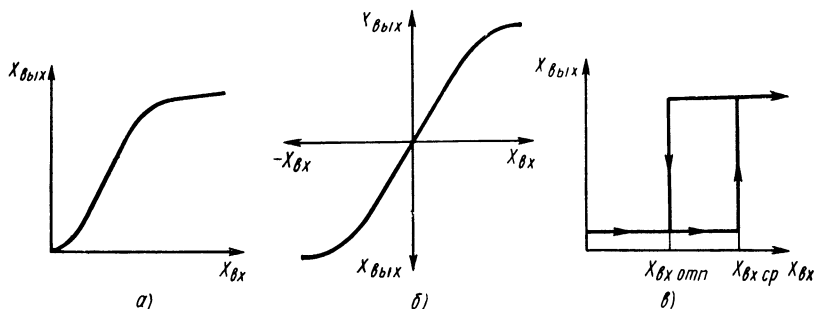


Рис. 4-2. Статические характеристики каскадов УПУ:

a — одноконтная (нереверсивная) пропорциональная характеристика; *б* — двухтактная (реверсивная) пропорциональная характеристика; *в* — релейная характеристика

пропорциональную зависимость между выходными и входными величинами при использовании как фазового, так и амплитудного методов управления (схемы с тиратронами, управляемыми диодами-тиристорами). При питании постоянным напряжением характеристики каскадов превращаются в релейные (рис. 4-2, в), причем при любом характере напряжения питания для обеспечения реверсивности характеристик применяют дифференциальную или мостовую схему включения этих элементов.

Каскады с релейными характеристиками используются в схемах бесконтактных полупроводниковых релейных усилителей с внешней или внутренней линеаризацией, представляющих собой усилители среднего значения входного сигнала. Статические характеристики этих усилителей и, следовательно, энергетические соотношения в выходных цепях аналогичны соответствующим характеристикам релейно-контактных усилителей автоматики.

В заключение отметим, что приведенный выше разбор основных закономерностей в построении каскадов усиления был сделан без учета возможных обратных связей. Обратные связи могут существенно изменять характеристики каскада, о чем будет сказано ниже.

Все каскады можно разделить на два типа: каскады с усилением и каскады преобразования без усиления.

Подробная классификация каскадов с усилением может быть осуществлена, если учесть форму сигнала на входе и выходе каскада (в нагрузке). Если форма выходного сигнала каскада с определенной точностью соответствует форме входного сигнала, то такой каскад выполняет только функцию усиления (например, каскады усиления переменного тока). Если формы сигналов на входе и выходе каскадов оказываются различными, то, очевидно, каскад выполняет не только функции усиления, но и функции преобразования входного сигнала. Каскады с постоянным входным и переменным (синусоидальным) выходным сигналами получили название модуляторов. Каскады с переменным (синусоидальным) входным сигналом и постоянным выходным сигналом получили название фазочувствительных усилителей-преобразователей.

Наконец, если на вход каскада подается одновременно два разнородных сигнала — постоянный и переменный, а выходной сигнал по форме совпадает с одним из входных сигналов, то в данном случае каскад выполняет одновременно функции суммирования, усиления и преобразования сигналов.

Усилительные каскады, выполняющие функции преобразования постоянного или переменного входного сигнала в сигналы, имеющие импульсную форму, получили название импульсных преобразователей. К ним же относятся каскады, осуществляющие преобразование входных импульсов одной формы в выходные импульсы другой формы.

Все каскады, выполняющие преобразование сигналов с усилением по мощности, а также каскады, которые используются как преобразователи без усиления по мощности, могут быть осуществлены как с использованием нелинейных управляемых элементов, так и с применением нелинейных неуправляемых элементов.




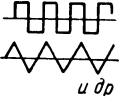
Все приведенные выше сочетания различных форм входных и выходных сигналов, имеющие место в каскадах, работающих как с усилением, так и без усиления, сведены в табл. 4-1.

Таблица 4-1

Классификация каскадов усилительно-преобразовательных устройств по функциональному назначению

Входной сигнал	Выходной сигнал	Операции, выполняемые каскадом	Принятое наименование каскада
$\sim f_1$	$\sim f_1$	Усиление	Усилитель переменного тока
—	—	Усиление	Усилитель постоянного тока

Продолжение табл. 4-1

Входной сигнал	Выходной сигнал	Операции, выполняемые каскадом	Принятое наименование каскада
 T_1 и др.	 T_1 и др.	Усиление	Импульсный усилитель
—	~	Преобразование	Модулятор
		Усиление + преобразование	Усилитель-модулятор
~	—	Преобразование	Фазонечувствительный выпрямитель (выпрямитель)
		Усиление + преобразование	Фазочувствительный усилитель-выпрямитель
		Преобразование	Фазочувствительный преобразователь (демодулятор)
		Усиление + преобразование	Усилитель-демодулятор
~ и —	—	Суммирование + преобразование	Функциональный преобразователь
		Суммирование + усиление + преобразование	Функциональный усилитель-преобразователь
~ и —	~	Суммирование + преобразование	Функциональный преобразователь
		Суммирование + усиление + преобразование	Функциональный усилитель-преобразователь
— и ~	 $и др.$	Усиление + преобразование	Импульсный преобразователь
		Преобразование	Преобразователь частоты
~ f_1	~ f_2	Преобразование	Преобразователь частоты
		Усиление + преобразование	Усилитель-преобразователь частоты
	 $и др.$	Генерирование	Генератор колебаний специальной формы

4. 2. Структура каскада

Источник сигнала и нагрузка каскада. Любой каскад с нелинейным управляемым элементом имеет две цепи — входную и выходную. Входная цепь содержит источник усиливаемых электрических сигналов, а выходная — источник питания каскада и нагрузку. Источником входных сигналов могут быть различного типа датчики или выходные цепи предыдущих каскадов при их каскадном включении.

При анализе работы каскада на основании теоремы об эквивалентном генераторе можно любой источник сигнала представить

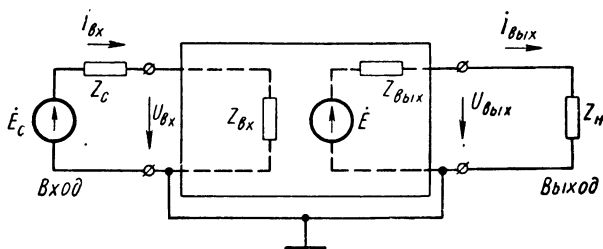


Рис. 4-3. Упрощенная структурная схема каскада усиления

как генератор э. д. с. с некоторым внутренним сопротивлением, причем в зависимости от типа датчика характер внутреннего сопротивления генератора э. д. с. может быть различным. Например, если датчик потенциометрический, то внутреннее сопротивление генератора будет носить активный характер; при индуктивных же датчиках внутреннее сопротивление будет иметь комплексный характер.

Наиболее часто нагрузкой усилителей автоматических устройств являются обмотки исполнительных устройств или входные цепи последующих каскадов усиления. При расчете каскада нагрузка учитывается как комплексное сопротивление той или иной структуры, причем в общем случае нагрузка может содержать еще и противо-э. д. с.

Как правило, в ламповых и полупроводниковых каскадах входная и выходная цепи имеют общую точку.

На рис. 4-3 приведена упрощенная схема каскада усиления, для которой внутреннее сопротивление источника питания цепи нагрузки принято равным нулю. Источник сигнала представляет собой генератор э. д. с. \dot{E}_c с сопротивлением Z_c (в общем случае комплексным), подключенным ко входному сопротивлению усилителя $Z_{вх}$.

Под входным сопротивлением усилителя $Z_{вх}$ понимают величину сопротивления, определяемую соотношением

$$Z_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}.$$

Со стороны выхода каскад усиления можно представить как последовательное соединение эквивалентного генератора э. д. с. с выходным сопротивлением усилителя $Z_{вых}$ и сопротивлением нагрузки. В частном случае некоторые из сопротивлений схемы могут быть активными. Как видно из схемы, приведенной на

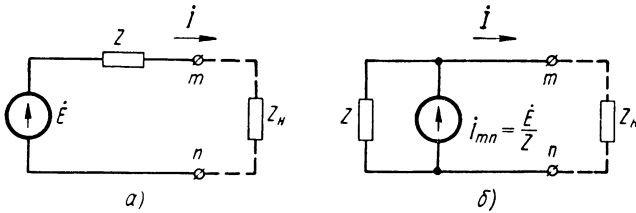


Рис. 4-4. Эквивалентные схемы генераторов:
а — напряжения; б — тока

рис. 4-3, входное сопротивление каскада усиления является нагрузкой для источника входных сигналов. Одновременно каскад усиления является источником сигналов для внешней нагрузки.

Рассмотренная структурная схема является одним из четырех возможных вариантов схем усилительного каскада. Три другие варианта можно получить, если один из генераторов э. д. с. или оба генератора одновременно в схеме заменить генераторами тока.

Взаимный переход от схем с генератором э. д. с. к схемам с генератором тока осуществляется на основании условия эквивалентности, согласно которому генератор с внутренним сопротивлением Z и напряжением холостого хода \dot{E} может быть заменен источником тока (рис. 4-4) с

$$\dot{I}_{mn} = \frac{\dot{E}}{Z} = Y\dot{E}. \tag{4.1}$$

Следовательно,

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{Z + Z_n} = \frac{Z}{Z + Z_n} \dot{I}_{mn}. \tag{4.2}$$

С точки зрения режимов работы каскада все варианты его структурной схемы равноценны. Выбор варианта для анализа схемы определяется в основном удобством исследования при решении конкретной задачи расчета каскада.

Следует отметить, что рассмотренные схемы являются условными, так как входная и выходная цепи каскадов показаны изолированными. В действительности значения выходных величин каскада являются функциями входных. Особенности этой связи между выходными и входными параметрами усилителя являются одним из главных предметов изучения ламповых и полупроводниковых устройств автоматики.

В блок-схеме любой замкнутой системы управления непрямого действия¹ усилительно-преобразовательное устройство занимает

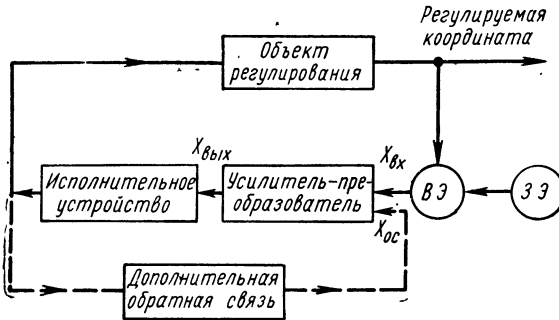


Рис. 4-5. Блок-схема замкнутой системы автоматического управления:

ВЭ — вычислительный элемент; ЗЭ — задающий элемент

промежуточное положение между датчиком электрических сигналов и исполнительным устройством (рис. 4-5). Род напряжения источника питания датчика и напряжения обратных связей определяют форму входных сигналов усилительно-преобразовательного устройства, форма же выходных сигналов определяется типом исполнительного устройства, используемого в системе управления. Так как обычно, кроме суммирования и преобразования сигналов, требуется усиление их по мощности, то ламповые и полупроводниковые устройства автоматики, как правило, являются сложными усилителями-преобразователями, состоящими из ряда каскадов, выполняющих определенные функции. Каскады нумеруются в возрастающем порядке от входа к выходу. Первый каскад называется входным, последний — выходным, остальные каскады называются промежуточными. По типу межкаскадной связи все усилители могут быть разделены на усилители с емкостной, трансформаторной и гальванической связью.

¹ Регулятор, в котором чувствительный элемент воздействует на регулирующую орган через усилитель мощности и для перемещения регулирующего органа используется энергия постороннего источника, называется регулятором непрямого действия.

Как указывалось выше, различное сочетание входных и выходных сигналов требует применения каскадов, выполняющих различные функции (см. табл. 4-1) и имеющих соответственно различные наименования. Все это относится и к сложному усилительно-преобразовательному устройству в целом.

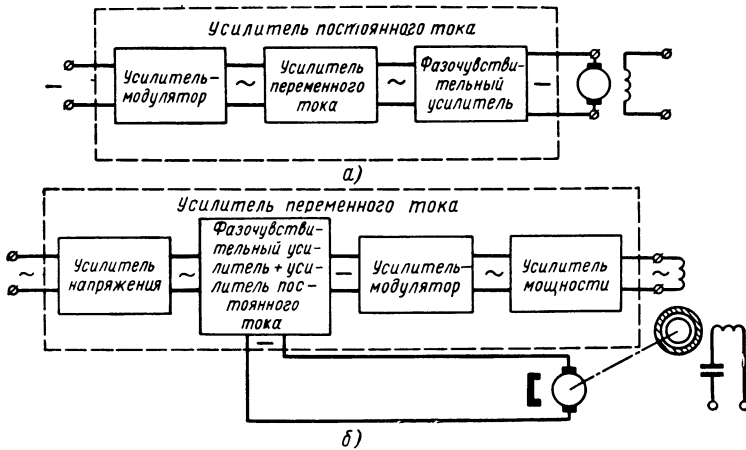


Рис. 4-6. Блок-схемы усилителей тока с преобразованием

Наименование многокаскадного усилителя-преобразователя определяется его главными функциями (усиление напряжения или тока, усиление мощности), а также видом входного и выходного сигналов. При этом промежуточные каскады сложного усилителя могут быть любого типа. Например, на рис. 4-6, а показан усилитель мощности постоянного тока, не содержащий ни одного каскада усиления постоянного тока; на рис. 4-6, б приведен усилитель мощности переменного тока с различными промежуточными каскадами.

4. 3. Типы и параметры каскадов усиления

В зависимости от соотношения входного сопротивления каскада $Z_{вх}$ и внутреннего сопротивления источника сигнала Z_c различают следующие три режима работы (см. рис. 4-3).

При $Z_{вх} \gg Z_c$ источник сигнала практически работает в режиме холостого хода и заданной входной величиной является напряжение $\dot{U}_{вх} \approx E_c$. Поэтому с точки зрения режима работы источника питания входной цепи, усилитель с достаточно большим входным сопротивлением можно назвать усилителем напряжения.

Очевидно, если выполняется условие $Z_{вх} \ll Z_c$, то источник сигнала будет работать в режиме, близком к режиму короткого

замыкания, и заданной входной величиной будет ток короткого замыкания генератора \dot{E}_c , т. е. $\dot{I}_{вх} \approx \dot{I}_c$. Такой усилитель можно назвать усилителем тока. Отметим, что один и тот же каскад с неизменной величиной входного сопротивления $Z_{вх}$ может быть как усилителем напряжения, так и усилителем тока, в зависимости от величины внутреннего сопротивления источника сигнала (датчика).

Наконец, могут иметь место случаи, когда в усилителях соотношение между входным сопротивлением $Z_{вх}$ и внутренним сопротивлением источника сигнала Z_c близко к условию передачи максимальной активной мощности. При этом усилитель можно назвать усилителем мощности. Условием согласования сопротивления нагрузки (входа усилителя) и внутреннего сопротивления генератора (источника сигнала) является следующее равенство:

$$Z_c = Z_{вх}^* \quad (4.3)$$

где $Z_{вх}^*$ — комплексное сопротивление, сопряженное с Z_c .

Следует отметить, что некоторые источники сигнала требуют обеспечения определенных величины и характера сопротивления нагрузки. Например, вентильный фотоэлемент, как это следует из его характеристик, должен работать в условиях, близких к режиму короткого замыкания (режим усиления тока), а для потенциометрических и индуктивных датчиков желательно работать в режиме холостого хода (усиление напряжения). Поэтому тип датчика определяет режим работы входной цепи, т. е. определяет величину входного сопротивления усилителя, а следовательно, и тип усилителя.

Для ламповых и полупроводниковых усилительных каскадов, работающих при частотах, используемых в системах автоматического управления, входное сопротивление, как правило, является активным, а сопротивление источника сигнала может быть активным или комплексным. Рассмотрим для этого случая вопрос согласования сопротивления входной цепи с внутренним сопротивлением источника сигнала.

Датчики, являющиеся источниками входных сигналов, можно разделить на два типа:

1) датчики с постоянным внутренним сопротивлением $Z = \text{const}$;

2) датчики с переменным внутренним сопротивлением $Z = \text{var}$.

У датчиков первой группы величина Z не зависит от величины входного сигнала, а у датчиков второй группы является некоторой функцией входной величины $X_{вх}$ (например, перемещения). Примером датчика первой группы являются сельсины, работающие

в трансформаторном режиме; примером датчиков второй группы являются потенциометрические и индуктивные датчики.

Рассмотрим, какие особенности накладывает условие $Z = \text{const}$ или $Z = \text{var}$ при согласовании входного сопротивления схемы с внутренним сопротивлением источника сигнала.

I. $Z = \text{const}$. Одной из главных характеристик датчиков является дифференциальная чувствительность, равная

$$K_d = \left(\frac{\partial X_{\text{вых}}}{\partial X_{\text{вх}}} \right)_{X_{\text{вх}} = X_{\text{вх}0}, \quad (4.4)$$

и статическая чувствительность

$$K_c = \frac{X_{\text{вых}}}{X_{\text{вх}}}, \quad (4.5)$$

где $X_{\text{вх}}$ и $X_{\text{вых}}$ — соответственно входная и выходная величины датчика.

Как известно, при линейной статической характеристике датчика значения дифференциальной и статической чувствительностей совпадают. Зависимость э. д. с. на роторе сельсина-приемника от угла поворота приведена на рис. 4-7.

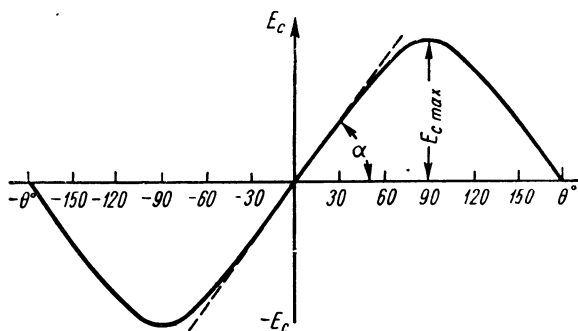


Рис. 4-7. Зависимость э. д. с. ротора сельсина приемника от угла поворота

Система, состоящая из двух сельсинов, один из которых называется сельсином-датчиком, а второй сельсином-приемником, используется в трансформаторном режиме как датчик рассогласования следящих систем. В следящих системах (как и в системах автоматического управления вообще) отклонения от синхронного положения¹ весьма малы, а поэтому углы рассогласования датчика

¹ Под синхронным положением понимается взаимно перпендикулярное положение осей обмоток ротора, соответствующее равенству нулю э. д. с. ротора сельсина приемника.

не превышают величины порядка 10^{-5} . Это обстоятельство позволяет в рабочем диапазоне углов рассогласования считать статическую характеристику датчика линейной. Следовательно, с учетом выражений (4. 4) и (4. 5) чувствительность датчика будет равна

$$K_0 = \left(\frac{\partial E_c}{\partial \theta} \right)_{\theta=0} \approx \frac{E_c}{\theta}, \quad (4. 6)$$

т. е., чувствительность датчика в режиме холостого хода определяется углом наклона статической характеристики α , так как

$$\operatorname{tg} \alpha = K_0. \quad (4. 7)$$

При подключении датчика ко входу усилителя с сопротивлением $r_{\text{вх}}$ величина входного тока $I_{\text{вх}}$ будет равна

$$I_{\text{вх}} = \frac{E_c}{|Z_c| + r_{\text{вх}}}, \quad (4. 8)$$

где $|Z_c|$ — модуль внутреннего сопротивления датчика рассогласования, равный при индуктивно-активном характере этого сопротивления

$$\sqrt{r_c^2 + \omega^2 L_c^2}.$$

Напряжение на входе усилителя

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} r_{\text{вх}} = E_c \frac{r_{\text{вх}}}{|Z_c| + r_{\text{вх}}} = E_c \frac{1}{1 + \frac{|Z_c|}{r_{\text{вх}}}}, \quad (4. 9)$$

откуда, учитывая выражение (4. 7), получим

$$K = K_0 \frac{1}{1 + \frac{|Z_c|}{r_{\text{вх}}}}. \quad (4. 10)$$

Таким образом, чувствительность датчика при включении нагрузки (входное сопротивление схемы) уменьшается. Характер изменения чувствительности при изменении $r_{\text{вх}}$ показан на рис. 4-8. Если уменьшение чувствительности нежелательно, необходимо выбрать $r_{\text{вх}} \gg |Z_c|$. Если сопротивление входа усилителя превышает на порядок величину внутреннего сопротивления $|Z_c|$, т. е. при $\frac{|Z_c|}{r_{\text{вх}}} = 0,1$, уменьшение чувствительности происходит на 9%. Итак, с уменьшением сопротивления $r_{\text{вх}}$ чувствительность уменьшается, однако характеристика датчика остается близкой к линейной.

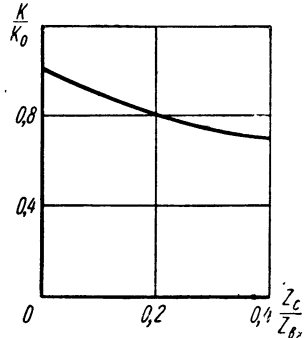


Рис. 4-8. Зависимость изменения чувствительности при уменьшении входного сопротивления усилителя

II. $Z_c = \text{var}$. Примерами датчиков второй группы являются индуктивные и потенциометрические датчики. Электрическая схема индуктивного датчика* приведена на рис. 4-9, а, а схема

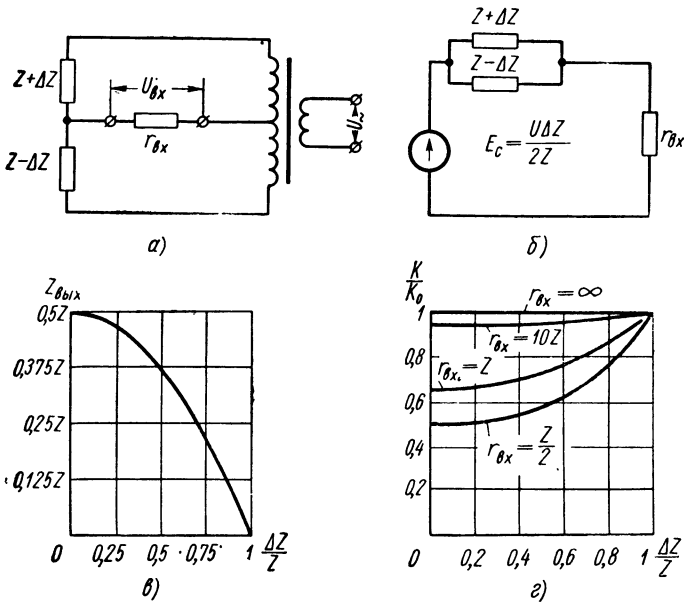


Рис. 4-9. Индуктивный датчик:

а — электрическая схема датчика; б — схема замещения; в — зависимость выходного сопротивления датчика от величины входного воздействия; г — характер изменения чувствительности датчика от величины входного сопротивления

замещения датчика, полученная на основании теоремы об эквивалентном источнике, — на рис. 4-9, б.

Выходное сопротивление датчика

$$Z_{\text{вых}} = Z_c = \frac{(\Delta Z + Z)(Z - \Delta Z)}{Z + \Delta Z + Z - \Delta Z} = \frac{Z^2 - (\Delta Z)^2}{2Z} = \frac{1 - \left(\frac{\Delta Z}{Z}\right)^2}{\frac{2}{Z}}, \quad (4.11)$$

где Z — начальное сопротивление одного плеча датчика;
 ΔZ — приращение сопротивления плеча датчика, пропорциональное перемещению якоря.

* Внутреннее сопротивление датчика полагается индуктивным.

Из выражения (4. 11) следует, что Z_c зависит от величины приращения сопротивления ΔZ , т. е. от величины перемещения якоря. Характер этой зависимости показан на рис. 4-9, в.

В режиме холостого хода статическая характеристика датчика оказывается линейной, и, следовательно, чувствительность датчика будет постоянной:

$$K_0 = \frac{E_c}{\Delta Z} = \frac{U}{2Z}. \quad (4. 12)$$

При $r_{\theta x} \neq \infty$ чувствительность датчика будет определяться величиной входного сопротивления усилителя $r_{\theta x}$ и величиной отклонения якоря датчика от нейтрали, т. е. величиной приращения сопротивления ΔZ . Выражение для чувствительности датчика, нагруженного входным сопротивлением усилителя $r_{\theta x}$, можно получить из соотношения (4. 10), подставив соответствующее выражение (4. 11) для Z_c :

$$K = \frac{K_0}{\frac{Z}{2r_{\theta x}} \left[1 - \left(\frac{\Delta Z}{Z} \right)^2 \right] + 1}. \quad (4. 13)$$

Из полученного выражения следует, что чувствительность датчика снижается с уменьшением сопротивления $r_{\theta x}$, причем наименьшая чувствительность соответствует положению якоря на нейтрали ($X_{\theta x} = 0$).

При смещении якоря с нейтрали (по мере увеличения $|\Delta Z|$) чувствительность датчика возрастает. Таким образом, при $Z_c = \infty$ статическая характеристика нагруженного датчика оказывается нелинейной, и значения статической и динамической чувствительности не совпадают. Характер зависимости чувствительности датчика от величины $r_{\theta x}$ для различных соотношений $\left| \frac{\Delta Z}{Z} \right|$ приведен на рис. 4-9, г.

Соотношение между выходным сопротивлением каскада ($Z_{\text{вых}}$) и сопротивлением нагрузки (Z_n) может быть таким же, как и в рассмотренных выше случаях для входной цепи. Тогда по аналогии при $Z_n \gg Z_{\text{вых}}$ выходной величиной каскада является напряжение, и каскад носит название каскада с потенциальным выходом [73]. При $Z_n \ll Z_{\text{вых}}$ выходной величиной является ток, а каскад называют каскадом с токовым выходом.

Если же выполняются условия согласования сопротивлений Z_n и $Z_{\text{вых}}$, то выходной величиной каскада является мощность, снимаемая с нагрузки, и каскад называется каскадом усиления сигнала по мощности. Понятие усиление сигнала по мощности в данном случае используется для того, чтобы подчеркнуть условия согласования сопротивлений $Z_{\text{вых}}$ и Z_n , так как, строго говоря,

в любом каскаде усиления обязательно осуществляется усиление сигнала по мощности.

Таким образом, если учесть число возможных сочетаний режимов работы входной и выходной цепей каскада, то ранее принятая классификация каскадов усиления по характеру работы входной и выходной цепей его приведет к девяти различным видам каскадов.

На практике такой классификации не придерживаются и пользуются сокращенными названиями: «усилитель тока», «усилитель мощности», «усилитель напряжения». При этом нетрудно видеть, что эти названия для усилителей подчеркивают лишь специфику усиления сигнала по мощности для различных рассмотренных выше случаев. Принятые названия усилителей справедливы как для каскадов усиления, так и усилителей-преобразователей. Так как в импульсных схемах входной и выходной сигналы характеризуются определенным спектром частот, то говорить о соотношении сопротивлений входной и выходной цепей нельзя.

Основными параметрами каскада, характеризующими процессы усиления, являются коэффициент усиления, линейные и нелинейные искажения, коэффициент полезного действия. Количественной характеристикой, определяющей процесс усиления каждого типа усилителя, является соответствующий коэффициент усиления.

Коэффициентом усиления каскада по напряжению условимся называть отношение установившегося значения напряжения выходного сигнала к напряжению входного сигнала

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \quad (4.14)$$

Коэффициентом усиления по току называется отношение тока на выходе усилителя к току входного сигнала

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}. \quad (4.15)$$

Коэффициентом усиления по мощности называется отношение активной мощности, выделяемой в нагрузке усилителя, к активной мощности, отдаваемой источником входного сигнала,

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \quad (4.16)$$

Все перечисленные коэффициенты усиления каскадов зависят не только от параметров усилительного элемента, но и от параметров входной и особенно выходной цепей каскада. Поэтому, строго говоря, судить о различных коэффициентах усиления можно при заданном или выбранном типе нагрузки и режиме работы входной цепи.

Широкое применение в практике расчета систем автоматического управления частотных методов требует выражения коэффициентов усиления в логарифмических единицах—децибелах ($1 \text{ дб} = 0,1 \text{ бела}$). Связь линейных и логарифмических единиц весьма проста:

$$K_p (\text{дб}) = 10 \lg K_p; \quad (4.17)$$

$$K_{u, t} (\text{дб}) = 20 \lg K_{u, t}. \quad (4.18)$$

Под к. п. д. усилителя η понимают отношение мощности выходного сигнала усилителя, отдаваемого в нагрузку, к суммарной мощности, потребляемой усилителем от источников питания,

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_n}. \quad (4.19)$$

К. п. д. для мощных выходных каскадов является одним из важнейших показателей, так как он определяет экономичность усилителя и тепловой режим нелинейных управляемых элементов, используемых в усилителе.

Если в схеме усилителя электрические цепи имеют реактивные элементы или если усилитель работает на нагрузку с реактивной составляющей, то для усилителя с пропорциональной характеристикой зависимость между мгновенными значениями выходного сигнала y и входного сигнала x может быть выражена в виде дифференциального уравнения

$$\frac{d^n y}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + a_2 \frac{d^{n-2} y}{dt^{n-2}} + \dots + a_{n-1} \frac{dy}{dt} + a_n y = bx. \quad (4.20)$$

Переходя к операторной форме записи, получим

$$y (p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + a_3 p^{n-3} + \dots + a_{n-1} p + a_n) = bx, \quad (4.21)$$

откуда

$$\frac{y}{x} = W(p) = \frac{b}{p^n + a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_n}. \quad (4.22)$$

Полученная зависимость называется *передаточной функцией*.

Если на вход усилителя подается гармоническое воздействие $x = X_m \sin \omega t$, то, учитывая пропорциональность характеристики усилителя¹, можно предположить, что выходной сигнал будет также гармоническим $y = Y_m \sin (\omega t + \varphi)$. Переходя в диф-

¹ Имеются в виду малые отклонения входного сигнала, позволяющие полагать статическую характеристику усилителя линейной.

ференциальном уравнении от мгновенных величин к векторным, представленным в показательной форме, а именно

$$\dot{x} = X_m e^{j\omega t} \text{ и } \dot{y} = Y_m e^{j(\omega t + \varphi)},$$

будем иметь

$$\frac{\dot{y}}{\dot{x}} = W(j\omega) = \frac{b}{(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + a_2(j\omega)^{n-2} + \dots + a_{n-1}(j\omega) + a_n}. \quad (4.23)$$

Полученная зависимость называется *амплитудно-фазовой частотной характеристикой*, или *комплексным коэффициентом усиления* K . Комплексный коэффициент усиления может быть представлен в показательной форме

$$W(j\omega) = \dot{K} = W(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (4.24)$$

где $W(\omega)$ — модуль $W(j\omega)$, равный отношению амплитуд выходного и входного колебаний, $W(\omega) = \frac{Y_m}{X_m}$;

$\varphi(\omega)$ — аргумент $W(j\omega)$, равный углу между векторами выходного и входного сигналов, $\varphi(\omega) = \varphi$.

Функция $W(\omega) = |W(j\omega)|$ называется *амплитудно-частотной характеристикой* усилителя.

Функция $\varphi(\omega) = \arg W(j\omega)$ называется *фазовой частотной характеристикой* усилителя.

Амплитудная и фазовая характеристики могут быть получены из амплитудно-фазовой частотной характеристики. Так, например, если знаменатель выражения (4.23) представить в виде

$$(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + a_2(j\omega)^{n-2} + \dots + a_{n-1}(j\omega) + a_n = A(\omega) + jB(\omega), \quad (4.25)$$

то амплитудно-частотная характеристика будет выражаться зависимостью

$$\frac{Y_m}{X_m} = W(\omega) = \frac{b}{\sqrt{[A(\omega)]^2 + [B(\omega)]^2}}, \quad (4.26)$$

а фазовая частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (4.27)$$

Итак, амплитудная частотная характеристика представляет собой зависимость модуля коэффициента усиления усилителя от частоты (скорости) изменения входного сигнала, а фазовая частот-

ная характеристика — зависимость сдвига по фазе между выходным и входным сигналами от скорости изменения последнего.

Амплитудная и фазовая частотные характеристики определяют искажения, которые претерпевает входной сигнал, изменяющийся с определенной скоростью, в процессе его усиления. Эти искажения, вносимые инерционными элементами тракта усиления, носят название линейных искажений. Если построить зависимости $W(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ в логарифмическом масштабе частот, то получим так называемые логарифмические характеристики, широко используемые при анализе и синтезе динамических систем.

В технической литературе зависимость формы выходного сигнала, обусловленную неодинаковым усилением сигналов различных частот, т. е. амплитудную частотную характеристику, называют иногда частотной характеристикой, фазовую частотную характеристику — просто фазовой, а амплитудно-фазовую характеристику — частотно-фазовой.

Рассмотренные выше искажения, вносимые инерционными элементами схемы, вызываются зависимостью коэффициента усиления от частоты входного сигнала. Поэтому спектральный состав гармонических составляющих выходного и входного сигналов усилителя одинаков. Такие искажения, как было сказано выше, носят название линейных.

Нелинейными, или амплитудными, искажениями называют искажения формы выходного сигнала, обусловленные нелинейностью элементов, составляющих схему усилителя. Основные причины нелинейных искажений — нелинейность входных и выходных характеристик ламп, полупроводниковых триодов, ферромагнитных элементов схемы и т. д. Если схема вносит нелинейные искажения, то при синусоидальном входном сигнале кривая напряжения или тока на выходе несинусоидальна. Нелинейные искажения в усилителях гармонических сигналов обычно оценивают величиной коэффициента гармоник

$$K_g = \sqrt{k_{e_2}^2 + k_{e_3}^2 + k_{e_4}^2 + \dots}, \quad (4.28)$$

где k_{e_2} , k_{e_3} , k_{e_4} — соответственно коэффициенты отношения амплитуд второй, третьей и т. д. гармонических составляющих к амплитуде основной частоты.

4. 4. Классы усиления

Режимы работы электронных ламп и транзисторов делятся на классы А, В, С и D. Режимы отличаются друг от друга энергетическими и экономическими показателями, а поэтому имеют различные области применения.

В режиме класса А (рис. 4-10, а) напряжение смещения устанавливается так, чтобы работа происходила на линейном участке

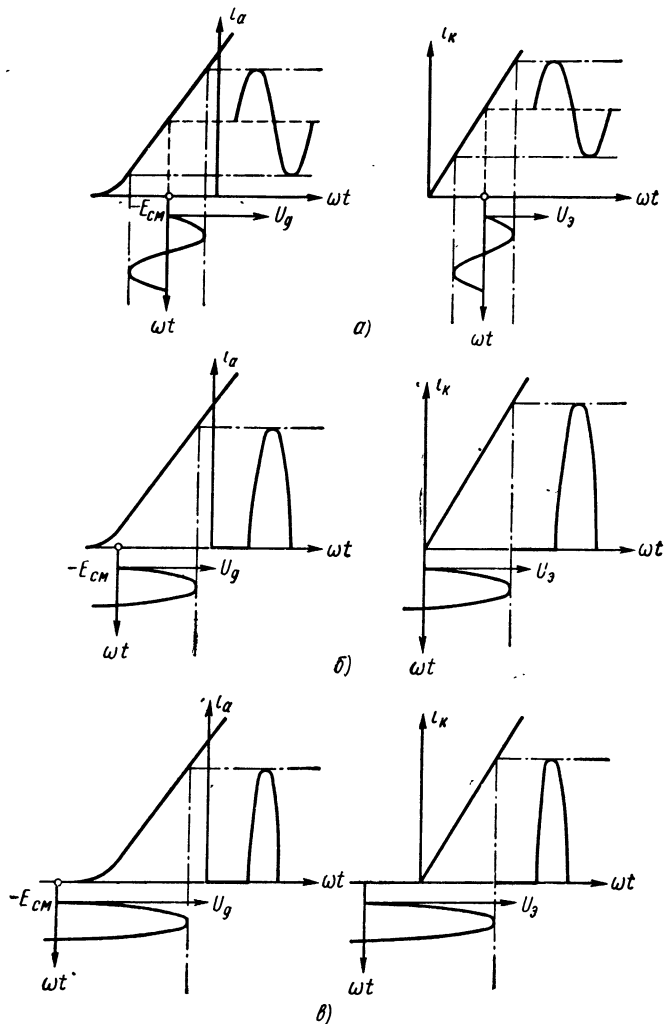


Рис. 4-10. Режим работы электронных ламп и транзисторов:
 а — режим класса А; б — режим класса В; в — режим класса С

переходной характеристики. Среднее значение выходного тока I_{cp} в режиме класса А почти не зависит от амплитуды входного сигнала и мало отличается от начального тока, или тока покоя.

Ток на выходе имеет форму входного сигнала. Амплитудные искажения сигнала наименьшие, к. п. д. не более 50%.

Режим класса А применяют в каскадах предварительного усиления, а также в выходных каскадах малой мощности, если к. п. д. не имеет существенного значения. Режим класса А используют в одноктактных и, реже, в двухтактных каскадах.

В режиме класса В (рис. 4-10, б) напряжение смещения почти равно напряжению отсечки, и выходной ток — полупериодный. Среднее значение выходного тока $I_{ср}$ почти пропорционально амплитуде входного сигнала, а ток покоя (ток при отсутствии входного сигнала) близок к нулю. Амплитудные искажения велики, но из-за малого тока покоя и большей амплитуды выходного сигнала к. п. д. при этом режиме выше, чем в режиме класса А. Для уменьшения амплитудных искажений в режиме класса В применяют двухтактную схему, обычно в сочетании с трансформаторным выходом. На прямолинейном участке кривой намагничивания трансформатора выходное напряжение двухтактной схемы пропорционально разности токов двух одноктактных схем (включенных навстречу друг другу). При этом постоянная составляющая и все четные гармоники взаимно компенсируются, а нечетные — суммируются. Режим класса В применяется в мощных выходных каскадах, а также каскадах малой мощности при питании их от химических, кремниевых и других источников постоянного тока.

В режиме класса С (рис. 4-10, в) напряжение смещения по абсолютной величине больше напряжения отсечки, поэтому выходной ток протекает в течение части полупериода входного сигнала. Коэффициент полезного действия выше, чем в режиме класса В, однако даже применение двухтактной схемы не позволяет воспроизвести входной сигнал без существенных искажений.

Использование транзисторов в схемах с широтно-импульсной модуляцией (сигнал представляет собой прямоугольные импульсы постоянной амплитуды и изменяющейся ширины) позволяет говорить о применении режима класса D, или ключевого режима, характерного тем, что триод находится только в двух состояниях: или закрыт или полностью открыт (падение напряжения на триоде близко к нулю). К. п. д. при этом выше, чем в классе С, так как потери мощности на триоде очень малы.

4. 5. Обратные связи

Обратной связью усилителя называют передачу части энергии с его выхода во входную цепь или передачу энергии с выхода последующих каскадов во входные цепи предыдущих каскадов.

На рис. 4-11 через K обозначен коэффициент усиления прямой цепи усилителя, а через β — коэффициент усиления цепи обратной

связи. В дальнейшем изложении для общности выводов коэффициенты усиления прямой и обратной цепей полагаются комплексными.

Обратную связь называют положительной, если сигнал обратной связи x_{oc} суммируется с входным сигналом $x_{вх}$, и отрицательной, если сигналы x_{oc} и $x_{вх}$ вычитаются. В ламповых и полупроводниковых усилителях чаще применяются отрицательные обратные связи, которые вводятся для изменения свойств усилителя в нужном направлении (изменение и стабилизация коэффициента усиления, увеличение линейности характеристик, температурная стабилизация, изменение входных и выходных сопротивлений).

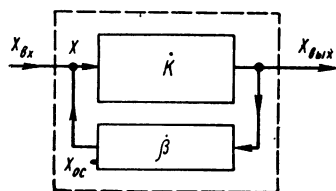


Рис. 4-11. Звено с обратной связью

В многокаскадных усилителях возможны различные варианты введения обратных связей: обратной связью охватывается каждый каскад усиления; обратной связью охватывается весь усилитель; комбинация двух первых вариантов, т. е. вводятся покаскадные связи и общая обратная связь, охватывающая весь усилитель.

Рассмотрим, какие особенности имеет каждый вариант включения.

Вводимые в каскады усиления отрицательные обратные связи практически всегда являются жесткими¹. Ламповые и полупроводниковые каскады при охвате жесткими обратными связями являются устойчивыми звеньями. Причем, как отмечалось выше, обратная связь уменьшает нелинейные искажения, уменьшает зависимость коэффициента усиления каскада от изменения параметров элементов, составляющих каскад, температуры, колебаний напряжения питания и т. д. Однако покаскадный охват усилителя отрицательными связями для увеличения стабильности общего коэффициента усиления часто оказывается нерациональным. Общий коэффициент усиления схемы определяется произведением коэффициентов усиления последовательно включенных каскадов.

Чем выше требования, предъявляемые к неизменности общего коэффициента усиления, тем меньшими оказываются допустимые изменения коэффициентов усиления отдельных каскадов. Это приводит к необходимости введения глубоких отрицательных обратных связей в каждом каскаде, что резко уменьшает коэффициент усиления. Поэтому число каскадов, обеспечивающее общий заданный коэффициент усиления, резко возрастает.

¹ Обратную связь называют жесткой, если она осуществляется через пропорциональное (безынерционное) звено.

Таким образом, метод покаскадной стабилизации общего коэффициента усиления усилителя является мало экономичным с точки зрения числа элементов схемы усилителя в целом.

Гораздо более эффективным средством стабилизации коэффициента усиления является охват отрицательной обратной связью всего усилителя. Однако из-за инерционности полупроводниковых приборов, реактивных элементов межкаскадных связей и наличия межэлектродных емкостей введение жесткой отрицательной обратной связи может привести к потере устойчивости усилителем, так как суммарный сдвиг по фазе между входным и выходным сигналами может оказаться близким к 180° . В результате, обратная связь, «отрицательная» по существу, обращается в положительную. В таких случаях возникает задача синтеза цепи обратной связи, обеспечивающей устойчивость и заданную стабильность общего коэффициента усиления. Подобные задачи решаются с помощью методов теории автоматического регулирования, применимых вообще к любой замкнутой динамической системе. Наиболее удобным методом синтеза цепей обратных связей ламповых и полупроводниковых усилителей является метод логарифмических частотных характеристик.

Отметим одну существенную особенность введения обратных связей в усилителе. Наличие обратной связи приводит к образованию замкнутого контура усиления, поэтому свойства усилителей с обратными связями могут сильно отличаться от свойств усилителей без них как в статическом, так и в динамическом режимах. Влияние обратной связи на статические характеристики усилителя всегда определено, т. е. однозначно и может быть оценено из рассмотрения структурной схемы каскада или ряда каскадов.

Влияние обратной связи на динамические свойства каскадов зависит от скорости изменения (частоты) входного сигнала, так как она определяет комбинацию элементарных динамических звеньев, характеризующих инерционные свойства каскада или тракта усиления в целом.

Таким образом, влияние обратных связей на статические характеристики усилителя может быть оценено в довольно общем виде обычным символическим методом, а влияние на динамические характеристики может быть оценено лишь в каждом конкретном случае с помощью эквивалентной схемы каскада операционными методами, используемыми в теории автоматического регулирования.

За независимые переменные со стороны выхода каскада могут быть приняты или выходное напряжение каскада $\dot{U}_{\text{вых}}$, или выходной ток $\dot{I}_{\text{вых}}$. Это обстоятельство позволяет говорить об обратной связи по напряжению и обратной связи по току.

Структурная схема каскада, охваченного обратной связью по напряжению, приведена на рис. 4-12, а. Под сопротивлением нагрузки понимается эквивалентное сопротивление нагрузки каскада, структура которого определяется типом межкаскадных

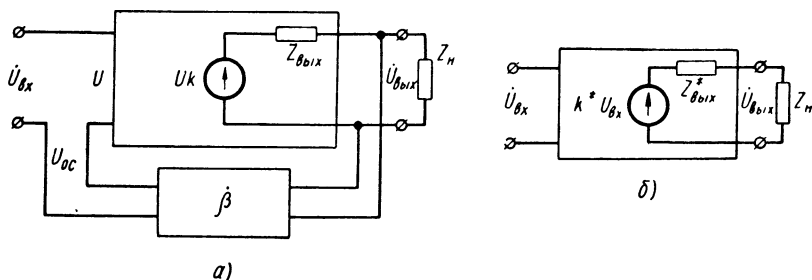


Рис. 4-12. Структурная схема каскада с обратной связью по напряжению

связей усилителя. Выходная цепь каскада представлена эквивалентным генератором напряжения $\dot{E} = k\dot{U}$ и внутренним сопротивлением $Z_{\text{ввых}}$.

В усилителе без обратной связи $\dot{U} = \dot{U}_{\text{вх}}$ и напряжение на нагрузке

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{kZ_N}{Z_N + Z_{\text{ввых}}} \dot{U}_{\text{вх}} = K \dot{U}_{\text{вх}}, \quad (4.29)$$

где $K = \frac{kZ_N}{Z_N + Z_{\text{ввых}}}$ — коэффициент усиления каскада без обратной связи.

При введении обратной связи выражение (4.29) можно дополнить так называемым уравнением связи

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{вх}} \pm \beta \dot{U}_{\text{вых}}, \quad (4.30)$$

где β — коэффициент усиления цепи обратной связи.

Отметим, что знак плюс соответствует положительной обратной связи, а знак минус — отрицательной обратной связи.

Решая совместно уравнения (4.29) и (4.30), получим

$$\dot{U}_{\text{вых}} (Z_N + Z_{\text{ввых}} \mp Z_N k\beta) = Z_N k \dot{U}_{\text{вх}}. \quad (4.31)$$

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению для усилителя с обратной связью по напряжению будет равен

$$K^* = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{Z_N k}{Z_{\text{ввых}} + Z_N (1 \mp k\beta)} = \frac{\frac{Z_N \cdot k}{1 \mp k\beta}}{\frac{Z_{\text{ввых}}}{1 \mp k\beta} + Z_N}. \quad (4.32)$$

Сравнивая полученный результат с выражением (4. 29), приходим к выводу (рис. 4-12, б):

$$\dot{k}^* = \frac{\dot{k}}{1 \mp \dot{k}\beta}; \quad Z_{вых}^* = \frac{Z_{вых}}{1 \mp \dot{k}\beta}. \quad (4. 33)$$

Коэффициент усиления по напряжению усилителя с обратной связью по напряжению можно выразить, исходя из уравнения (4. 32) через коэффициент усиления каскада без обратной связи

$$\dot{K}^* = \frac{\frac{Z_H \dot{k}}{Z_{вых} + Z_H}}{1 \mp \frac{\dot{k} Z_H \beta}{Z_{вых} + Z_H}} = \frac{\dot{K}}{1 \mp \dot{K}\beta}. \quad (4. 34)$$

В полученных выражениях для \dot{K}^* и $Z_{вых}^*$ знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной обратной связи.

Таким образом, с увеличением положительной обратной связи по напряжению коэффициент усиления \dot{K}^* и выходное сопротивление каскада $Z_{вых}^*$ увеличиваются. При $\dot{K}\beta = 1$, что равносильно условию

$$\beta \dot{k} = \frac{Z_{вых}}{Z_H} + 1,$$

коэффициент усиления \dot{K}^* обращается в бесконечность. Это означает потерю статической устойчивости усилителем, когда его статическая характеристика из непрерывной превращается в релейную, а выражения для \dot{K}^* и $Z_{вых}^*$ теряют смысл, так как они получены исходя из предположения о линейности рассматриваемой системы.

При увеличении отрицательной обратной связи по напряжению коэффициент усиления \dot{K}^* и выходное сопротивление $Z_{вых}^*$ соответственно уменьшаются. Так как в общем случае \dot{K} и β — величины комплексные, то модуль знаменателя выражения (4. 34) называется глубиной обратной связи [3].

Как уже говорилось, отрицательная обратная связь уменьшает нелинейные искажения и повышает стабильность коэффициента усиления. Под повышением стабильности коэффициента усиления понимается уменьшение его зависимости от изменения параметров усилителя, колебаний напряжения питания, температуры и т. д.

Количественной мерой стабильности коэффициента усиления является отношение $d|\dot{K}^*|/d|\dot{K}|$, причем чем меньше это отношение, тем стабильнее коэффициент усиления.

Дифференцируя выражение (4.34) по \dot{K} , получим

$$\frac{d\dot{K}^*}{d\dot{K}} = \frac{1}{(1 + \beta\dot{K})^2}. \quad (4.35)$$

Разделив обе части этого выражения на \dot{K}^* и учитывая выражение (4.34), окончательно получим

$$\frac{d\dot{K}^*}{\dot{K}^*} = \frac{d\dot{K}}{\dot{K}} \cdot \frac{1}{1 + \beta\dot{K}}. \quad (4.36)$$

Следовательно, отрицательная обратная связь уменьшает изменение величины $\frac{d\dot{K}^*}{\dot{K}^*}$ при изменении величины $\frac{d\dot{K}}{\dot{K}}$ в $(1 + \beta\dot{K})$ раз. Иначе говоря, стабильность коэффициента усиления возрастает в $(1 + \beta\dot{K})$ раз.

При достаточно большой величине отрицательной обратной связи ($|\beta\dot{K}| \gg 1$) имеем

$$Z_{вых}^* \rightarrow 0 \text{ и } \dot{K}^* \rightarrow \frac{1}{\beta}, \quad (4.37)$$

т. е. усилитель со стороны выхода представляет собой генератор напряжения с э. д. с. $\dot{E} = K^* \dot{U}_{ox}$, не зависящей от сопротивления нагрузки.

Структурная схема каскада с обратной связью по току приведена на рис. 4-13. Величины \dot{k} , β , $Z_{св}$, Z_H , $Z_{вых}$ в общем случае являются комплексными, причем должно выполняться условие

$$|Z_H| \gg |Z_{св}|.$$

Рассуждая таким же образом, как и при введении обратной связи по напряжению, запишем выражение для напряжения на нагрузке усилителя без обратной связи по току

$$\dot{U}_{вых} = \frac{\dot{k} Z_H \dot{U}_{ox}}{Z_{вых} + Z_{св} + Z_H} = \dot{K} \dot{U}_{ox}. \quad (4.38)$$

Уравнение связи с учетом знака связи будет иметь вид

$$\dot{U} = \dot{U}_{ox} \pm \dot{U}_{oc} = \dot{U}_{ox} \pm \beta Z_{св} \frac{\dot{U}_{вых}}{Z_H}. \quad (4.39)$$

Решая совместно уравнения (4.38) и (4.39), получим

$$\dot{k} Z_H \dot{U}_{ox} = \dot{U}_{вых} (Z_H + Z_{вых} + Z_{св} \mp \beta Z_{св}),$$

откуда коэффициент усиления по напряжению для усилителя с обратной связью по току будет равен

$$\dot{K}^* = \frac{\dot{k}Z_H}{Z_H + Z_{вых} + Z_{св} \mp \dot{k}Z_{св}\dot{\beta}}, \quad (4.40)$$

где знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной обратной связи.

Выражение для K^* можно записать в другой форме, а именно

$$\dot{K}^* = \frac{\frac{\dot{k}Z_H}{Z_H + Z_{вых} + Z_{св}}}{1 \mp \frac{\dot{k}Z_{св}\dot{\beta}}{Z_H + Z_{вых} + Z_{св}} \cdot \frac{Z_H}{Z_H}},$$

откуда легко получить выражение, связывающее коэффициент усиления усилителя с обратной связью по току \dot{K}^* с коэффициентом усиления (4.38) прямой цепи усилителя:

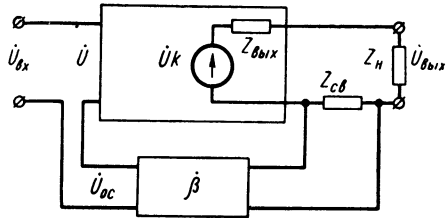


Рис. 4-13. Структурная схема каскада с обратной связью по току с источником э. д. с.

$$\dot{K}^* = \frac{\dot{K}}{1 \mp \dot{k}\dot{\beta} \frac{Z_{св}}{Z_H}} = \frac{\dot{K}}{1 \mp \dot{K}\dot{\beta}'}, \quad (4.41)$$

где

$$\beta' = \dot{\beta} \frac{Z_{св}}{Z_H}.$$

Как следует из выражения (4.40), введение отрицательной обратной связи по току приводит к увеличению выходного сопротивления каскада $Z_{вых}^*$:

$$Z_{вых}^* = Z_{вых} + Z_{св} (1 + \dot{\beta}'\dot{K}). \quad (4.42)$$

При достаточно глубокой обратной связи ($Z_{вых}^* \gg Z_H$) коэффициент \dot{K}^* приближенно будет равен

$$\dot{K}^* \approx \frac{\dot{k}}{Z_{вых}^*} Z_H.$$

Таким образом, выходное напряжение усилителя с сильной отрицательной обратной связью по току пропорционально сопротивлению нагрузки, а выходной ток не зависит от сопротивления нагрузки. Следовательно, при введении сильной отрицательной

обратной связи по току усилитель со стороны выхода можно рассматривать как генератор тока с внутренним сопротивлением $Z_{вых}^*$, а в качестве основных параметров пользоваться понятиями крутизны и выходной проводимости усилителя, связанными с ра-

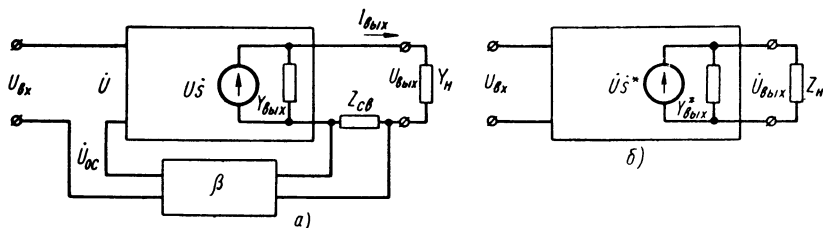


Рис. 4-14. Структурная схема каскада с обратной связью по току с источником тока

нее использовавшимися параметрами $Z_{вых}$ и k соотношениями (рис. 4-14, а)

$$\dot{s} = \frac{k}{Z_{вых}}; \quad Y_{вых} = \frac{1}{Z_{вых}}. \quad (4.43)$$

При этом выражение, связывающее напряжение на выходе и входе усилителя при разорванной цепи обратной связи, примет вид

$$U_{вых} = \frac{\dot{s}\dot{U}}{Y'_{вых} + Y_н}, \quad (4.44)$$

где $Y'_{вых} = \frac{1}{Z_{вых} + Z_{св}}$ — выходная проводимость усилителя без обратной связи, учитывающая наличие сопротивления связи $Z_{св}$.

Уравнение связи будет

$$\dot{U} = \dot{U}_{вх} \pm \dot{U}_{обс} = \dot{U}_{вх} \pm \dot{I}_{вых} Z_{св} \dot{\beta} = U_{вх} \pm \dot{U}_{вых} Y_н Z_{св} \dot{\beta}. \quad (4.45)$$

Решая совместно уравнения (4.44) и (4.45) по аналогии с предыдущим случаем, нетрудно прийти к выводу

$$\dot{K}^* = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{s}}{Y'_{вых} + Y_н (1 \mp Z_{св} \dot{\beta} \dot{s})} = \frac{\frac{\dot{s}}{1 \mp Z_{св} \dot{\beta} \dot{s}}}{Y_н + \frac{Y'_{вых}}{1 \mp Z_{св} \dot{\beta} \dot{s}}}. \quad (4.46)$$

Следовательно, выражения для крутизны и выходной проводимости при введении обратной связи по току имеют вид (рис. 4-14, б)

$$\dot{S}^* = \frac{\dot{s}}{1 \mp Z_{св}\beta\dot{s}}; \quad Y_{вых}^* = \frac{Y_{вых}}{1 \mp Z_{св}\beta\dot{s}}. \quad (4.47)$$

Причем, как и прежде, знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной. Влияние глубины и знака обратной связи по току на крутизну \dot{S}^* и выходную проводимость $Y_{вых}^*$ полностью совпадает с влиянием обратной связи по напряжению на параметры K^* и $Z_{вых}^*$.

В некоторых случаях вводится смешанная обратная связь (связь по току и напряжению). Структурная схема усилителя со смешанной обратной связью приведена на рис. 4-15.

Напряжение обратной связи складывается из двух составляющих, одна из которых пропорциональна выходному напряжению $\beta\dot{U}_{вых}$, а вторая — выходному току $\beta Z_{св}\dot{I}_{вых}$. Уравнение связи имеет вид

$$\dot{U} = \dot{U}_{вх} \pm \dot{U}_{ос} = \dot{U}_{вх} + \beta(\dot{U}_{вых} + Z_{св}\dot{I}_{вых}).$$

При введении обратной связи возникает задача суммирования двух электрических сигналов во входной цепи, поэтому все усилители с обратной связью (по току и напряжению) можно разделить по способу образования напряжения \dot{U} на входе прямой цепи усиления.

Напряжение \dot{U} может быть получено либо сложением входного напряжения и напряжения обратной связи, либо сложением токов, пропорциональных входному и выходному напряжениям или токам.

Следуя классификации, принятой в счетно-решающих устройствах, в первом случае имеет место схема последовательного суммирования (рис. 4-16, а), а во втором случае — схема параллельного суммирования (рис. 4-16, б).

Следует отметить, что способ введения обратной связи оказывает влияние лишь на входное сопротивление усилителя $Z_{вх}$,

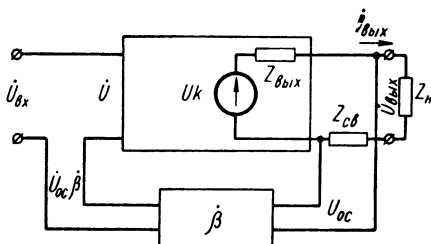


Рис. 4-15. Структурная схема каскада со смешанной обратной связью (по току и напряжению)

а его коэффициент усиления и выходное сопротивление не зависят от способа получения \dot{U} (от способа введения обратной связи).

Если обратная связь осуществляется сложением напряжений, то входной ток усилителя будет равен (рис. 4-16, а)

$$i_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}}{Z_{\text{вх}}}. \quad (4.48)$$

Решая систему уравнений (4.29) и (4.30) относительно \dot{U} , нетрудно найти

$$\dot{U} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{1 \mp K\beta},$$

а затем находим

$$i_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}}(1 \mp K\beta)},$$

откуда

$$Z_{\text{вх}}^* = Z_{\text{вх}}(1 \mp K\beta). \quad (4.49)$$

Итак, отрицательная обратная связь, образуемая сложением напряжений на входе, увеличивает входное сопротивление усилителя, а положительная — уменьшает.

Структурные схемы усилителей, рассмотренные выше, представляют собой схемы с последовательным суммированием напряжений во входной цепи.

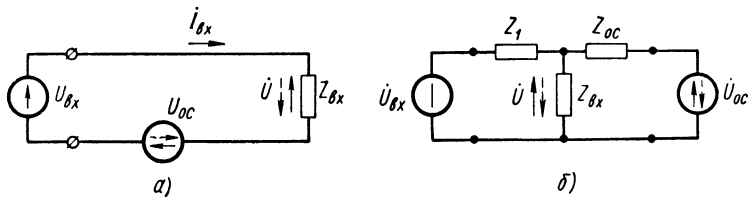


Рис. 4-16. Схемы суммирования сигналов во входной цепи усилителя:

а — суммирование напряжений (схема последовательного суммирования);
б — суммирование токов (схема параллельного суммирования)

Один из вариантов структурной схемы усилителя с параллельным суммированием сигналов во входной цепи изображен на рис. 4-17, а. Следует отметить, что усилители с параллельным суммированием сигналов во входной цепи отличаются от усилителей с последовательным суммированием сигналов величиной напряжения \dot{U} на входе прямой цепи и способом определения коэффициента обратной связи β .

Для определения величины \dot{U} можно воспользоваться методом наложения.

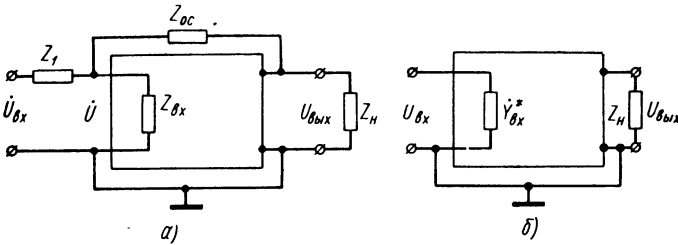


Рис. 4-17. Схема каскада с обратной связью по напряжению с параллельным суммированием сигналов во входной цепи:

а — структурная схема; б — эквивалентная схема

При замкнутых входных зажимах усилителя (рис. 4-17, а) имеем

$$\beta = \frac{\dot{U}}{\dot{U}_{вых}} = \frac{\frac{Z_1 \cdot Z_{ax}}{Z_1 + Z_{ax}}}{Z_{oc} + \frac{Z_1 \cdot Z_{ax}}{Z_1 + Z_{ax}}} \quad (4.50)$$

Если замкнуть выходные зажимы усилителя ($\dot{U}_{вых} = 0$), то нетрудно определить долю входного напряжения; действующего на входе прямой цепи усилителя,

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{U}}{\dot{U}_{ax}} = \frac{\frac{Z_{oc} \cdot Z_{ax}}{Z_{oc} + Z_{ax}}}{Z_1 + \frac{Z_{oc} \cdot Z_{ax}}{Z_{oc} + Z_{ax}}} \quad (4.51)$$

Суммируя падения напряжений на Z_{ax} от источника входного сигнала и цепи обратной связи, получим уравнение связи

$$\dot{U} = \dot{U}_{ax} \dot{\gamma} \pm \dot{U}_{вых} \beta.$$

Для определения входного сопротивления каскада рассмотрим эквивалентную схему, изображенную на рис. 4-18. Предположим, что на сопротивлении Z_{ax} действует напряжение \dot{U} . Тогда ток обратной связи \dot{I}_{oc} будет равен

$$\dot{I}_{oc} = \frac{\dot{U}_{вых} \mp \dot{U}}{Z_{oc}};$$

в этой формуле знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной.

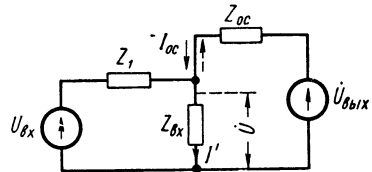


Рис. 4-18. Эквивалентная схема входной цепи и цепи обратной связи каскада с параллельным суммированием сигналов во входной цепи

Величина тока I' , протекающего по сопротивлению $Z_{\text{вх}}$, определяется алгебраической суммой токов $I_{\text{ос}}$ и $I_{\text{вх}}$, т. е. при положительной обратной связи

$$i' = i_{\text{вх}} + \frac{\dot{U}_{\text{вых}} - \dot{U}}{Z_{\text{ос}}},$$

и при отрицательной обратной связи

$$i' = i_{\text{вх}} - \frac{\dot{U}_{\text{вых}} + \dot{U}}{Z_{\text{ос}}}.$$

На основании двух последних выражений можно записать

$$I_{\text{вх}} = i' \mp i_{\text{ос}} = \frac{\dot{U}}{Z_{\text{вх}}} + \frac{\dot{U} \mp \dot{U}_{\text{вых}}}{Z_{\text{ос}}}. \quad (4.52)$$

Если подставить в полученное выражение значения проводимости цепи обратной связи $Y_{\text{ос}} = \frac{1}{Z_{\text{ос}}}$ и входной проводимости усилителя без обратной связи $Y_{\text{вх}} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}}$, нетрудно найти входную проводимость усилителя с обратной связью по напряжению, образованной суммированием токов во входной цепи усилителя¹:

$$Y_{\text{вх}}^* = \frac{i_{\text{вх}}}{\dot{U}} = Y_{\text{вх}} + Y_{\text{ос}}(1 \mp K), \quad (4.53)$$

где K — коэффициент усиления прямой цепи.

При $|K| \gg 1$ можно приближенно считать

$$Y_{\text{вх}}^* \approx Y_{\text{вх}} \mp KY_{\text{ос}}. \quad (4.54)$$

На основании выражений (4.43) и (4.53) можно заключить, что введение отрицательной обратной связи упомянутого типа приводит к возрастанию входной проводимости усилителя, т. е. к уменьшению входного сопротивления $Z_{\text{вх}}^*$.

В заключение отметим, что при рассмотрении обратных связей со стороны входа обратную связь, образованную сложением токов, часто называют параллельной обратной связью, а обратную связь, образованную сложением напряжений — последовательной обратной связью.

Для количественной оценки общих закономерностей, порождаемых введением различных обратных связей, рассмотрим числовой пример.

¹ В полученном выражении знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной обратной связи.

Пример. Предположим, имеется усилитель напряжения со следующими параметрами (рис. 4-19): коэффициент усиления $K = 100$; отклонения коэффициента усиления (за счет изменения температуры, напряжения питания и т. д.) до 50%, сопротивление входа $r_{вх} = 1 \text{ ком}$; сопротивление выхода $r_{вых} = 10 \text{ ком}$; внутреннее сопротивление источника сигнала $r_1 = 1 \text{ ком}$; сопротивление нагрузки $r_n = 10 \text{ ком}$. Требуется определить: а) коэффициент усиления прямой цепи усилителя при введении обратной связи, если стабильность коэффициента усиления усилителя должна быть порядка 2%; б) значения входного и выходного сопротивлений для четырех типов обратной связи.

1. *Последовательная отрицательная обратная связь по напряжению* (см. рис. 4-12, а). Так как при введении обратной связи стабильность коэффициента усиления согласно выражению (4. 36) возрастает в $(1 + \beta K)$ раз, то можно записать

$$\frac{\Delta K}{\Delta K^*} = \frac{50\%}{2\%} = 25 = 1 + \beta K$$

С другой стороны, на основании выражения (4. 34) имеем

$$K^* = 100 = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

Составим систему из двух уравнений

$$1 + \beta K = 25; \quad \frac{K}{1 + \beta K} = 100.$$

Решив эту систему, находим коэффициент усиления прямой цепи $K = 2500$ и коэффициент обратной связи $\beta = 0,0096$, которые обеспечивают требуемую стабильность при заданном коэффициенте усиления.

Итак, для повышения стабильности коэффициента усиления K^* в 25 раз необходимо увеличивать коэффициент усиления прямой цепи также в 25 раз, что нетрудно получить путем введения одного дополнительного каскада усиления. Оценим, как изменятся $r_{вых}$ и $r_{вх}$ усилителя. На основании формул (4. 34) и (4. 49) получим

$$r_{вых}^* = \frac{10\,000}{25} = 400 \text{ ом} \text{ и } r_{вх} = 1000 \cdot 25 = 25 \text{ ком}$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя уменьшается в 25 раз, а входное сопротивление соответственно увеличивается в 25 раз.

Следует отметить, что реальное значение K^* в данном случае может быть значительно выше, так как коэффициент усиления усилителя зависит и от согласования входного и выходного сопротивлений, соответственно с внутренним сопротивлением источника сигнала и сопротивлением нагрузки. Нетрудно видеть, что условия согласования после введения обратной связи стали более благоприятными, чем без нее.

2. *Последовательная отрицательная обратная связь по току* (см. рис. 4-13). При введении обратной связи по току необходимо учитывать сопротивление нагрузки и сопротивление связи $r_{св}$. Примем $r_{св} = 1 \text{ ком}$. Тогда на основании формул (4. 36) и (4. 41) будем иметь

$$1 + K\beta \frac{r_{св}}{r_n} = 25$$

и

$$\frac{K}{1 + K\beta \frac{r_{св}}{r_n}} = 100,$$

откуда $K = 2500$ и $\beta = 0,096$.

Таким образом, по сравнению с предыдущим случаем коэффициент усиления цепи обратной связи необходимо увеличить в 10 раз. Это объясняется тем, что

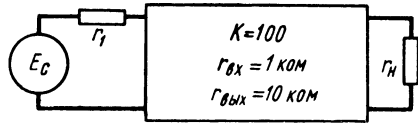


Рис. 4-19. К примеру расчета

только часть напряжения на выходе используется в качестве сигнала обратной связи.

На основании выражения (4. 42) выходное сопротивление усилителя будет равно

$$r_{вых}^* = 1000 + 1000 (1 + 0,096 \cdot 2500) = 251 \text{ ком},$$

т. е. сопротивление выхода усилителя резко возрастает.

Входное сопротивление усилителя остается тем же, что и в предыдущем случае, так как оно определяется способом получения напряжения рассогласования на входе усилителя.

3. *Параллельная отрицательная обратная связь по напряжению* (см. рис. 4-17). Параллельная обратная связь по напряжению требует учета внутреннего сопротивления источника входного сигнала r_1 , так как во входной цепи выполняется суммирование токов. Заметим, что при $r_1 = 0$ введение параллельной обратной связи невозможно из-за тождественного равенства $\beta \equiv 0$

Воспользовавшись выражением (4. 50), определим величину сопротивления обратной связи, обеспечивающую значение $\beta = 0,096$:

$$0,096 = \frac{\frac{1000 \cdot 1000}{1000 + 1000}}{r_{oc} + \frac{1000 \cdot 1000}{1000 + 1000}},$$

откуда $r_{oc} = 4,700 \text{ ом}$.

Определим долю входного напряжения, действующего на входе усилителя, по формуле (4. 51) для данного вида обратной связи

$$\gamma = \frac{\frac{4700 \cdot 1000}{4700 + 1000}}{1000 + \frac{4700 \cdot 1000}{4700 + 1000}} = 0,446$$

Следует отметить, что доля входного напряжения, действующего на входе усилителя, осталась почти неизменной по сравнению с предыдущими случаями, так как r_{oc} оказалось весьма велико. Строго говоря, в двух предыдущих случаях мы рассматривали стабильность не коэффициента усиления, а величины произведения коэффициента усиления на коэффициент передачи γ , так как полагали, что коэффициент усиления учитывает наличие делителя напряжения $r_1 - r_{ex}$.

Если за вход усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению принять входные клеммы усилителя (рис. 4-18), то все сказанное о стабильности коэффициента усиления и изменении выходного сопротивления для усилителя с последовательной обратной связью будет справедливо и в рассматриваемом случае. Разница будет заключаться в изменении входного сопротивления, которое можно определить исходя из выражений (4. 54). С учетом коэффициента передачи γ будем иметь

$$Y_{вх}^* = \frac{1}{1000} + \frac{1}{4700} \cdot \frac{2500}{0,446} = 1,119,$$

откуда

$$r_{вх}^* = 0,84 \text{ ом}.$$

4. *Параллельная отрицательная обратная связь по току*. При введении указанной обратной связи выходное сопротивление и стабильность коэффициента усиления определяются так же, как при введении последовательной обратной связи по току, а входное сопротивление — как при введении параллельной обратной связи по напряжению.

5 УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5. 1. Введение

Усилители переменного тока предназначены для усиления электрических колебаний в определенном диапазоне частот, низшая из которых не равна нулю. Обычно связь усилителя переменного тока с источником сигнала и нагрузкой, а также связь между его каскадами выполняется с применением реактивных элементов, разделяющих постоянные и переменные составляющие напряжений и токов. Реактивные элементы схемы совместно с активными образуют цепи связи, которые могут быть реостатно-емкостными или трансформаторными. Применение реактивных цепей связи в усилителях переменного тока не является принципиально обязательным, но получающаяся за счет реактивных элементов гальваническая развязка является весьма полезной, а в некоторых случаях даже необходимой. При реактивных цепях связи постоянные составляющие напряжений и токов в смежных каскадах усилителя взаимно не связаны и могут быть выбраны только исходя из требуемых величин переменных составляющих. Это упрощает расчет каскадов усилителя и позволяет свободно выбирать способ создания постоянных составляющих в каждом каскаде. Однако наличие реактивных элементов совместно с активными приводит к тому, что коэффициент усиления усилителя становится комплексной величиной, т. е. он характеризуется модулем и фазой, зависящими от частоты.

Так как для многих устройств, применяемых в системах автоматического управления, угол сдвига фаз между напряжениями так же существенен, как и величина напряжений (демпольаторы, двухфазные двигатели и др.), цепи связи должны быть рассчитаны и выполнены вполне определенным образом. Наличие реактивных элементов в усилителе усложняет его расчет, увеличивает габаритные размеры и вес, затрудняет обеспечение устойчивости усилителя при охвате его отрицательной обратной связью и требует усложнения структуры цепи обратной связи.

Все эти факторы наиболее существенно проявляются в транзисторных усилителях переменного тока низкой частоты. Малые габаритные размеры и высокая экономичность транзисторов

позволяют в принципе создавать весьма миниатюрные устройства. Наличие трансформаторов и конденсаторов большой емкости не позволяет реализовать эти возможности. Поэтому в транзисторных усилителях часто применяют гальваническую связь между каскадами, сохраняя реактивные элементы для связи усилителя с источником сигнала и нагрузкой. Однако расчет транзисторного многокаскадного усилителя с гальваническими междукаскадными связями усложняется из-за взаимной зависимости режимов всех каскадов.

Так как полное исключение реактивных элементов из схемы усилителя переменного тока практически невозможно, то основным содержанием данного раздела электроники является усилительный каскад с реактивными элементами в цепях связи.

Основными электронными приборами, применяемыми в усилителях переменного тока, являются электронные лампы и транзисторы.

Общеизвестные преимущества транзисторов по сравнению с электронными лампами наиболее ярко проявляются при создании электронных устройств автоматического управления летательными аппаратами. Электронные лампы в усилителях переменного тока этого назначения используются редко, так как их применение мало чем оправдано. Поэтому в дальнейшем основное внимание уделяется методам применения транзисторов в усилителях переменного тока низкой частоты, необходимых для создания систем автоматического управления.

Параллельно, более кратко, будет рассматриваться применение электронных ламп для этой же цели.

Несмотря на совершенно различные физические основы, обуславливающие принцип действия электронных ламп и транзисторов, методы расчета цепей с ними имеют много общего.

Следует подчеркнуть, что транзистор является устройством более общего вида по сравнению с электронной лампой. Конечная величина входного сопротивления и внутренняя обратная связь свойственны транзистору во всех случаях его применения. Эти же свойства существенно проявляются у электронной лампы лишь в частных случаях, например при работе с сеточными токами или в области весьма высоких частот. Выходная цепь транзистора обладает двухсторонней проводимостью в отличие от односторонней проводимости выходной цепи электронной лампы.

Поэтому переход от ламповой техники к транзисторной требует введения ряда новых понятий и усложнения или уточнения методов расчета. Обратный переход осуществляется значительно легче и, как правило, сводится к упрощению методов расчета.

При расчете электронных устройств следует строго различать два основных режима работы электронных приборов. Диапазон

изменения напряжений и токов может охватывать существенно нелинейные участки характеристик приборов. Данный режим называют режимом работы при большом сигнале. В этом случае наиболее общим методом расчета является графический. Однако и анализ, и инженерный расчет каскадов удобнее проводить аналитическим методом, основанным на аппроксимации вольт-амперных характеристик электронных приборов.

Диапазон изменения напряжений и токов может охватывать ограниченные участки характеристик, которые с требуемой степенью точности можно считать линейными. В этом случае более удобным и точным методом расчета будет аналитический метод, основанный на использовании дифференциальных параметров электронного прибора, измеренных в окрестности выбранной рабочей точки. Данный режим называют режимом работы при малом сигнале. Не следует лишь забывать, что для установки электронного прибора в заданный режим следует применять методы расчета, действительные при большом сигнале.

Во всех режимах работы каждый отдельный каскад и усилитель в целом имеют двойственный характер. В наиболее общем виде усилитель есть регулятор мощности, поступающей от источника питания в нагрузку. Часть этой мощности, потребляемой от источника питания, выделяется в нагрузку, остальная часть рассеивается в выходной цепи электронного прибора, вызывая бесполезный, но неизбежный его нагрев.

Поэтому одним из важнейших этапов расчета любого электронного устройства является его энергетический расчет, позволяющий определить максимальную мощность, рассеиваемую в каждом электронном приборе.

С другой стороны, выходную цепь усилителя (или отдельного каскада) можно представить как эквивалентный генератор, питающий сопротивление нагрузки напряжением (током), зависящим от напряжения сигнала. На представлении усилителя эквивалентным генератором основаны расчеты коэффициентов усиления, частотных и других свойств, характеризующих процесс передачи сигнала от входной цепи в нагрузку.

Для практического осуществления усилительного устройства одинаково важно правильное определение как энергетических соотношений, так и усилительных свойств.

5. 2. Обобщенная схема цепей смещения в транзисторном каскаде

Для создания определенного режима транзистора, характеризующегося коллекторным током I_k и напряжением коллектор-эмиттер $U_{кэ}$, применяются разнообразные схемы цепей смещения,

состоящие из нескольких линейных сопротивлений. Назначение цепей смещения в транзисторном каскаде заключается в обеспечении определенных значений I_K и $U_{кэ}$ и поддержании этих величин в заданных пределах при изменениях параметров транзистора. Так как напряжение $U_{кэ}$ зависит от I_K , то основной задачей является получение необходимой величины и стабильности коллекторного тока.

В любых схемах коллекторный ток зависит от напряжения источников питания, величины сопротивлений в цепях смещения и параметров транзистора. Можно стабилизировать напряжения источников, подобрать сопротивления с необходимой точностью, но нельзя не считаться с температурными изменениями параметров транзисторов и их технологическим разбросом.

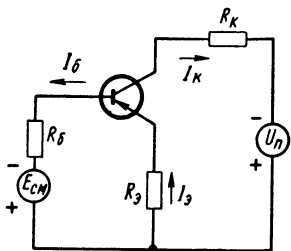


Рис. 5-1. Обобщенная схема цепи смещения транзисторного каскада

Существует значительное число различных схем цепей смещения маломощных транзисторных каскадов, работающих в режиме класса А. Очевидна нерациональность анализа каждой схемы в отдельности. Желательно получить обобщенные выводы, справедливые для

всех типов цепей смещения. Эта задача решается путем приведения всех типов цепей смещения к одной обобщающей структуре, при использовании методов эквивалентных преобразований электрических цепей.

Все схемы приводятся к единой структуре, которая в общем виде изображена на рис. 5-1.

В частных случаях одно или другое сопротивление схемы может обратиться в нуль.

При определении величины коллекторного тока принимаются следующие упрощающие положения:

1. Величина α не зависит от коллекторного тока.
2. Коллекторный ток не зависит от напряжения коллектор-база.
3. Напряжение эмиттер-база пренебрежимо мало по сравнению с величиной $E_{см}$, что позволяет принять входное сопротивление транзистора равным нулю.

Все эти положения вполне оправданы при использовании маломощных транзисторов в типовом режиме.

Для контура, состоящего из $E_{см}$, R_3 и $R_б$, справедливо уравнение

$$E_{см} = I_3 R_3 + I_б R_б.$$

Выразим ток базы через ток эмиттера

$$I_b = I_e (1 - \alpha) - I_{k0},$$

тогда

$$E_{cm} = I_e R_e + I_e R_b (1 - \alpha) - I_{k0} R_b;$$

$$I_e = \frac{E_{cm} + R_b I_{k0}}{R_e + R_b (1 - \alpha)}.$$

Подставляя полученное значение тока эмиттера в уравнение

$$I_k = I_{k0} + \alpha I_e,$$

получим

$$I_k = \frac{\alpha E_{cm}}{R_e + R_b (1 - \alpha)} + I_{k0} \frac{R_e + R_b}{R_e + R_b (1 - \alpha)}. \quad (5.1)$$

Коэффициент при I_{k0} называют коэффициентом нестабильности коллекторного тока S_i :

$$S_i = \frac{\partial I_k}{\partial I_{k0}} = \frac{R_e + R_b}{R_e + R_b (1 - \alpha)}. \quad (5.2)$$

Легко заметить, что S_i больше единицы. Величина коэффициента нестабильности S_i показывает, во сколько раз изменение коллекторного тока транзистора превышает изменение начального коллекторного тока I_{k0} . Имея в виду, что

$$S_i - 1 = \frac{\alpha R_b}{R_e + R_b (1 - \alpha)},$$

получим выражение для I_k в более сокращенном и общем виде:

$$I_k = (S_i - 1) \frac{E_{cm}}{R_b} + S_i I_{k0}. \quad (5.3)$$

Выражение (5.3) дает возможность определить необходимые величины сопротивлений обобщенной эквивалентной схемы, R_e и R_b , при заданных значениях I_k , S_i , E_{cm} и I_{k0} :

$$R_b = E_{cm} \frac{S_i - 1}{I_k - S_i I_{k0}}; \quad (5.4)$$

$$R_e = R_b \frac{1 - S_i (1 - \alpha)}{S_i - 1} = E_{cm} \frac{1 - S_i (1 - \alpha)}{I_k - S_i I_{k0}}. \quad (5.5)$$

Зная сопротивления R_e и R_b обобщенной эквивалентной схемы, можно достаточно просто определить необходимые сопротивления любой реальной схемы. Определение требуемых величин I_k , E_{cm} и I_{k0} не представляет трудностей. Определение требуемой величины S_i является наиболее сложной задачей, так как S_i непосредственно определяет стабильность коллекторного тока.

В качестве примера найдем выражения, определяющие сопротивления R_1 , R_2 и R_3 в схеме смещения с делителем в цепи базы (рис. 5-2). Для данной конкретной схемы справедливы следующие соотношения:

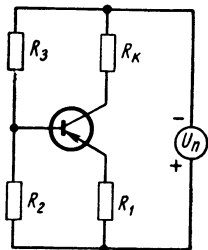


Рис. 5-2. Схема цепи смещения с делителем напряжения в цепи базы

$$R_б = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}; \quad \frac{E_{см}}{U_n} = \frac{R_2}{R_2 + R_3}. \quad (5.6)$$

Задавшись величинами U_n , $E_{см}$ и определив, согласно выражению (5.4) $R_б$, решим совместно уравнения (5.6). В результате решения получим

$$R_1 = R_3;$$

$$R_2 = R_б \frac{U_n}{U_n - E_{см}};$$

$$R_3 = R_б \frac{U_n}{E_{см}}.$$

Аналогичным образом могут быть получены расчетные выражения для определения сопротивлений любой конкретной схемы сопротивления обобщенной схемы $R_э$ и $R_б$ при заданном $E_{см}$.

5. 3. Определение возможных изменений коллекторного тока

Определим возможные изменения коллекторного тока транзистора, полагая, что они зависят в основном от изменений начального коллекторного тока $I_{к0}$ и коэффициента усиления по току α .

Приращение коллекторного тока при переменных $I_{к0}$ и α определяется выражением

$$dI_к = \frac{\partial I_к}{\partial I_{к0}} dI_{к0} + \frac{\partial I_к}{\partial \alpha} d\alpha. \quad (5.7)$$

Определим частные производные, входящие в выражение (5.7):

$$1. \frac{\partial I_к}{\partial I_{к0}} = S_i. \quad (5.8)$$

2. Так как $I_{к0} \ll I_к$, выражение (5.3) можно привести к виду

$$I_к \approx (S_i - 1) \left(\frac{E_{см}}{R_б} + I_{к0} \right).$$

Выражение для S_i приводим к виду

$$S_i = \frac{C}{C - \alpha},$$

где

$$C = \frac{R_э + R_б}{R_б}.$$

Очевидно, что

$$S_i - 1 = \frac{\alpha}{C - \alpha},$$

тогда

$$I_\kappa \approx \frac{\alpha}{C - \alpha} \left(\frac{E_{см}}{R_б} + I_{\kappa 0} \right); \quad (5.9)$$

$$\frac{\partial I_\kappa}{\partial \alpha} = \frac{C}{(C - \alpha)^2} \left(\frac{E_{см}}{R_б} + I_{\kappa 0} \right).$$

Из выражения (5.9) получим следующее соотношение:

$$\frac{E_{см}}{R_б} + I_{\kappa 0} = I_\kappa \frac{C - \alpha}{\alpha}.$$

Окончательно получим

$$\frac{\partial I_\kappa}{\partial \alpha} \approx \frac{C}{(C - \alpha)^2} \frac{C - \alpha}{\alpha} I_\kappa = S_i \frac{I_\kappa}{\alpha}. \quad (5.10)$$

Подставляя выражения (5.8) и (5.10) для двух частных производных в формулу (5.7), получим следующее выражение для приращения коллекторного тока:

$$dI_\kappa \approx S_i \left(dI_{\kappa 0} + I_\kappa \frac{d\alpha}{\alpha} \right). \quad (5.11)$$

Это выражение представляет принципиальный интерес, так как свидетельствует об универсальности коэффициента неустойчивости S_i . Очевидно, что коэффициент неустойчивости определяет зависимость изменений коллекторного тока не только от изменений $I_{\kappa 0}$ (по определению $S_i = dI_\kappa / dI_{\kappa 0}$), но также и от изменений α . Единственное допущение, сделанное при анализе, заключается в том, что $I_{\kappa 0} \ll I_\kappa$.

Это условие с достаточной степенью точности выполняется во всех практически применяемых режимах транзисторов, так как $I_{\kappa 0}$ меньше I_κ не менее, чем на два порядка.

Обобщающий смысл коэффициента неустойчивости S_i еще более наглядно проявляется при переходе к относительному изменению коллекторного тока в конечных приращениях

$$\delta I_\kappa = \frac{\Delta I_\kappa}{I_\kappa} \approx S_i \left(\frac{\Delta I_{\kappa 0}}{I_{\kappa 0}} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha} \right). \quad (5.12)$$

Сумма двух членов выражения (5.12) $\frac{\Delta I_{\kappa 0}}{I_{\kappa 0}} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha}$ по своему физическому смыслу есть коэффициент, учитывающий отклонение

параметров транзистора $I_{\kappa 0}$ и α от номинальных значений. Этот коэффициент называется коэффициентом вариаций

$$A = \frac{\Delta I_{\kappa 0}}{I_{\kappa}} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha}. \quad (5.13)$$

Тогда

$$\delta I_{\kappa} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{I_{\kappa}} = AS_i. \quad (5.14)$$

Необходимая величина коэффициента нестабильности определяется выражением

$$S_i = \delta I_{\kappa} / A, \quad (5.15)$$

которое позволяет найти такую величину S_i , при которой будет получена необходимая относительная стабильность коллекторного тока δI_{κ} при заданном номинальном значении I_{κ} , номинальном значении β и всех предусмотренных изменениях $I_{\kappa 0}$ и β независимо от того, по какой причине они происходят. Поэтому ставится возможным не только обеспечить необходимую температурную стабильность коллекторного тока при определенных изменениях $I_{\kappa 0}$ и β , но и выбрать величину S_i , а следовательно, и сопротивлений цепи смещения такими, при которых коллекторный ток любого транзистора с заранее предусмотренными изменениями (или технологическим разбросом) $I_{\kappa 0}$ и β будет находиться в заданных пределах.

5. 4. Определение допустимых изменений коллекторного тока

Для определения необходимой величины коэффициента нестабильности S_i нужно определить коэффициент вариаций A и допустимое относительное изменение коллекторного тока $\delta I_{\kappa} = \Delta I_{\kappa} / I_{\kappa}$.

При определении допустимого относительного изменения коллекторного тока следует различать два существенно отличающихся режима работы транзистора:

1. Работа транзистора при отсутствии значительного падения напряжения на сопротивлениях, по которым протекает коллекторный ток. При этом напряжение коллектор-эмиттер практически не зависит от изменений коллекторного тока.

2. Работа транзистора при наличии значительного падения напряжения на сопротивлениях, по которым протекает коллекторный ток. При этом напряжение коллектор-эмиттер существенно зависит от изменений коллекторного тока.

Рассмотрим первый режим работы и определим основные факторы, обуславливающие допустимую величину изменений коллекторного тока. Данный режим практически имеет место в каскаде с выходным трансформатором, первичная обмотка которого непосредственно включена в коллекторную цепь транзистора (рис. 5-3). Малое омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора обуславливает практическую независимость напряжения $U_{кз}$ от величины коллекторного тока. Казалось бы, при этом нет строгого ограничения для допустимых изменений кол-

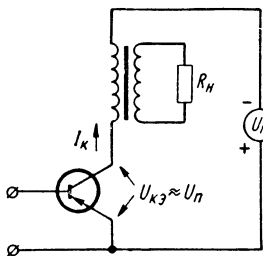


Рис. 5-3. Транзисторный каскад с трансформаторной связью с нагрузкой

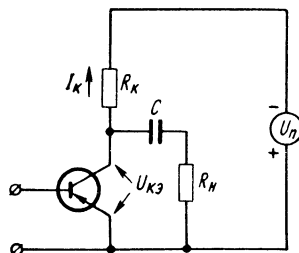


Рис. 5-4. Транзисторный каскад с реостатно-емкостной связью с нагрузкой

лекторного тока. Однако многие причины требуют достаточно жесткой стабилизации коллекторного тока.

Среди этих причин необходимо отметить следующие.

При изменении коллекторного тока изменяется положение рабочей точки на характеристике транзистора, поэтому изменяются дифференциальные параметры транзистора, что ведет к изменению усилительных свойств каскада.

При увеличении коллекторного тока увеличивается мощность, рассеиваемая в транзисторе. При определенных условиях охлаждения это может привести к лавинообразному нагреву транзистора и его необратимому повреждению (тепловому пробую).

Изменение коллекторного тока приводит к изменению подмагничивания магнитопровода трансформатора, что вызывает изменение индуктивности первичной обмотки трансформатора и, как следствие этого, коэффициента усиления и угла сдвига фаз.

Рассмотрим второй режим работы и определим основные факторы, обуславливающие допустимые изменения коллекторного тока. Данный режим практически имеет место при реостатно-емкостной связи с нагрузкой, когда в цепи коллектора имеется значительное омическое сопротивление R_k (рис. 5-4).

Всякое изменение коллекторного тока сопровождается изменением падения напряжения на сопротивлении R_k и, следовательно,

напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$. Связь между изменениями коллекторного тока и напряжением коллектор-эмиттер определяется следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} R_k &= \frac{U_n - U_{кэ}}{I_k}; \\ U_{кэ} &= U_n - I_k R_k; \\ \Delta U_{кэ} &= -\Delta I_k R_k; \\ \Delta U_{кэ} &= -\frac{\Delta I_k}{I_k} (U_n - U_{кэ}). \end{aligned} \right\} \quad (5.16)$$

Допустимое относительное изменение коллекторного тока определяется выражением

$$\left| \frac{\Delta I_k}{I_k} \right| = \frac{\Delta U_{кэ}}{U_n - U_{кэ}}. \quad (5.17)$$

С учетом зависимости (5.14) определим необходимую величину коэффициента нестабильности

$$S_i = \frac{\Delta U_{кэ}}{A (U_n - U_{кэ})}. \quad (5.18)$$

5. 5. Выбор режима в транзисторных каскадах с реостатно-емкостной связью

При расчете любого каскада транзисторного усилителя исходной величиной является максимальная мощность, которую необходимо получить в сопротивлении нагрузки. Нагрузкой каскада может быть входное сопротивление следующего каскада. Режим каскада должен быть выбран таким образом, чтобы из всей мощности переменного тока, развиваемой каскадом, возможно большая часть была выделена в сопротивлении нагрузки, отделенном от транзистора конденсатором связи.

Полагаем заданными сопротивление нагрузки R_n , амплитуду максимального напряжения на нагрузке $U_{нм}$, напряжение питания U_n . Схема каскада изображена на рис. 5-4. Постоянная составляющая коллекторного тока I_k протекает только по сопротивлению R_k . Переменная составляющая коллекторного тока $I_{км}$ разветвляется по двум цепям: часть этого тока $I_{нм}$ протекает по R_n , другая часть тока протекает по сопротивлению R_k , замыкаясь через источник питания U_n . При заданной величине R_n желательно иметь R_k максимально большим, чтобы в это сопротивление отводилась возможно меньшая часть переменной составляющей коллекторного тока.

Полагая выходные характеристики транзистора линейными при как угодно малых напряжениях и токах коллектора, уста-

новым теоретически предельные соотношения для каскада с RC-связью.

В каскаде следует различать три различных по величине сопротивления нагрузки: сопротивление нагрузки для постоянного тока R_k , полезное сопротивление нагрузки для переменного тока R_n , полное сопротивление нагрузки для переменного тока

$$R'_n = \frac{R_n R_k}{R_n + R_k}.$$

При заданных R_n и $U_{нт}$ минимальная величина постоянной составляющей напряжения коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ должна быть равна $U_{нт}$, минимальная величина постоянной составляющей коллекторного тока должна быть равна $I_{кт} = U_{нт}/R'_n$.

С другой стороны, постоянная составляющая напряжения коллектор-эмиттер определяется выражением

$$U_{кэ} = U_n - I_k R_k.$$

Из условия $U_{кэ} = U_{нт}$ получим

$$I_k = \frac{U_n - U_{кэ}}{R_k} = \frac{U_n - U_{нт}}{R_k}. \quad (5.19)$$

Из условия $I_k = I_{кт}$ получим

$$I_k = U_{нт} \frac{R_n + R_k}{R_n R_k}. \quad (5.20)$$

В результате совместного решения уравнений (5.19) и (5.20) получим следующие выражения:

$$R_k = R_n \frac{U_n - 2U_{нт}}{U_{нт}}; \quad (5.21)$$

$$I_k = \frac{U_{нт}}{R_n} \frac{U_n - U_{нт}}{U_n - 2U_{нт}}. \quad (5.22)$$

При выборе $U_{кэ} = U_{нт}$ постоянная составляющая напряжения на коллекторе является минимально возможной. При выборе $I_k = I_{кт}$ постоянная составляющая коллекторного тока является также минимально возможной. Поэтому величина сопротивления R_k , определяемая выражением (5.21), является максимально возможной при заданной мощности в нагрузке.

Сопротивление R_k шунтирует полезную нагрузку каскада по переменному току и, следовательно, снижает усиление каскада по напряжению и по току. При выборе R_k , согласно формуле (5.21), обеспечивается максимально возможное усиление каскада при заданной нагрузке по переменному току.

Определим усиление каскада по току при выборе R_k согласно изложенной методике.

Усиление каскада по току определяется как отношение тока в нагрузке к току базы транзистора.

При сопротивлении нагрузки R_n , значительно меньшем выходного сопротивления транзистора, усиление каскада по току определяется выражением

$$K_i \approx \beta \frac{R_k}{R_k + R_n} = \frac{I_{nm}}{I_{bm}}. \quad (5.23)$$

Из выражений (5.23) и (5.21) получим

$$K_i \approx \beta \frac{R_n \frac{U_n - 2U_{nm}}{U_{nm}}}{R_n \frac{U_n - 2U_{nm}}{U_{nm}} + R_n} = \beta \frac{U_n - 2U_{nm}}{U_n - U_{nm}}. \quad (5.24)$$

С увеличением требуемой величины выходного напряжения усиление каскада по току уменьшается, и при $U_{nm} = 0,5U_n$ усиление становится равным нулю.

Следовательно, в каскаде с реостатно-емкостной связью нельзя получить амплитуду напряжения на нагрузке, равную $0,5U_n$. Физически это объясняется тем, что для получения $U_{nm} = 0,5U_n$ нагрузочные прямые для постоянного и переменного тока должны совпасть, а это возможно лишь при $R_n = \infty$. Но в этом случае ток в нагрузке будет равен нулю, и, следовательно, будет равно нулю усиление каскада по току. Поэтому даже при оптимальной величине сопротивления R_n максимальная амплитуда напряжения на нагрузке каскада с реостатно-емкостной связью практически не может превышать $(0,2 \div 0,3) U_n$. При этом коэффициент усиления каскада по току будет равен соответственно $(0,75 \div 0,57) \beta$.

Установим реальные расчетные соотношения для каскада с реостатно-емкостной связью. Для этого в выражения, полученные из анализа характеристик идеального транзистора, внесем поправки, учитывающие следующие особенности характеристик реального транзистора (рис. 5-5):

1. При токах коллектора менее $0,6$ — $0,8$ *ма* входное сопротивление транзистора значительно возрастает, и переходная характеристика становится существенно нелинейной. Поэтому желательно, чтобы мгновенное значение коллекторного тока никогда не было бы меньше величины $I_{k \min} = (0,6 \div 0,8)$ *ма*. Поэтому вместо условия $I_k = I_{km}$ следует полагать

$$I_k = I_{km} + I_{k \min}.$$

2. Напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ не может быть равным нулю. Поэтому необходимо, чтобы мгновенное значение напряжения коллектор-эмиттер никогда не было бы меньше величины $U_{кэ \min} = 1 \div 2$ в.

При повышении температуры переходов увеличивается коллекторный ток и уменьшается напряжение коллектор-эмиттер на величину $\Delta U_{кэ}$ [см. формулу (5.16)]. Рабочая точка перемещается из положения A в положение B (рис. 5-5). Вследствие этого вместо условия $U_{кэ} = U_{нт}$ следует полагать

$$U_{кэ} = U_{нт} + U_{кэ \min} + \Delta U_{кэ}. \quad (5.25)$$

Учитывая изложенные уточняющие положения, вместо выражений (5.19) и (5.20) получим следующее:

$$U_n - I_k R_k = U_{нт} + U_{кэ \min} + \Delta U_{кэ}; \quad (5.26)$$

$$I_k = I_{к \min} + U_{нт} \frac{R_H R_k}{R_H + R_k}. \quad (5.27)$$

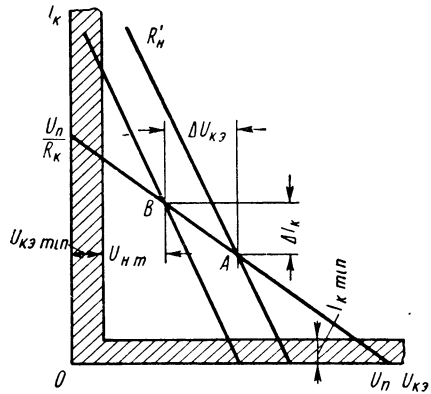


Рис. 5-5. Соотношения между напряжениями и токами в выходной цепи каскада при реостатно-емкостной связи с нагрузкой

В результате совместного решения этих уравнений определим

$$R_k = R_H \frac{U_n - U_{нт} - \Delta U_{кэ}}{U_{нт} + R_H I_{к \min}}. \quad (5.28)$$

После определения R_k можно, согласно формуле (5.27), найти необходимую величину I_k .

При выборе $U_{кэ}$, R_k и I_k , согласно выражениям (5.25), (5.27) и (5.28), гарантируется, что при изменении коллекторного тока на величину ΔI_k мгновенное значение коллекторного тока будет равно или больше $I_{к \min}$, а мгновенное значение напряжения коллектор-эмиттер будет равно или больше $U_{кэ \min}$. Это значит, что переменные составляющие коллекторного тока и напряжения с заданными амплитудами будут получены на выбранных достаточно линейных участках характеристик транзистора, т. е. гарантируется сохранение работоспособности каскада как при изменении температуры, так и при определенном разбросе параметров транзистора.

5. 6. Выбор режима в транзисторных каскадах с трансформаторной связью

Исходной величиной для расчета каскада при трансформаторной связи с нагрузкой является мощность, которую необходимо получить в нагрузке P_n . Наиболее удобно выразить эту мощность через амплитуду напряжения на нагрузке U_{nm} и сопротивление нагрузки R_n . Полагая характеристики транзистора линейными при как угодно малых напряжениях и токах коллектора, установим теоретически предельные соотношения для каскада, работающего в режиме класса А, при включении первичной обмотки трансформатора непосредственно в коллекторную цепь транзистора (см. рис. 5-3). Активные сопротивления обмоток трансформатора полагаем равными нулю, а индуктивное сопротивление первичной обмотки ωL_1 — бесконечно большим.



Рис. 5-6. Соотношения между напряжениями и токами в выходной цепи каскада при трансформаторной связи с нагрузкой

выберем так, чтобы максимальная амплитуда переменной составляющей коллекторного тока I_{km} была равна I_k и максимальная амплитуда напряжения на пересчитанном сопротивлении нагрузки (первичной обмотке трансформатора) U_{nnt} была равна U_n .

Нагрузочная прямая для переменного тока будет расположена так, как показано на рис. 5-6. При таком расположении нагрузочной прямой мощность в нагрузке будет максимальной при заданных I_k и U_n . Для данного положения нагрузочной прямой пересчитанное сопротивление нагрузки определяется выражением

$$R_{nn} = \frac{U_{nnt}}{I_{km}} = \frac{U_n}{I_k} = \frac{U_n^2}{2P_n}. \quad (5.29)$$

Максимальная мощность переменного тока в нагрузке

$$P_n = 0,5U_n I_k.$$

Максимальная величина коллекторного тока равна

$$2I_k = 2I_{km}.$$

Максимальное напряжение на коллекторном переходе равно

$$2U_n = 2U_{нп\ m}.$$

Выбранный режим характерен максимальным для режима класса А коэффициентом полезного действия каскада (до 50%) — максимальной величиной напряжения на пересчитанном сопротивлении нагрузки и, следовательно, максимальной величиной $R_{нп}$ при данной выходной мощности.

Поэтому, если величина $R_{нп}$ не превосходит выходного сопротивления транзистора, коэффициент усиления каскада по мощности также будет максимальным при данной выходной мощности.

Решая задачу в обратном порядке, т. е. определяя оптимальную величину $R_{нп}$ и необходимое значение I_k при заданной P_n из выражения (5. 29), получим

$$R_{нп} = \frac{U_n^2}{2P_n}; \quad (5. 30)$$

$$I_k = \frac{U_n}{R_{нп}} = \frac{2P_n}{U_n}. \quad (5. 31)$$

Требуемая величина коэффициента трансформации определяется из условия

$$R_{нп} = \frac{R_n}{n^2},$$

где

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1}.$$

Тогда

$$n = \frac{U_{нп\ m}}{U_n} = \frac{U_{нп\ m}}{U_n}.$$

С учетом изложенных при рассмотрении соотношений для реостатно-емкостной связи ограничений для области использования семейства коллекторных характеристик получим уточненные выражения

$$R_{нп} = \frac{(U_n - U_{кэ\ min})}{2P_n}; \quad (5. 32)$$

$$I_k = \frac{2P_n}{U_n - U_{кэ\ min}} + I_{k\ min}. \quad (5. 33)$$

В каскадах достаточно большой мощности величина $R_{нп}$ получается значительно меньше выходного сопротивления транзистора, получение высокого к. п. д. является весьма желательным. Поэтому режим транзистора следует выбрать согласно полученным соотношениям.

В каскадах малой мощности при относительно высоком напряжении питания (12 ÷ 24 в) величина $R_{нп}$ может получиться больше

выходного сопротивления транзистора, что приводит к уменьшению усиления по мощности из-за нарушения условий согласования ($R_{нп} = R_{вых}$). Кроме того, большая величина $R_{нп}$ при высоком выходном сопротивлении транзистора требует большого индуктивного сопротивления первичной обмотки трансформатора ωL_1 , что практически неосуществимо при его малогабаритном выполнении.

Поэтому в каскадах малой мощности приходится уменьшать величину $R_{нп}$ по сравнению с рекомендуемой выражениями (5. 30) или (5. 32). При этом коэффициент трансформации должен быть выбран таким, чтобы $R_{нп}$ было максимально большим, но не превышало выходного сопротивления транзистора, и требуемое индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора могло быть получено при заданных габаритных размерах последнего.

При выборе режима в каскадах малой мощности предварительно определяем, согласно формуле (5. 32), максимально возможную величину $R_{нп}$. С учетом изложенных ограничений выбираем окончательное значение $R_{нп}$. По выбранной величине $R_{нп}$ находим постоянную составляющую коллекторного тока и коэффициент трансформации

$$I_k = I_{k \text{ мин}} + \sqrt{\frac{2P_n}{R_{нп}}}; \quad (5. 34)$$

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_{нп}}}. \quad (5. 35)$$

5. 7. Транзистор как линейный активный четырехполюсник

Транзисторы широко применяются в каскадах предварительного усиления, где они работают в режиме класса А при малом сигнале. При этом амплитуды переменных составляющих токов и напряжений эмиттера, базы и коллектора охватывают настолько малые участки соответствующих нелинейных вольт-амперных характеристик, что эти характеристики с достаточной степенью точности можно аппроксимировать прямыми линиями. Тогда по отношению к малым переменным составляющим напряжений и токов транзистор можно рассматривать как линейный активный трехполюсник.

Так как трехполюсник является частным случаем четырехполюсника с двумя эквипотенциальными зажимами, то для их анализа используется теория четырехполюсников как более универсальная и общеизвестная.

Необходимо подчеркнуть, что линейным активным четырехполюсником транзистор является только при наличии соответствующих постоянных составляющих напряжений и токов, т е необходимо рассматривать транзистор, установленный в определенный режим при помощи соответствующих цепей смещения. При анализе постоянные составляющие из рассмотрения исключаются, так как при работе транзистора они не меняются.

Свойства транзистора как линейного активного четырехполюсника для малых переменных составляющих токов и напряжений могут быть описаны различными системами параметров

Четырехполюсник имеет два входных и два выходных зажима (рис. 5-7). Состояния входной и выходной цепей характеризуются соответственно величинами U_1, I_1, U_2, I_2 . Любые две из этих четырех величин могут быть приняты за независимые переменные. Выбор независимых переменных определяет систему параметров.

В качестве независимых переменных можно, например, принять токи I_1 и I_2 . Тогда в самом общем виде можно записать

$$U_1 = f_1(I_1, I_2); \quad U_2 = f_2(I_1, I_2)$$

Полные дифференциалы получим в виде

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2; \\ dU_2 &= \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2. \end{aligned} \right\} (5.36)$$

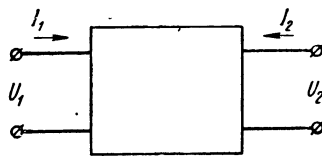


Рис. 5-7. Схема для определения параметров четырехполюсника

Здесь приращения напряжений и токов dU и dI можно рассматривать, например, как амплитуды переменных составляющих напряжения и тока. Частные производные $\partial U/\partial I$ представляют собой дифференциальные сопротивления в выбранных рабочих точках соответствующих вольт-амперных характеристик

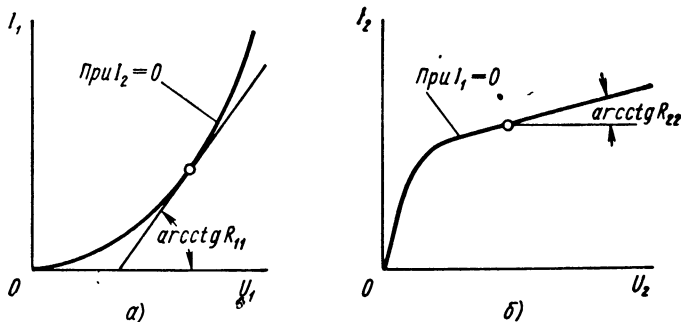


Рис. 5-8. Графическое представление дифференциальных параметров транзистора:

а — входная характеристика; *б* — выходная характеристика

(рис 5-8). Переходя к общепринятой форме записи уравнений четырехполюсника, получим эти же уравнения в системе z параметров

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2; \\ U_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2, \end{aligned} \right\} (5.37)$$

где все параметры имеют размерность сопротивления.

Выбрав в качестве независимых переменных ток I_1 и напряжение U_2 , получим уравнения четырехполюсника в системе h параметров

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2, \end{aligned} \right\} (5.38)$$

где два параметра безразмерные, один имеет размерность сопротивления и один — проводимости

Теория четырехполюсников позволяет определить свойства электрической цепи, содержащей четырехполюсник, не зная его конкретного содержания и электрической схемы.

Необходимо знать лишь четыре параметра четырехполюсника в соответствии с выбранной системой параметров (z , y , h и т. д.).

Применим теорию четырехполюсников для определения дифференциальных параметров каскада с транзистором. Для этого представим транзистор как четырехполюсник (рис. 5-9), подключим к его входным зажимам источник сигнала E_c с внутренним сопротивлением Z_c , а к выходным зажимам сопротивление нагрузки Z_H . При подведении сигнала слева напряжение U_2 можно рассматривать как результат протекания тока I_2 по сопротивлению Z_H . В соответствии с принятыми положительными направлениями напряжений и токов запишем

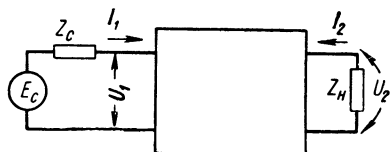


Рис. 5-9. Схема испытания четырехполюсника для определения входных параметров

$$U_2 = -Z_H I_2$$

Из уравнения (5.37) получим

$$-Z_H I_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2;$$

$$-Z_{21} I_1 = I_2 (Z_{22} + Z_H).$$

Коэффициент усиления каскада по току определяется как отношение I_2/I_1

$$K_i = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_H}. \quad (5.39)$$

Из уравнения (5.37) определим входное сопротивление транзистора как U_1/I_1

$$Z_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \frac{I_2}{I_1}.$$

С учетом выражения (5.39) получим

$$Z_{вх} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_H}.$$

В результате элементарных преобразований последнее выражение приводится к виду

$$Z_{вх} = \frac{|Z| + Z_H Z_{11}}{Z_H + Z_{22}}, \quad (5.40)$$

где

$$|Z| = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}.$$

Коэффициент усиления каскада по напряжению можно определить либо как $K_e = U_2/E_c$, либо как $K_u = U_2/U_1$.

Для определения K_e используем следующие соотношения:

$$K_e = \frac{U_2}{E_c} = \frac{-Z_{21} Z_H}{U_1 + I_1 Z_c} = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{Z_H}{Z_{вх} + Z_c}. \quad (5.41)$$

Из соотношений (5.39)—(5.41) получим

$$K_e = \frac{-Z_{21} Z_H}{|Z| + Z_H Z_{11} + Z_c (Z_{22} + Z_H)}. \quad (5.42)$$

Для определения K_u положим $Z_c = 0$, так как при этом $U_1 = E_c$; тогда

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-Z_{21}Z_H}{|Z| + Z_H Z_{11}}. \quad (5.43)$$

При определении выходного сопротивления транзистора следует иметь в виду, что выходное сопротивление есть отношение U_2/I_2 при подведении сигнала справа и $E_c = 0$ (рис. 5-10). Из уравнения (5.37) получим

$$-I_1 Z_c = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2;$$

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{E_c=0} = \frac{-Z_{12}}{Z_{11} + Z_c}.$$

Из уравнения (5.37) определяем выходное сопротивление

$$Z_{вых} = \left(\frac{U_2}{I_2}\right)_{E_c=0} = Z_{22} + Z_{21} \frac{I_1}{I_2}.$$

В результате преобразований получим

$$Z_{вых} = \frac{|Z| + Z_c Z_{22}}{Z_c + Z_{11}}. \quad (5.44)$$

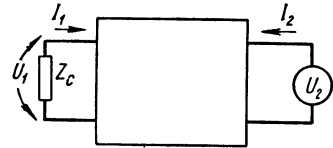


Рис. 5-10. Схема испытания четырехполюсника для определения выходных параметров

Полученные выражения для Z_{ax} , K_I , K_u , $Z_{вых}$ позволяют полностью определить свойства каскада с транзистором при любых значениях Z_H и Z_c , если предварительно будут измерены параметры транзистора Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22} в выбранном режиме при определенной схеме включения транзистора.

При трех возможных схемах включения транзистора число параметров, характеризующих его, равно двенадцати. Это число можно уменьшить до четырех, приняв определенную эквивалентную схему транзисторов и выразив четыре параметра эквивалентной схемы через параметры четырехполюсника, измеренные лишь при любой одной схеме включения транзистора.

5. 8. Анализ каскадов на основе эквивалентной схемы транзистора

В соответствии с физической структурой транзистора и уравнениями, описывающими свойства четырехполюсника, можно представить эквивалентную схему транзистора при малом сигнале, например, в виде Т-образной или П-образной схемы с эквивалентным зависимым генератором тока или напряжения, отражающим активность четырехполюсника, т. е. усилительные свойства транзистора. В эквивалентных схемах при малом сигнале нет необходимости отражать вентильные свойства эмиттерного и коллекторного переходов, так как свойства транзистора рассматриваются только по отношению к малым изменениям напряжений и токов, наложенным на значительно большие постоянные составляющие. Поэтому мгновенные значения напряжений и токов в цепях переходов не меняют полярности при работе транзистора.

Рассмотрим метод использования эквивалентной схемы транзистора для анализа свойств каскада на примере Т-образной эквивалентной схемы с зависимым генератором напряжения (рис. 5-11) при включении транзистора по схеме с общей базой. В области низких частот все сопротивления эквивалентной схемы считаем активными, что соответствует безынерционности транзистора.

В эквивалентной схеме приняты следующие обозначения:

r_3 — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода;

r_6 — дифференциальное объемное сопротивление области базы;

r_k — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода;

r_e — фиктивное сопротивление, обтекаемое током эмиттера, которое отражает пропорциональность э. д. с эквивалентного генератора e току эмиттера

Прямым сопоставлением уравнений четырехполюсника в системе Z -параметров со структурой эквивалентной схемы (рис 5-11) устанавливается связь между параметрами четырехполюсника и сопротивлением эквивалентной схемы. Для схемы с общей базой получим

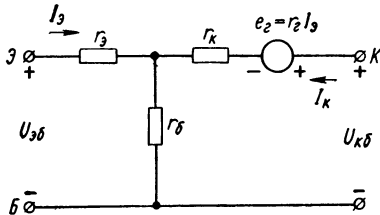


Рис. 5-11. Т-образная эквивалентная схема транзистора с зависимым генератором напряжения

$$Z_{11б} = r_э + r_б; \quad Z_{12б} = r_б;$$

$$Z_{21б} = r_б + r_e; \quad Z_{22б} = r_б + r_k.$$

При той же эквивалентной схеме и включении транзистора по схеме с общим эмиттером получим

$$Z_{11э} = r_э + r_б; \quad Z_{12э} = r_б;$$

$$Z_{21э} = r_э - r_e; \quad Z_{22э} = r_k - r_e + r_э.$$

Для схемы с общим коллектором будем иметь

$$Z_{11к} = r_б + r_k; \quad Z_{12к} = r_k - r_e;$$

$$Z_{21к} = r_k; \quad Z_{22к} = r_k - r_e + r_э.$$

В результате измерений четырех параметров транзистора, рассматриваемого как четырехполюсник, при одной схеме включения (например, в схеме с общей базой) легко определяются четыре параметра эквивалентной схемы

$$r_э = Z_{11б} - Z_{12б}; \quad r_б = Z_{12б};$$

$$r_e = Z_{21б} - Z_{12б}; \quad r_k = Z_{22б} - Z_{12б}.$$

Определив $r_э$, $r_б$, r_e , r_k , можно вычислить параметры транзистора как четырехполюсника при двух других схемах включения, т. е. имеется возможность рассчитывать свойства каскада при любой схеме включения транзистора, измерив его параметры лишь при одной схеме включения.

Из результатов практического измерения параметров эквивалентной схемы известно, что всегда выполняются следующие соотношения:

$$r_э \ll r_k; \quad r_б \ll r_k; \quad r_k \approx r_e,$$

с учетом которых можно упростить выражения для параметров четырехполюсника. Тогда, например, для схемы с общей базой получим

$$Z_{11б} \approx r_э + r_б; \quad Z_{12б} \approx r_б;$$

$$Z_{21б} \approx r_e; \quad Z_{22б} \approx r_k.$$

Используя полученные соотношения и выражения (5.39), (5.40), (5.43) и (5.44), определим свойства каскада при включении транзистора по схеме с общей базой в области низких частот

$$K_i = \frac{-r_e}{r_k + R_k}.$$

Полагая, что $R_H = 0$, определим коэффициент усиления по току при коротком замыкании в выходной цепи

$$(K_i)_{U_2=0} = -\frac{i_2}{r_K} = \alpha.$$

Очевидно, что $Z_{21\beta} \approx r_e = -\alpha r_K$. Тогда

$$K_i \approx \frac{\alpha}{1 + R_H/r_K} = \frac{\alpha r_K}{r_K + R_H}. \quad (5.45)$$

Полученное выражение позволяет определить зависимость коэффициента усиления по току от отношения R_H к величине сопротивления коллекторного перехода r_K .

Из выражения (5.40), при

$$|Z| = r_K [r_э + r_б(1 - \alpha)],$$

получим

$$R_{вх} \approx \frac{r_K [r_э + r_б(1 - \alpha)] + R_H (r_э + r_б)}{r_K + R_H}. \quad (5.46)$$

При изменении R_H от нуля до бесконечности входное сопротивление транзистора изменяется от

$$(R_{вх})_{R_H=0} = r_э + r_б(1 - \alpha) \quad \text{до} \quad (R_{вх})_{R_H=\infty} = r_э + r_б.$$

Из выражения (5.43) получим

$$K_u = \frac{\alpha r_K R_H}{r_K [r_э + r_б(1 - \alpha)] + R_H (r_э + r_б)}. \quad (5.47)$$

По мере увеличения сопротивления нагрузки коэффициент усиления каскада по напряжению приближается к предельной величине

$$(K_u)_{R_H=\infty} = \frac{\alpha r_K}{r_э + r_б}.$$

Из уравнения (5.44) получим

$$R_{вых} = r_K \frac{r_э + r_б(1 - \alpha) + R_c}{r_э + r_б + R_c}. \quad (5.48)$$

При изменении внутреннего сопротивления источника сигнала от нуля до бесконечности выходное сопротивление транзистора при включении его по схеме с общей базой изменяется от

$$(R_{вых})_{R_c=0} = r_K \frac{r_э + r_б(1 - \alpha)}{r_э + r_б} \quad \text{до} \quad (R_{вых})_{R_c=\infty} = r_K.$$

Аналогичным образом могут быть получены соответствующие выражения для двух других схем включения транзистора, дающие в совокупности с уже

полученными полную характеристику свойств каскада с транзистором в области низких частот при всех трех схемах включения. Для схемы с общим эмиттером получим

$$K_i = - \frac{\alpha}{1 - \alpha + \frac{R_H}{r_K}};$$

$$K_u = - \frac{\alpha R_H}{r_э + r_б(1 - \alpha) + \frac{R_H}{r_K}(r_э + r_б)};$$

$$R_{вх} = \frac{r_э + r_б(1 - \alpha) + \frac{R_H}{r_K}(r_э + r_б)}{1 - \alpha + \frac{R_H}{r_K}};$$

$$R_{вых} = r_K \frac{r_э + r_б(1 - \alpha) + R_c(1 - \alpha)}{r_э + r_б + R_c}.$$

Для схемы с общим коллектором будем иметь

$$K_i = \frac{1}{1 - \alpha + \frac{R_H}{r_K}};$$

$$K_u = \frac{R_H}{R_H + r_э + r_б(1 - \alpha)};$$

$$R_{вх} = r_K \frac{R_H + r_э + r_б(1 - \alpha)}{R_H + r_K(1 - \alpha)};$$

$$R_{вых} = r_K \frac{r_э + r_б(1 - \alpha) + R_c(1 - \alpha)}{r_K + R_c}.$$

5. 9. Упрощенный анализ транзисторных каскадов

Основные свойства транзисторного каскада можно определить, не прибегая к графическому анализу характеристик или сложным расчетам. Для этого следует решить совместно уравнение переходной характеристики транзистора и уравнения токов для цепей эмиттера, базы и коллектора.

Приближенное уравнение переходной характеристики при включении транзистора по схеме с общей базой имеет вид

$$\left. \begin{aligned} I_K &= I_{K_0} + \alpha I_э; \\ \Delta I_K &= \alpha \Delta I_э. \end{aligned} \right\} \quad (5. 49)$$

Определим соотношения между выходным и входным токами транзистора, т. е. коэффициенты усиления каскадов по току K_i , при различных схемах его включения.

В схеме с общей базой (рис. 5-12) входным током является ток эмиттера, а выходным — ток коллектора. Непосредственно из уравнения (5.49) переходной характеристики в приращениях получим

$$K_i = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\varepsilon}} = \alpha, \quad (5.50)$$

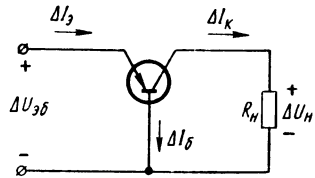


Рис. 5-12. Эквивалентная схема каскада с общей базой

т. е. коэффициент усиления по току в этой схеме равен α и фаза выходного тока совпадает с фазой входного тока (направления входного и выходного тока и полярности напряжений, обозначенные на рис. 5-12, приняты за положительные).

В схеме с общим эмиттером (рис. 5-13) входным током является ток базы, а выходным — ток коллектора. Решая совместно уравнения

$$\Delta I_{\kappa} = \alpha \Delta I_{\varepsilon} \quad \text{и} \quad \Delta I_{\kappa} = \Delta I_{\varepsilon} - \Delta I_{\delta},$$

получим

$$\Delta I_{\kappa} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \Delta I_{\delta};$$

$$K_i = \frac{\Delta I_{\kappa}}{-\Delta I_{\delta}} = -\frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta, \quad (5.51)$$

т. е. коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером равен β , а фаза выходного тока противоположна фазе входного. Заметим, что

$$|\beta| = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

В схеме с общим коллектором (рис. 5-14) входным током является ток базы, а выходным — ток эмиттера. Решая совместно уравнения

$$\Delta I_{\kappa} = \alpha \Delta I_{\varepsilon} \quad \text{и} \quad \Delta I_{\varepsilon} = \Delta I_{\kappa} + \Delta I_{\delta},$$

получим

$$K_i = \frac{-\Delta I_{\varepsilon}}{-\Delta I_{\delta}} = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1, \quad (5.52)$$

т. е. коэффициент усиления по току в схеме с общим коллектором равен $\beta + 1$ и фаза выходного тока совпадает с фазой входного.

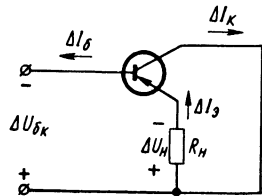


Рис. 5-14. Эквивалентная схема каскада с общим коллектором

Сравним те же схемы по величине входных сопротивлений. Входное сопротивление каскада с общей базой

$$R_{вх. б} = \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_э}. \quad (5.53)$$

Учитывая, что

$$\Delta I_б = \frac{1}{1-\alpha} \Delta I_э, \quad \Delta U_{бэ} = -\Delta U_{эб},$$

определим входное сопротивление каскада с общим эмиттером

$$R_{вх. э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{-\Delta I_б}.$$

Очевидно, что входное сопротивление каскада с общим эмиттером в $\beta + 1$ раз больше входного сопротивления каскада с общей базой:

$$R_{вх. э} = (\beta + 1) R_{вх. б}. \quad (5.54)$$

Входное сопротивление каскада с общим коллектором определим, учитывая, что $\Delta U_{бк} = \Delta U_{бэ} - \Delta I_э R_H$,

$$R_{вх. к} = \frac{-\Delta U_{бк}}{-\Delta I_б} = (R_{вх. б} + R_H) (\beta + 1). \quad (5.55)$$

В большинстве случаев $R_{вх. б} \ll R_H$, тогда

$$R_{вх. к} \approx (\beta + 1) R_H.$$

Очевидно, что входное сопротивление каскада с общим коллектором прямо пропорционально величине сопротивления нагрузки и может достигать значительной величины.

Сравним три основные схемы по коэффициентам усиления по напряжению.

Коэффициент усиления каскада по напряжению K_u можно определить следующим образом:

$$K_u = \frac{U_H}{U_{вх}} = K_i \frac{R_H}{R_{вх}}. \quad (5.56)$$

Для схемы с общей базой из выражений (5.50), (5.53) и (5.56) получим

$$K_u = \alpha \frac{R_H}{R_{вх. б}}. \quad (5.57)$$

Для схемы с общим эмиттером из выражений (5.51), (5.56) и (5.54) получим

$$K_u = -\alpha \frac{R_H}{R_{вх. б}}. \quad (5.58)$$

Коэффициент усиления по напряжению в схеме с общим эмиттером такой же, как и в схеме с общей базой, но выходное напряжение находится в противофазе с входным.

Для схемы с общим коллектором из выражений (5. 52), (5. 56) и (5. 55) получим

$$K_u = \frac{R_n}{R_n + R_{ex.б}} \approx 1. \quad (5. 59)$$

Коэффициент усиления по напряжению в схеме с общим коллектором несколько меньше единицы и практически не зависит от сопротивления нагрузки (при $R_n \gg R_{ex.б}$).

Сравнивая выражения, полученные при упрощенном анализе каскада, с приближенными выражениями, вытекающими из анализа работы каскада при малом сигнале и соблюдении условий

$$r_g \ll R_n \ll r_k(1 - \alpha), \quad r_b \ll r_k,$$

найдем полную их идентичность. При этом входное сопротивление каскада с общей базой $R_{ex.б}$ следует измерять при сопротивлении нагрузки, равном нулю. Тогда

$$R_{ex.б} = r_g + r_b(1 - \alpha).$$

При упрощенном анализе не были определены лишь выходные сопротивления транзисторов.

Говоря о сопротивлениях, характеризующих свойства транзистора (например, о входном сопротивлении), следует строго различать дифференциальное сопротивление, определяемое в данной рабочей точке как отношение малых приращений напряжений и токов, от сопротивления по постоянному току, определяемого как отношение полной величины напряжения к полной величине тока. Графически дифференциальное сопротивление характеризуется наклоном касательной в данной точке вольт-амперной характеристики. Сопротивление по постоянному току характеризуется наклоном прямой, проведенной из начала координат в данную точку вольт-амперной характеристики.

Полученные упрощенные выражения справедливы как при малом, так и при большом сигналах. Однако следует подчеркнуть, что при расчетах каскада при большом сигнале параметры R_{ex} и α должны быть измерены по постоянному току, при малом сигнале эти параметры должны быть измерены как дифференциальные параметры близ выбранной рабочей точки.

Очевидно, что основные параметры каскада, т. е. коэффициенты усиления по току и напряжению и входное сопротивление, можно приближенно определить, зная лишь два параметра

транзистора, измеренные при $R_H = 0$. При проведении упрощенного анализа в качестве этих параметров были выбраны коэффициент усиления по току α и входное сопротивление $R_{вх.б.}$, измеренные в схеме с общей базой.

В большинстве случаев удобнее пользоваться двумя параметрами транзистора, измеренными в схеме с общим эмиттером.

В табл. 5-1 приведены упрощенные выражения для K_i , K_u и $R_{вх.}$ каскада при трех схемах включения транзистора, дополненные граничными значениями $R_{вых.}$ при внутренних сопротивлениях источника сигнала $R_c = 0$ и $R_c = \infty$.

Таблица 5-1

Упрощенные выражения для параметров каскада при различных схемах включения транзистора

Параметр	Схема включения транзистора		
	с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
K_i	$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$	β	$\beta + 1$
K_u	$\beta \frac{R_H}{R_{вх.э}}$	$\beta \frac{R_H}{R_{вх.э}}$	$\frac{R_H}{\frac{R_{вх.э}}{\beta} + R_H}$
$R_{вх.}$	$\frac{R_{вх.э}}{\beta + 1}$	$R_{вх.э}$	$\frac{R_{вх.э} + (\beta + 1) R_H}{\beta}$
$R_{вых.} \begin{cases} R_c = 0 \\ R_c = \infty \end{cases}$	$(0,1 - 0,3) r_K$ r_K	$(0,1 - 0,3) r_K$ $\frac{r_K}{\beta}$	$\frac{R_{вх.э}}{\beta}$ $\frac{r_K}{\beta}$

Основная задача при расчете каскада заключается в определении мгновенных значений входного напряжения и тока, необходимых для получения заданного мгновенного значения тока коллектора.

Значения параметров $R_{вх.э}$ и β будут различными при различных заданных значениях коллекторного тока. Кроме того, эти параметры зависят от рабочей точки. Однако при расчете любого каскада известна максимально необходимая амплитуда коллекторного тока и поэтому не представляет трудностей выбор рабочей точки. Поэтому можно измерить указанные параметры при требуемом значении коллекторного тока I_K и, пользуясь ими, определить $U_{бэ}$ и $I_б$.

Если известны параметры $R_{вх.э}$ и β , определим $U_{бэ}$ и $I_б$ из следующих выражений:

$$I_б \approx I_к/\beta; \quad U_{бэ} \approx I_б R_{вх.э}.$$

5. 10. Упрощенный анализ каскадов на электронных лампах

Основные соотношения для каскада с электронной лампой обычно получают на основе представления ее выходной цепи в виде эквивалентного генератора э. д. с. $\Delta E = \mu \Delta U_{ск}$ с внутренним сопротивлением R_i или эквивалентного генератора тока $\Delta I_a = S \Delta U_{ск}$ с шунтирующей проводимостью $1/R_i$, что вполне справедливо в области низких частот. При этом цепь сетка-катод считается не потребляющей тока, т. е. обладающей бесконечно большим входным сопротивлением.

Сравнивая электронную лампу с транзистором, можно заметить идентичность схемного назначения и роли, соответственно, следующих электродов: катода и эмиттера, сетки и базы, анода и коллектора.

Электронная лампа может быть использована при трех различных схемах включения: с общей сеткой, общим катодом, общим анодом. Так как ток сетки равен нулю, для лампы справедливо соотношение

$$\Delta I_a = \Delta I_к,$$

т. е. равенство изменений анодного и катодного токов (для триода).

Поэтому электровакуумный триод можно рассматривать как частный случай транзистора, у которого $\alpha = 1$, т. е. коэффициент усиления по току в схеме с общей базой равен единице.

Другим важнейшим параметром транзистора является входное сопротивление транзистора при включении его по схеме с общей базой.

Очевидно, что

$$R_{вх.б} = \frac{\Delta U_{эб}}{\Delta I_к} \cdot \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} = \frac{\alpha}{S},$$

где $S = \Delta I_к/\Delta U_{эб}$ — крутизна характеристики транзистора.

Полагая, что $\alpha = 1$, определим входное сопротивление лампы при включении ее по схеме с общей сеткой.

$$R_{вх.с} = \frac{1}{S},$$

где $S = \Delta I_a/\Delta U_{ск}$ — крутизна характеристики лампы.

Используя полученные соотношения, можно сравнить свойства каскадов с электронной лампой при различных схемах ее включения, полагая сопротивление нагрузки малым по сравнению с внутренним сопротивлением лампы R_i , т. е. при том же допущении, при котором проводился упрощенный анализ транзисторных каскадов.

В схеме с общей сеткой коэффициент усиления по току равен единице, входное сопротивление низкое и равно $1/S$, коэффициент усиления по напряжению определяется приближенным выражением

$$K_{и.с} \approx SR_n.$$

В схеме с общим катодом коэффициент усиления по току равен бесконечности ($\Delta I_c = 0$), входное сопротивление также бесконечно велико, коэффициент усиления по напряжению приблизительно такой же, как в схеме с общей сеткой,

$$K_{и.к} \approx SR_n.$$

В схеме с общим анодом (катодный повторитель) коэффициент усиления по току равен бесконечности ($\Delta I_c = 0$), входное сопротивление также бесконечно велико, коэффициент усиления по напряжению несколько меньше единицы:

$$K_{u.a} \approx \frac{R_n}{R_n + \frac{1}{S}} \approx 1.$$

Очевидно, что при сравнительном анализе различных схем включения транзистора и лампы можно считать схему с общей базой аналогичной схеме с общей сеткой, схему с общим эмиттером аналогичной схеме с общим катодом, схему с общим коллектором аналогичной схеме с общим анодом.

В последнее время получает распространение так называемый канальный, или полевой транзистор, принцип действия которого заключается в изменении сопротивления определенного объема полупроводникового материала (канала) под действием электрического поля.

Этот новый полупроводниковый прибор по принципу действия очень существенно отличается как от обычного транзистора, так и от электронной лампы. Однако он также является трехполюсником и три его электрода (исток, затвор и сток) по схемному назначению соответственно аналогичны катоду, сетке и аноду. В канальном транзисторе ток затвора близок к нулю, и управление током истока и стока осуществляется практически только изменением напряжения между истоком и затвором.

Свойства каскадов при трех различных схемах включения канального транзистора описываются наиболее просто теми же уравнениями, что и каскадов с электронными лампами

5. 11. Реостатно-емкостные цепи связи

Назначением цепей связи в усилителях переменного тока является передача в нагрузку переменной составляющей тока (напряжения) с минимальными потерями и разделение постоянной и переменной составляющих тока (напряжения).

Расчет цепей связи заключается в определении модуля и фазы коэффициента передачи частотно-зависимой цепи, образованной усилительным прибором (лампой или транзистором), активными сопротивлениями схемы и реактивными, т. е. емкостными или индуктивными, сопротивлениями.

Реостатно-емкостная цепь связи состоит из активных и емкостных сопротивлений. В схеме с электронной лампой эквивалентный генератор $E = \mu U_{cк}$ в области частот до нескольких мегагерц практически безынерционен. Поэтому частотно-зависимыми элементами цепи связи в ламповой схеме будут конденсаторы связи, междуэлектродные емкости лампы и емкости монтажных проводов.

Значительно более сложными являются причины, определяющие частотные зависимости в транзисторных схемах. Кроме указанного для ламповых схем, здесь необходимо считаться с частотными свойствами собственно транзистора. Носители тока, диффундирующие от эмиттера к коллектору, движутся сравнительно медленно и достигают его неодновременно.

Поэтому по мере повышения частоты ток коллектора при заданном токе эмиттера уменьшается по амплитуде и запаздывает по фазе.

Таким образом, зависимость I_k от $I_э$, т. е. величина α , становится комплексной.

Очевидно, что $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ также становится комплексной величиной.

Зависимость модуля и фазы α от частоты описывается на основании уравнения диффузии [67].

Результаты анализа и экспериментов показывают, что на частоте f_α , на которой модуль α становится равным 0,707 от низкочастотного значения α_0 , угол сдвига фаз φ между I_k и $I_э$ близок к 45° . Такими же свойствами обладает реостатно-емкостная цепь связи в области высоких частот.

Частотные свойства транзистора, определяемые комплексным характером α , описываются уравнениями

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}; \quad (5.60)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{f}{f_\alpha} = 2\pi f \tau_\alpha. \quad (5.61)$$

Аналогичным образом определяются модуль и фаза β :

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}; \quad (5.62)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{f}{f_\beta} = 2\pi f \tau_\beta. \quad (5.63)$$

Можно показать, что $f_\beta = f_\alpha / \beta$ и $\tau_\beta = \beta \tau_\alpha$.

Зависимость β от частоты проявляется весьма ощутимо уже в области звуковых частот. Например, при $\alpha = 0,98$ ($\beta = 50$), $f_\alpha = 1$ Мгц получим следующие результаты:

f кГц	0	5	10	20
β	50	48,5	44,5	35
φ°	0	14	26,5	45

Однако, кроме зависимости α и β от частоты, при применении транзисторов следует учитывать емкость коллекторного перехода, которая шунтирует эквивалентный генератор в выходной цепи транзистора, а также комплексный характер входного сопротивления [61, 73].

В первом приближении можно считать транзистор частотно-зависимым элементом с постоянной времени τ_α при включении по схеме с общей базой и τ_β при включении по схеме с общим эмиттером.

Постоянная времени транзистора проявляется так же, как постоянная времени цепи связи в ламповой схеме, определяемая активными сопротивлениями и междуэлектродными емкостями.

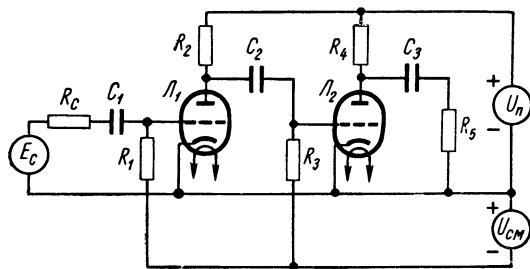


Рис. 5-15. Двухкаскадный ламповый усилитель с реостатно-емкостными цепями связи

Поэтому представляется возможным использование соотношений, полученных в результате анализа ламповых схем, для приближенного анализа цепей связи в транзисторных схемах.

Различные структуры цепей связи можно получить в двухкаскадных усилителях (рис. 5-15 и 5-16), где цепи связи приме-

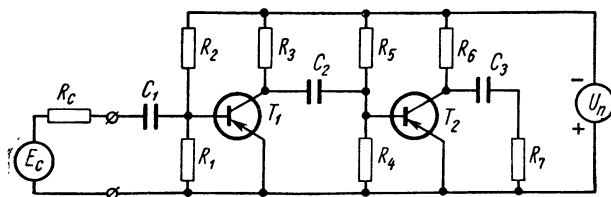


Рис. 5-16. Двухкаскадный транзисторный усилитель с реостатно-емкостными цепями связи

няются для связи источника сигнала с входной цепью усилителя; связи выходной цепи одного каскада с входной цепью следующего и связи выходной цепи каскада с нагрузкой.

При анализе и расчете цепей связи все элементы схемы рассматриваются только по отношению к переменным составляющим напряжения (тока), постоянные составляющие из рассмотрения исключаются, так как предполагается, что их величины выбраны из условий обеспечения работоспособности каждого каскада,

э. д. с. всех источников постоянного напряжения обращаются в нуль, но сохраняются их внутренние сопротивления по переменному току.

При преобразовании схем мы полагаем внутренние сопротивления источников питания для переменного тока равными нулю.

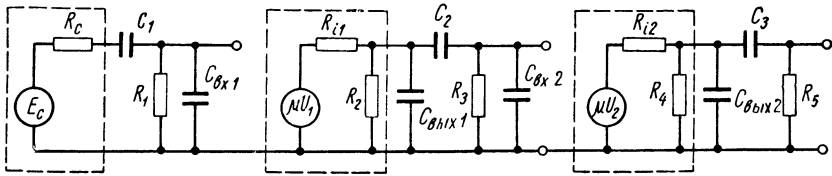


Рис 5-17. Схемы цепей связи лампового усилителя

Следующий этап преобразования схем заключается в замене усилительных приборов их эквивалентными схемами для переменных составляющих токов с учетом наличия реактивных сопротивлений, обусловленных частотными свойствами ламп или транзисторов. Схемы, полученные в результате такого преобразования, изображены на рис. 5-17—5-18.

Сравнивая между собой различные варианты цепей связи, заметим, что все они могут быть приведены к единой эквивалент-

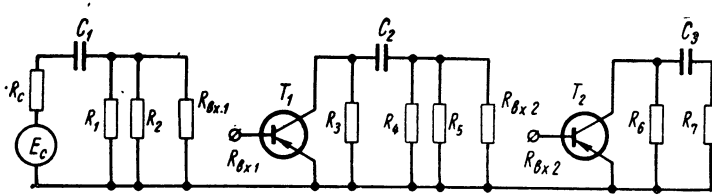


Рис. 5-18. Схемы цепей связи транзисторного усилителя

ной схеме, изображенной на рис. 5-19, а. Данная схема может быть упрощена с учетом того, что практически всегда $C_{вых} \ll C_c$. Тогда получим упрощенную схему, изображенную на рис. 5-19, б.

Комплексный коэффициент передачи для данной цепи определяется следующим выражением:

$$\dot{K} = \frac{U_H}{E_{Экв}} = \frac{-jR_H \frac{1}{\omega C_0}}{\left(R_{Экв} - j \frac{1}{\omega C_c}\right) \left(R_H - j \frac{1}{\omega C_0}\right) - jR_H \frac{1}{\omega C_0}}$$

В результате дальнейших преобразований получим

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{экв}}}{R_H} + \frac{C_0}{C_c} + i \left(\omega C_0 R_{\text{экв}} - \frac{1}{\omega C_c R_H} \right)}.$$

Учитывая, что практически всегда $C_0 \ll C_c$, членом $\frac{C_0}{C_c}$, в знаменателе можно пренебречь.

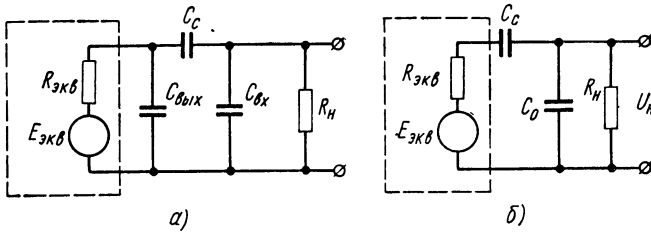


Рис 5-19. Эквивалентные схемы цепей реостатно-емкостной связи

Приведем полученные выражения к виду $\dot{K} = A + jB$, тогда

$$\dot{K} = \frac{\frac{R_H + R_{\text{экв}}}{R_H} - j \left(\omega C_0 R_{\text{экв}} - \frac{1}{\omega C_c R_H} \right)}{\left(\frac{R_H + R_{\text{экв}}}{R_H} \right)^2 + \left(\omega C_0 R_{\text{экв}} - \frac{1}{\omega C_c R_H} \right)^2}.$$

Умножив числитель и знаменатель последнего выражения на $\left(\frac{R_H}{R_H + R_{\text{экв}}} \right)$, получим

$$\dot{K} = \frac{R_H}{R_H + R_{\text{экв}}} \cdot \frac{1 - j \left[\omega C_0 \frac{R_{\text{экв}} R_H}{R_{\text{экв}} + R_H} - \frac{1}{\omega C_c (R_H + R_{\text{экв}})} \right]}{1 + \left[\omega C_0 \frac{R_{\text{экв}} R_H}{R_{\text{экв}} + R_H} - \frac{1}{\omega C_c (R_H + R_{\text{экв}})} \right]^2}. \quad (5.64)$$

Заметим, что член $C_c (R_{\text{экв}} + R_H)$ есть постоянная времени цепи связи при условии $\frac{1}{\omega C_0} = \infty$, т. е. в области достаточно низких частот, когда можно не учитывать емкостную проводимость конденсатора C_0 (рис. 5-20, а). Эту величину обозначим как постоянную времени цепи связи в области низших частот

$$C_c (R_{\text{экв}} + R_H) = \tau_H. \quad (5.65)$$

Аналогично $C_0 \frac{R_{\text{экв}} R_H}{R_{\text{экв}} + R_H}$ есть постоянная времени цепи при условии $\frac{1}{\omega C_c} = 0$, т. е. в области достаточно высоких частот, когда можно не учитывать емкостное сопротивление конден-

сатора C_c (рис. 5-20, б). Эту величину обозначим как постоянную времени цепи связи в области высших частот

$$C_0 \frac{R_{эКВ} R_H}{R_{эКВ} + R_H} = \tau_\theta. \quad (5.66)$$

С учетом принятых обозначений для постоянных времени цепи связи выражение (5.64) принимает вид

$$K = \frac{R_H}{R_H + R_{эКВ}} \cdot \frac{1 - j \left(\omega \tau_\theta - \frac{1}{\omega \tau_H} \right)}{1 + \left(\omega \tau_\theta - \frac{1}{\omega \tau_H} \right)^2}. \quad (5.67)$$

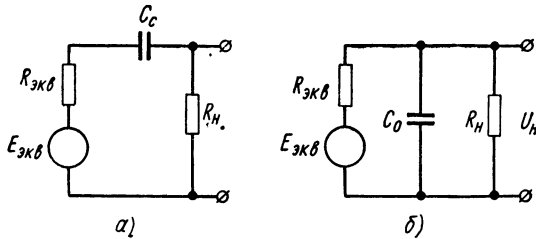


Рис. 5-20. Эквивалентные схемы цепей реостатно-емкостной связи:

а — в области низких частот; б — в области высоких частот

Из выражения (5.67) получим уравнения амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик цепи связи

$$K = \frac{R_H}{R_H + R_{эКВ}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega \tau_\theta - \frac{1}{\omega \tau_H} \right)^2}}; \quad (5.68)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega \tau_H} - \omega \tau_\theta. \quad (5.69)$$

Угол сдвига фаз, вносимый цепью связи, равен нулю при условии

$$\frac{1}{\omega \tau_H} = \omega \tau_\theta. \quad (5.70)$$

Частота, на которой выполняется это условие, называют квазирезонансной, по аналогии с резонансной частотой колебательного контура, на которой фазовый сдвиг равен нулю.

Квазирезонансная частота ω_0 определяется из условия (5.70)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_H \tau_\theta}}. \quad (5.71)$$

Из выражения (5. 68) следует, что на квазирезонансной частоте, т. е. при $\operatorname{tg} \varphi = 0$, коэффициент передачи цепи связи максимален и определяется соотношением

$$K_0 = \frac{R_H}{R_H + R_{\text{экв}}}. \quad (5. 72)$$

Общий вид амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик цепи связи показан на рис. 5-21. В области частот $\omega < \omega_0$

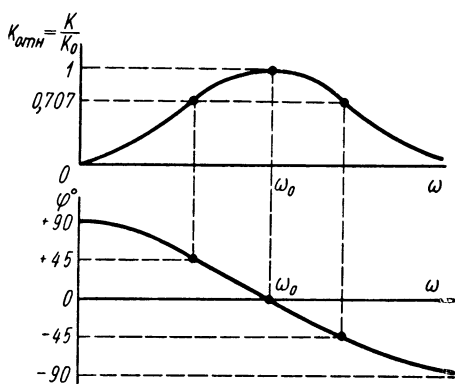


Рис. 5-21. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики цепи связи

напряжение на нагрузке опережает по фазе э. д. с. эквивалентного генератора ($\varphi > 0$). Снижение коэффициента передачи объясняется увеличением емкостного сопротивления конденсатора C_c по мере уменьшения частоты.

В области частот $\omega > \omega_0$ напряжение на нагрузке отстает по фазе от э. д. с. эквивалентного генератора ($\varphi < 0$).

Снижение коэффициента передачи объясняется уменьшением емкостного сопротивления конденсатора C_0 по мере увеличения частоты.

Частотные свойства цепи связи оцениваются углом сдвига фаз φ и относительным коэффициентом передачи

$$K_{\text{отн}} = \frac{K}{K_0}$$

(или коэффициентом частотных искажений $M = \frac{K_0}{K}$):

Согласно выражениям (5. 68) и (5. 69), легко установить связь между $K_{\text{отн}}$ и $\operatorname{tg} \varphi$:

$$K_{\text{отн}} = \frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (-\operatorname{tg} \varphi)^2}} = \cos \varphi. \quad (5. 73)$$

5. 12. Влияние емкости в цепи эмиттера на угол сдвига фаз

В некоторых схемах цепей смещения для стабилизации коллекторного тока используются отрицательная обратная связь по току, создаваемая путем включения сопротивления R_z в цепь эмиттера. При этом уменьшается коэффициент усиления каскада по напряжению и увеличиваются его входное и выходное со-

противления. Сопротивление в цепи эмиттера $R_э$, обычно блокируют конденсатором $C_э$, чтобы уменьшить полное сопротивление в цепи эмиттера для переменной составляющей тока. Согласно формуле (5.55), всякое сопротивление из цепи эмиттера пересчитывается в цепь базы увеличенным в β раз. Тогда вместо реальной схемы каскада (рис. 5-22, а) можно рассматривать эквивалентную схему (рис. 5-22, б) отличающуюся от исходной переносом соответственно пересчитанных сопротивлений из цепи эмиттера в цепь базы. По эквивалентной схеме проще определить влияние сопротивления $R_э$ и емкости $C_э$ на комплексный коэффициент

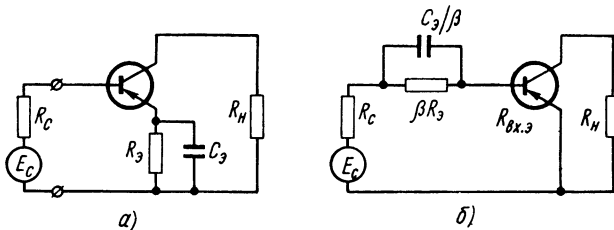


Рис. 5-22. Схемы для определения влияния емкости в цепи эмиттера на частотные свойства каскада

передачи сигнала от источника э. д. с. E_c до входной цепи транзистора, представленной дифференциальным входным сопротивлением $R_{вх.э}$ (рис. 5-22, б):

$$\dot{K} = \frac{U_{ax}}{E_c} = \frac{R_{ax.э}}{R_c + R_{ax.э} + \beta \dot{Z}_э} \quad (5.74)$$

В данной схеме

$$\dot{Z}_э = \frac{R_э}{1 + j\omega C_э R_э} = \frac{R_э}{1 + j\omega \tau_э} \quad (5.75)$$

где

$$\tau_э = C_э R_э.$$

Подставив выражение для $\dot{Z}_э$ в формулу (5.74) после некоторых преобразований, получим

$$\dot{K} = \frac{R_{ax.э} (1 + j\omega \tau_э)}{R_c + R_{ax.э} + \beta R_э + j\omega \tau_э (R_c + R_{ax.э})} \quad (5.76)$$

Из выражения (5.76) определим тангенс угла сдвига фаз, вносимого цепью эмиттера с постоянной времени $\tau_э$,

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\beta \omega \tau_э R_э}{(R_c + R_{ax.э}) (1 + \omega^2 \tau_э^2) + \beta R_э}.$$

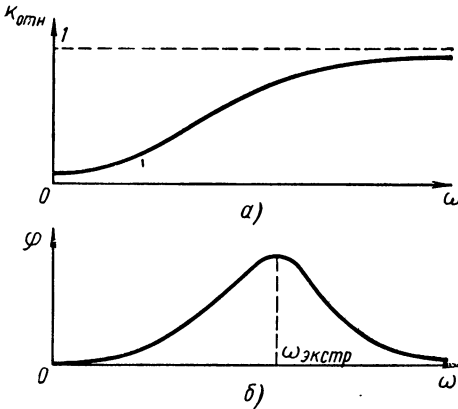
Разделив числитель и знаменатель этого выражения почленно на β , получим

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega \tau_3 R_3}{\left(\frac{R_c}{\beta} + \frac{R_{ex.э}}{\beta}\right) (1 + \omega^2 \tau_3^2) + R_3} \quad (5.77)$$

Заметим, что выражение

$$\frac{R_c}{\beta} + \frac{R_{ex.э}}{\beta}$$

определяет входное сопротивление транзистора при включении его по схеме с общей базой и наличии сопротивления R_c в цепи базы. Тогда (рис. 5-23)



$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega \tau_3 R_3}{R_{ex.б} + R_{ex.б} \omega^2 \tau_3^2 + R_3} \quad (5.78)$$

В результате анализа этого выражения можно определить, что $\operatorname{tg} \varphi$ имеет максимальное значение при определенной величине τ_3 . Экстремальное значение τ_3 определяется выражением

Рис. 5-23. Частотные характеристики каскада с конденсатором в цепи эмиттера:
а — амплитудная; б — фазовая

$$(\tau_3)_{экстр} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{R_{ex.б} + R_3}{R_{ex.б}}} \quad (5.79)$$

Максимальная величина $\operatorname{tg} \varphi$ определяется при подстановке соотношения (5.79) в формулу (5.78)

$$\operatorname{tg} \varphi_{\max} = \frac{R_3}{2 \sqrt{R_{ex.б} (R_{ex.б} + R_3)}} \quad (5.80)$$

Сравнивая весь ход этого вывода и полученные результаты с аналогичным примером для схемы с комплексным сопротивлением в цепи катода электронной лампы [14], заметим полную идентичность как эквивалентных схем, так и всех результатов при замене соответственно $R_{ex.ос}$ на $R_{ex.б}$, τ_k на τ_3 и R_k на R_3 .

Однако при практическом применении транзисторных и ламповых каскадов обнаруживается одно существенное отличие, обусловленное значительной разницей в величинах $R_{ex.б}$ и R_3 . В транзисторных каскадах для лучшей стабилизации режима

сопротивление R_3 , обычно выбирается во много раз большим по сравнению с $R_{ex.б}$. При большой величине R_3 легко выполняется условие

$$\frac{1}{\omega C_3} \ll R_3. \quad (5.81)$$

Тогда из выражения (5.78) получим приближенное значение

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{\omega \tau_3 R_3}{R_{ex.б} (\omega \tau_3)^2 + R_3} = \frac{\omega C_3 R_3}{1 + R_{ex.б} \omega^2 C_3^2 R_3}. \quad (5.82)$$

Разделив числитель и знаменатель этого выражения на $(\omega C_3)^2$, получим

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{R_3 \frac{1}{\omega C_3}}{R_{ex.б} R_3 + \left(\frac{1}{\omega C_3}\right)^2}. \quad (5.83)$$

В практических схемах транзисторных каскадов весьма часто выполняется условие

$$\left(\frac{1}{\omega C_3}\right)^2 \ll R_{ex.б} R_3. \quad (5.84)$$

Тогда

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \frac{1}{\omega R_{ex.б} C_3} = \frac{\beta}{\omega R_{ex.э} C_3}. \quad (5.85)$$

Очевидно, что выражение (5.85) справедливо лишь при выполнении условия (5.84), которое является более строгим по сравнению с (5.81), так как обычно $R_3 \gg R_{ex.б}$.

В качестве примера рассмотрим типовые соотношения в транзисторном каскаде предварительного усиления. Полагаем $\beta = 50$, $R_{ex.э} = 1,5 \text{ ком}$, что соответствует применению транзисторов типа П13-П16 в режиме $I_k = 1 \text{ ма}$. Выходное сопротивление источника сигнала R_c полагаем равным 1 ком . Тогда

$$R_{ex.б} = 50 \text{ ом}.$$

Сопротивление R_3 полагаем равным 4 ком , $f = 400 \text{ гц}$ ($\omega = 2500 \frac{1}{\text{сек}}$), $C_3 = 20 \text{ мкф}$.

Емкостное сопротивление конденсатора C_3 на частоте 400 гц равно 20 ом .

Проверяем выполнение условия (5.84)

$$(20)^2 \ll 50 \cdot 4000.$$

Тогда по приближенному выражению (5. 85) получим

$$\operatorname{tg} \varphi \approx 0,4; \varphi \approx 21^\circ 48'.$$

Заметим, что, согласно формуле (5. 80), максимально возможный тангенс угла сдвига фаз, вносимый цепью эмиттера при данных значениях R_3 и $R_{\text{вх. б}}$, равен

$$(\operatorname{tg} \varphi)_{\text{экстр}} \approx 4,4; (\varphi)_{\text{экстр}} \approx 77^\circ 12'.$$

5. 13. Трансформаторные цепи связи

Наряду с реостатно-емкостной связью в ламповых и транзисторных усилителях часто применяется трансформаторная связь. Трансформатор применяется для изменения соотношения между напряжениями и токами, т. е. для пересчета сопротивлений. При помощи трансформатора достигается гальваническая развязка цепей, т. е. независимость постоянных составляющих напряжений на первичной и вторичной обмотках.

Для идеального трансформатора, у которого отношение числа витков вторичной обмотки ω_2 к числу витков первичной ω_1 (коэффициент трансформации) обозначено как n , справедливы соотношения

$$I_1 U_1 = I_2 U_2;$$

$$I_1 = n I_2;$$

$$U_1 = \frac{U_2}{n}.$$

Сопротивление нагрузки, подключенное к вторичной обмотке, равно

$$R_n = \frac{U_2}{I_2}.$$

Пересчитанное сопротивление между выводами первичной обмотки определяется выражением

$$R_{\text{нп}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{n^2 I_2} = \frac{R_n}{n^2}.$$

Пересчет сопротивления нагрузки позволяет наилучшим образом использовать усилительные свойства ламп или транзисторов, а также получить заданную мощность в нагрузке при таком напряжении на первичной обмотке, которое не превышает заданного напряжения питания каскада.

Особенностью работы трансформатора в электронных усилителях по сравнению с работой силовых трансформаторов является

питание первичной цепи трансформатора от источника ограниченной мощности. Таким источником является либо датчик, либо выходная цепь каскада. Рассматривая различные возможные схемы включения трансформаторов связи (рис. 5-24), заметим, что все они могут быть приведены к единой эквивалентной схеме, состоящей из источника э. д. с. E_c с внутренним сопротивлением R_c , сопротивления первичной обмотки трансформатора r_1 , индуктивности рассеяния первичной обмотки L_{S_1} , индуктивности намагничивающего контура L_1 , пересчитанной индуктивности

рассеяния вторичной обмотки $L_{S_2n} = L_{S_2}/n^2$, пересчитанного сопротивления вторичной обмотки $r_{2n} = r_2/n^2$, пересчитанного сопротивления нагрузки $R_{nn} = R_n/n^2$. В эквивалентной схеме трансформатора не изображено эквивалентное сопротивление потерь в сердечнике и не учтены распределенные емкости обмоток и емкости между обмотками. Данная эквивалентная схема применима при расчете цепей связи, работающих при частотах не более нескольких кГц.

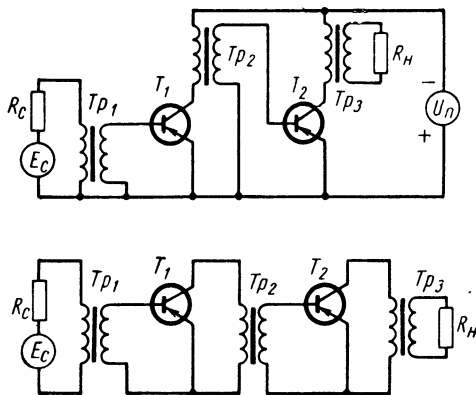


Рис. 5-24. Преобразования схемы двухкаскадного транзисторного усилителя с трансформаторными цепями связи

Полный анализ этой схемы (рис. 5-25, а) приводит к весьма громоздким результатам, неудобным для практического использования. Поэтому принято цепь трансформаторной связи анализировать отдельно в трех частотных диапазонах.

Для области низких частот полагают, что индуктивные сопротивления рассеяния весьма малы по сравнению с R_{nn} , что позволяет исключить их из схемы. Одновременно r_1 и r_{2n} объединяют соответственно с R_c и R_{nn} или полагают пренебрежимо малыми. Полученная упрощенная эквивалентная схема изображена на рис. 5-25, б.

Применив теорему об эквивалентном генераторе, полученную схему можно привести к виду, изображенному на рис. 5-25, в.

Для области высоких частот полагают, что индуктивное сопротивление намагничивающего контура ωL_1 весьма велико по сравнению с R_{nn} , что позволяет это сопротивление исключить из схемы. Полученная упрощенная эквивалентная схема изображена на рис. 5-25, г.

Для средних частот оказываются справедливыми одновременно оба предыдущих положения. Тогда из схемы исключаются все индуктивности, и она принимает вид, изображенный на рис. 5-25, *d*.

Анализ цепи связи сводится к определению влияния элементов эквивалентной схемы трансформатора на комплексный коэффициент передачи. При анализе коэффициент передачи цепи связи в области средних частот (или при использовании идеального

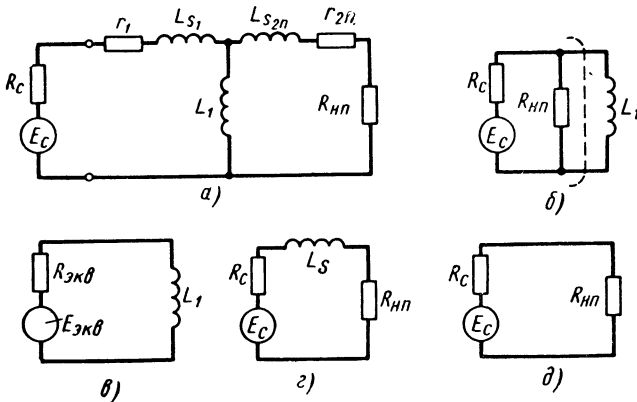


Рис. 5-25. Эквивалентные схемы цепи трансформаторной связи:

a — полная схема; *b* — схема для области низких частот; *в* — схема для области низких частот в простейшем виде; *г* — схема для области высоких частот; *д* — схема для области средних частот

трансформатора) принимается за единицу, и с ним сравниваются модули и фазы коэффициентов передачи в области низких и высоких частот.

1. В области средних частот

$$K_0 = \frac{U_{нп}}{E_c} = \frac{R_{нп}}{R_{нп} + R_c}; \quad \text{tg } \varphi = 0. \quad (5.86)$$

2. В области низких частот

$$\dot{K}_н = \frac{U_{нп}}{E_c} = \frac{j\omega L_1}{R_{эkv} + j\omega L_1} \cdot \frac{R_{нп}}{R_c + R_{нп}}, \quad (5.87)$$

где

$$R_{эkv} = \frac{R_c R_{нп}}{R_c + R_{нп}};$$

Преобразуя формулу (5. 87), получим

$$\dot{K}_H = \frac{\omega L_1 + jR_{экв}}{R_{экв}^2 + (\omega L_1)^2} \cdot \frac{\omega L_1 R_{нн}}{R_c + R_{нн}}; \quad (5. 88)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_{экв}}{\omega L_1} = \frac{1}{\omega \tau_H}, \quad (5. 89)$$

где $\tau_H = L_1/R_{экв}$ — постоянная времени цепи связи в области низких частот.

Относительный коэффициент передачи определим как отношение \dot{K}_H/K_0 , тогда

$$\dot{K}_{отн. н} = \frac{j\omega L_1}{R_{экв} + j\omega L_1} = \frac{1 + j \frac{1}{\omega \tau_H}}{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_H}\right)^2};$$

$$|K_{отн. н}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_H}\right)^2}} = \cos \varphi. \quad (5. 90)$$

3. В области высоких частот

$$\dot{K}_\theta = \frac{R_{нн}}{(R_{нн} + R_c) + j\omega L_S}; \quad (5. 91)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{\omega L_S}{R_{нн} + R_c} = -\omega \tau_\theta, \quad (5. 92)$$

где $\tau_\theta = \frac{L_S}{R_{нн} + R_c}$ — постоянная времени цепи связи для высоких частот.

Относительный коэффициент передачи в области высоких частот определим как отношение \dot{K}_θ/K_0 :

$$\dot{K}_{отн. \theta} = \frac{R_{нн} + R_c}{(R_{нн} + R_c) + j\omega L_S} = \frac{1 - j\omega \tau_B}{1 + (\omega \tau_B)^2};$$

$$|K_{отн. \theta}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}} = \cos \varphi. \quad (5. 93)$$

Сравнивая полученные выражения для модуля и фазы коэффициентов передачи цепи трансформаторной связи с аналогичными выражениями для цепей реостатно-емкостной связи, заметим их полную идентичность при использовании понятий о постоянных времени для областей низких и высоких частот.

Как реостатно-емкостные, так и трансформаторные цепи связи в области низких частот вносят опережение по фазе и соответствующее ослабление. Эти цепи связи в области средних частот

не создают фазового сдвига и имеют максимальный коэффициент передачи. В области высоких частот цепи связи вносят запаздывание по фазе и также определенные ослабления.

Более детальный анализ цепей трансформаторной связи показывает, что собственные емкости обмоток трансформатора, междуэлектродные емкости усилительных приборов, емкости монтажа совместно с индуктивностями трансформатора создают резонансные контуры и поэтому на некоторой частоте обычно наблюдается увеличение коэффициента усиления, не отраженное полученными в данном разделе выражениями. Трансформаторные цепи связи подробно рассматриваются в работах [14] и [68].

При практическом выполнении усилителей переменного тока для следящих систем наиболее важен анализ и расчет цепей трансформаторной связи в области низких частот, так как эти усилители предназначены для работы на несущей частоте от 50 гц до нескольких сотен герц, при отклонениях от несущей не более чем на десятки герц.

5. 14. Энергетические соотношения в усилителях

Любой усилитель является регулятором мощности, поступающей от источника питания в нагрузку. Часть мощности, потребляемой от источника питания, выделяется в нагрузку, остальная часть выделяется в выходной цепи усилительного прибора, бесполезно нагревая его. Температура электродов ламп и особенно транзисторов не должна превышать вполне определенной величины. Поэтому для выбора типа усилительного прибора и определения условий его охлаждения необходимо знать максимальную мощность, которая рассеивается в выходной цепи лампы или транзистора.

Цель энергетического анализа состоит в определении соотношений между мощностью, развиваемой в нагрузке, и мощностью, рассеиваемой в выходной цепи усилительного прибора. Эти соотношения существенно зависят от режима работы усилительного прибора (класса усиления) и свойств нагрузки. Физические процессы в усилительных приборах непосредственно не влияют на энергетические соотношения, но оказывают на них косвенное влияние, так как определяют предельное положение вольт-амперных характеристик выходных цепей усилительных приборов, т. е. их минимальное и максимальное статическое выходное сопротивление. Дифференциальные параметры усилительных приборов также не влияют на энергетические соотношения, существенно лишь предельное положение выходных характеристик по отношению к осям напряжения и тока.

Не рассматривая в данном разделе энергетические соотношения в режиме переключения, отметим, что во всех остальных (линейных) режимах энергетические соотношения можно охарактеризовать вполне определенными теоретически предельными численными значениями [33], получаемыми при идеализации выходных характеристик усилительных приборов. Идеализация выходных характеристик означает, что их положение может изменяться от положения, совпадающего с осью напряжения, до положения, совпадающего с осью тока. После определения теоретически предельных энергетических соотношений не представляет трудностей внесение необходимых поправок и ограничений, учитывающих реальный вид вольт-амперных характеристик выходной цепи лампы или транзистора [14].

5. 15. Основы теплового расчета электронных каскадов

Мощность, выделяемая в выходной цепи лампы или транзистора, определяется как интеграл за период управляющего напряжения от произведения мгновенных значений напряжения и тока в этой цепи. Вся эта мощность превращается в тепло и вызывает нагрев электродов. Предельная температура электродов ламп и особенно транзисторов строго ограничена.

Тепловой расчет каскада заключается в определении типа усилительного прибора и условий его охлаждения, обеспечивающих при заданной рассеиваемой мощности температуру электродов не более допустимой.

Для электронных ламп допустимая мощность рассеяния на аноде обычно задается техническими условиями без учета температуры окружающей среды, так как допустимая температура анода составляет сотни градусов. Поэтому тепловой расчет каскада с электронной лампой практически сводится к выбору типа лампы по допустимой мощности рассеяния на аноде $P_{a \max}$, которая в основном определяется его поверхностью. Ниже приводятся значения $P_{a \max}$ некоторых типов ламп:

Типы ламп	6С6Б	6С2П	6С15П	6С4С	6С18С
$P_{a \max}$, <i>вт</i>	1,4	2,5	6,5	15	60

Максимальная мощность, рассеиваемая на аноде, определяется мощностью в нагрузке и величиной коэффициента использования K_u в данном классе усиления

$$P_{p \max} = \frac{P_n \max}{K_u}.$$

Необходимым условием работоспособности лампы является выполнение неравенства

$$P_{p \max} < P_{a \max}. \tag{5. 94}$$

Тепловой расчет транзисторных каскадов усложняется тем, что допустимая температура переходов составляет 85—100°С для германиевых транзисторов и 150°С для кремниевых. Эти максимально допустимые температуры соизмеримы с реально возможными температурами окружающей среды. Поэтому при тепловом расчете транзисторных каскадов должна обязательно учитываться температура среды.

Тепловой расчет транзисторных каскадов может быть выполнен полностью аналитическим методом. Тепловые свойства транзисторов характеризуются тепловыми сопротивлениями R_T . Тепловое сопротивление определяется как разность температур, необходимая для рассеяния единичной мощности при определенной поверхности тела и заданном коэффициенте теплоотдачи:

$$R_T = \frac{\Delta t}{P_p} = \frac{1}{K_T s} \text{ град/вт},$$

где K_T — коэффициент теплоотдачи в $\text{вт/см}^2 \cdot \text{град}$;
 s — теплоотводящая поверхность в см^2 .

В транзисторах различают тепловые сопротивления переход-корпус $R_{нк}$, корпус-среда $R_{кс}$ и тепловое сопротивление переход-среда

$$R_{нс} = R_{нк} + R_{кс}.$$

Соответственно получают три уравнения, характеризующие теплопередачу в установившемся тепловом режиме,

$$t_n - t_k = P_p R_{нк}; \quad (5.95)$$

$$t_k - t_c = P_p R_{кс}; \quad (5.96)$$

$$t_n - t_c = P_p (R_{нк} + R_{кс}) = P_p R_{нс}. \quad (5.97)$$

Величины тепловых сопротивлений указываются в технических условиях на транзисторы. При использовании транзистора без радиатора необходимо знать величину $R_{нс}$, предельно допустимую температуру перехода $t_{n \max}$ и максимальную рассеиваемую мощность P_p .

Ниже приводятся приближенные значения тепловых сопротивлений и предельно допустимой температуры переходов некоторых типов транзисторов

Тип	$t_{n \max}$, град	$R_{нк}$, град/вт	$R_{нс}$, град/вт
П13—П16	100	300	500
П201—П203	100	3,5	80
П4	90	2	36
П209—П210	90	1	30

Возможность применения транзисторов выбранного типа без радиатора определяется выражением

$$t_n = t_c + P_p R_{nc}. \quad (5. 98)$$

Если полученная температура переходов t_n не превышает $t_{n \max}$, транзистор можно использовать без радиатора. В противном случае необходимо применить параллельное включение нескольких транзисторов, что пропорционально уменьшит R_{nc} , или применить транзистор с меньшей величиной R_{nc} , или применить радиатор, что равносильно уменьшению теплового сопротивления корпус-среда R_{kc} за счет увеличения поверхности охлаждения.

При наличии радиаторов уравнение теплового равновесия транзистора имеет вид

$$t_n = t_c + P_p (R_{нк} + R_{кp} + R_{pc}),$$

где $R_{кp}$ — тепловое сопротивление от места контакта корпуса транзистора с радиатором до поверхности радиатора;

R_{pc} — тепловое сопротивление радиатор-среда.

Точное определение величины $R_{кp}$ достаточно сложно, если учесть все многообразие возможных размеров, форм и положений радиатора. В первом приближении, полагая геометрические размеры радиатора соизмеримыми с размерами корпуса транзистора, можно считать $R_{кp}$ равным нулю. Тогда

$$t_n \approx t_c + P_p (R_{нк} + R_{pc}). \quad (5. 99)$$

Тепловое сопротивление радиатор-среда определяется выражением

$$R_{pc} = \frac{1}{K_T s_{рад}}. \quad (5. 100)$$

Для матовой черной поверхности в спокойном воздухе при нормальном давлении величину K_T можно принять равной $0,001 \text{ вт/см}^2 \cdot \text{град}$.

Из выражений (5. 99) и (5. 100) получим

$$t_n \approx t_c + P_p \left(R_{нк} + \frac{1000}{s_{рад}} \right). \quad (5. 101)$$

Из формулы (5. 101) определим минимально необходимую поверхность радиатора

$$s_{рад} \approx \frac{1000 P_p}{t_n - t_c - P_p R_{нк}}. \quad (5. 102)$$

В качестве примера определим необходимую поверхность радиатора для транзистора П203 при мощности рассеяния 2 вт ,

окружающей температуре $t_c = +50^\circ \text{C}$, допуская максимальную температуру переходов $t_n = +80^\circ \text{C}$.

Из выражения (5.102) получим $s_{\text{рад}} \approx 87 \text{ см}^2$. Практически радиатор может быть выполнен в виде квадратной пластины с размерами $65 \times 65 \text{ мм}$, толщиной в несколько миллиметров.

5.16. Каскады предварительного усиления на электронных лампах

Каскады предварительного усиления электронных усилителей устройств автоматического управления по схемам и общим методам расчета не отличаются от аналогичных каскадов усилителей звуковых частот. К ним предъявляются некоторые специальные требования, которые заключаются в первую очередь в обеспечении стабильности угла сдвига фаз, вносимого цепями связи. Весьма важным требованием является возможно более быстрое восстановление коэффициента усиления после снятия перегрузки.

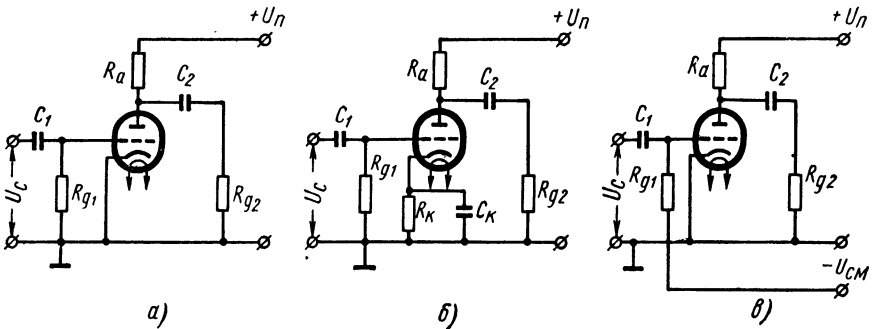


Рис. 5-26. Схемы каскадов предварительного усиления на электронных лампах: а — со смещением за счет сеточных токов; б — с автоматическим (катодным) смещением; в — с фиксированным смещением

Менее жесткие требования предъявляются к нелинейным искажениям. Эти усилители работают практически на фиксированной несущей частоте порядка десятков-сотен герц.

Поэтому расчет каскадов предварительного усиления выполняется в большинстве случаев на фиксированной низкой частоте. При расчете цепей связи за исходный параметр следует принимать не коэффициент частотных искажений, а угол сдвига фаз.

Каскады предварительного усиления могут быть выполнены как на триодах, так и на пентодах. Однако в большинстве случаев рациональнее применять триоды, так как современные триоды, обладающие высокими значениями μ , обеспечивают значительный коэффициент усиления каскада при более простой схеме и конструкции (за счет исключения деталей цепи питания экранирующей сетки).

Отрицательное смещение на управляющей сетке может быть фиксированным, автоматическим (катодным) или получено за счет сеточных токов.

Смещение за счет сеточных токов (рис. 5-26, а) применяется сравнительно редко, так как при этом методе можно обеспечить отрицательное смещение на сетке не более десятых долей вольта, что обуславливает значительную величину анодного тока. Кроме того, при наличии сеточного тока уменьшается входное сопротивление лампы.

Более универсальным является автоматическое смещение (рис. 5-26, б). Сопротивление в цепи катода R_k определяется выражением

$$R_k = U_{см}/I_a.$$

где $U_{см}$ — смещение на управляющей сетке, необходимое для получения анодного тока I_a .

Существенным недостатком данного метода является необходимость включения конденсатора C_k , для уменьшения глубины отрицательной обратной связи. Наличие конденсатора C_k приводит к появлению дополнительного угла сдвига фаз, что особенно ощутимо на низких частотах.

Наиболее универсальным является метод фиксированного смещения (рис. 5-26, в).

При этом сопротивление и конденсатор в цепи катода не требуется. Отдельный выпрямитель напряжения смещения весьма просто выполняется на полупроводниковых диодах. Ничтожная мощность этого выпрямителя дает возможность существенно уменьшить суммарную емкость его конденсаторов по сравнению с емкостью конденсаторов в цепи катода.

В большинстве случаев связь между каскадами следует выполнять реактивно-емкостной. Необходимость в трансформаторной связи возникает редко. Этот вид связи может быть полезен для гальванической развязки цепей и при переходе к мощному оконечному двухтактному каскаду.

5. 17. Оконечные каскады на электронных лампах для управления двухфазными асинхронными двигателями

Для управления двухфазными асинхронными двигателями можно применять обычные однотактные или двухтактные каскады в режимах класса А или В при питании постоянным напряжением.

Однако в некоторых случаях это не является наилучшим вариантом, так как при этом требуется фильтр для сглаживания пульсаций анодного напряжения

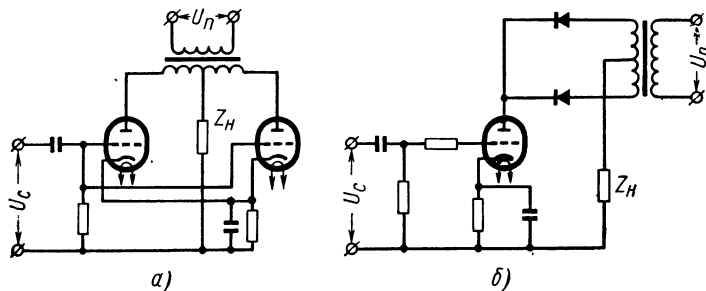


Рис. 5-27. Однотактные оконечные каскады с питанием переменным напряжением

при большом значении анодного тока. Неизменность несущей частоты допускает питание анодных цепей оконечных каскадов переменным напряжением этой частоты, сфазированным с напряжением сигнала.

Наряду с исключением сглаживающего фильтра при этом достигается существенное (в 1,5 раза) уменьшение мощности, рассеиваемой на анодах ламп оконечного каскада. Рассмотрим некоторые схемы оконечных каскадов с питанием переменным напряжением.

На рис. 5-27 изображены схемы оконечных каскадов, обладающие многими одинаковыми свойствами при различном числе основных элементов. Обе схемы

по существу являются двухполупериодными регулируемыми выпрямителями. При отсутствии напряжения сигнала к обмотке управления двигателя подводится двухполупериодное пульсирующее напряжение, содержащее постоянную составляющую и только четные гармоники, что способствует торможению ротора двигателя. Напряжения всех гармоник определяются начальным смещением на сетках ламп.

При наличии напряжения сигнала U_c в определенной фазе по отношению к напряжению питания U_n увеличиваются амплитуды полуволи напряжения

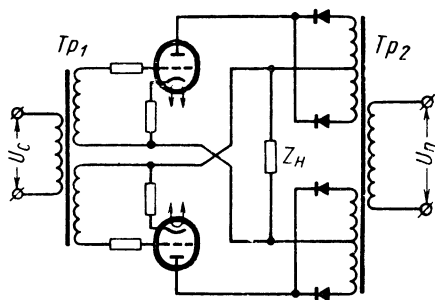


Рис. 5-28. Двухтактный оконечный каскад с питанием переменным напряжением

на обмотке в один полупериод и уменьшаются — в другой. Постепенно с увеличением U_c напряжение на обмотке управления становится однополупериодным пульсирующим. По мере увеличения U_c появляются и увеличиваются первая и высшие нечетные гармоники и уменьшаются вторая и высшие четные. Поэтому уменьшается тормозной момент и увеличивается вращающий. При изменении фазы U_c на 180° соответственно изменяется на 180° фаза первой гармоники напряжения на обмотке управления, и двигатель реверсируется.

Сравнение схем рис. 5-27, а и рис. 5-27, б свидетельствует о рациональности питания электронных ламп оконечных каскадов от двухполупериодного выпрямителя без фильтра. При этом число ламп может быть уменьшено в 2 раза при неизменных параметрах каскада. В двух рассмотренных схемах в обмотке управления двигателя протекает постоянная составляющая тока. Для исключения постоянной составляющей при бестрансформаторной связи с нагрузкой можно применить двухтактный каскад с питанием пульсирующим напряжением (рис. 5-28). Во всех подобных схемах в качестве вентилей следует применять германиевые или кремниевые диоды

5. 18. Каскады предварительного усиления на транзисторах

Расчет каскадов предварительного усиления на транзисторах сложнее расчета аналогичных ламповых каскадов, так как каждый транзисторный каскад может быть рассчитан только при заданных мощности в нагрузке и диапазоне изменения окружающей температуры.

Наиболее важными этапами расчета транзисторных каскадов предварительного усиления являются:

1. Выбор режима транзистора в соответствии с заданной мощностью в нагрузке каскада. Этот режим, характеризуемый коллекторным током I_k и напряжением коллектор-эмиттер $U_{кэ}$, должен обеспечивать получение заданных амплитуд переменного тока и напряжения на достаточно линейных участках характеристик транзисторов, без ограничения вершин синусоид.

2. Определение максимальной температуры переходов транзистора по мощности рассеяния и тепловому сопротивлению.

3. Определение необходимой величины коэффициента неустойчивости коллекторного тока S_i .

4. Расчет сопротивлений цепи смещения, обеспечивающих номинальные значения I_k и $U_{кэ}$ и заданную стабильность этих величин при предусмотренных изменениях $I_{к0}$ и β .

5. Определение коэффициента усиления по напряжению и входного сопротивления каскада.

6. Расчет цепей связи, т. е. определение необходимых величин реактивных сопротивлений в этих цепях, при которых в заданном диапазоне частот или на заданной несущей частоте угол сдвига фаз или коэффициент частотных искажений не превышают допустимых значений.

Следует подчеркнуть, что аналитический метод расчета каскадов полностью обеспечивает заданную стабильность режима транзисторов в диапазоне изменения окружающей температуры при предусмотренном технологическом разбросе параметров $I_{к0}$ и β без использования статических характеристик транзисторов. Поэтому отпадает необходимость в графическом расчете. При выполнении каскадов предварительного усиления нет никакой необходимости в применении нелинейных температурозависимых сопротивлений в цепях смещения.

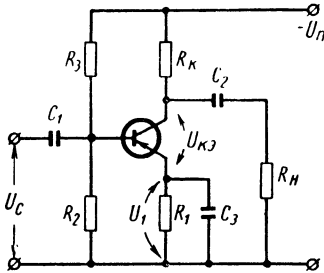


Рис. 5-29. Схема транзисторного каскада с делителем напряжения в цепи базы

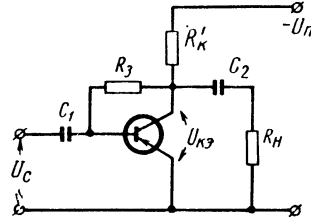


Рис. 5-30. Схема транзисторного каскада с параллельной отрицательной обратной связью

Правильный расчет режима транзистора и цепей связи гарантирует сохранение работоспособности каскада при всех предусмотренных изменениях температуры и технологическом разбросе параметров транзисторов. Однако при этом не гарантирована стабильность коэффициентов усиления отдельных каскадов и усилителя в целом. Для стабилизации усилительных свойств необходимо применить отрицательную обратную связь в отдельных каскадах или, что эффективнее, во всем усилителе или нескольких каскадах.

Из многих известных схем каскадов предварительного усиления наибольшего внимания заслуживают схемы, изображенные на рис. 5-29, 5-30, 5-31. Все эти схемы применимы при реостатно-емкостной связи и при трансформаторной связи с параллельным питанием.

Каскады по схеме рис. 5-29 рационально применять при наличии одного источника питания, высоких требованиях к стабильности режима транзистора, значительном изменении его параметров $I_{к0}$ и β и возможности применения конденсаторов большой емкости в цепях эмиттеров.

Каскады по схеме рис. 5-30 могут быть применены при наличии одного источника питания, допустимости значительного изменения напряжения коллектор-эмиттер, малом изменении параметров $I_{к0}$ и β и нежелательности применения конденсаторов в цепях эмиттеров.

Каскады по схеме рис. 5-31 обычно применяются при наличии двух источников питания, высоких требованиях к стабильности режима транзистора, значительном изменении его параметров $I_{к0}$ и β и нежелательности применения конденсаторов в цепях эмиттеров.

Одноактные каскады в режиме класса А при реостатно-емкостной связи с нагрузкой следует применять при максимальной мощности в нагрузке до 10—15 *вт*. При большей мощности становится более рациональным применение

трансформаторной связи. В однотактном каскаде при непосредственном включении первичной обмотки трансформатора в выходную цепь транзистора необходимо считаться с подмагничиванием сердечника трансформатора, которое при-

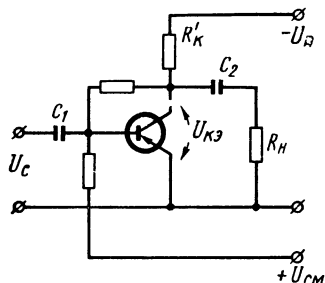


Рис. 5-31. Схема транзисторного каскада с двумя источниками питания

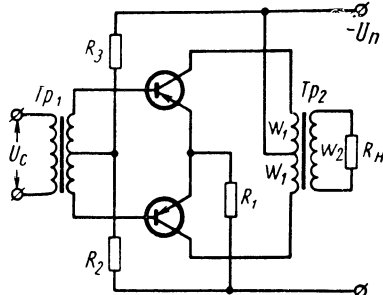


Рис. 5-32. Двухтактный транзисторный каскад в режиме класса А

водит к увеличению габаритных размеров и непостоянству угла сдвига фаз. Поэтому целесообразным является применение двухтактных каскадов, работающих в режиме класса А (рис. 5-32). При этом отпадает необходимость в конденсаторах, блокирующих сопротивление в цепи эмиттеров R_1 и в цепи баз R_2 .

5. 19. Оконечные каскады на транзисторах для управления двухфазными индукционными двигателями

Транзисторные оконечные каскады для управления двухфазными индукционными двигателями могут быть выполнены по разнообразным схемам с питанием как постоянным, так и пульсирующим напряжением. Для повышения коэф-

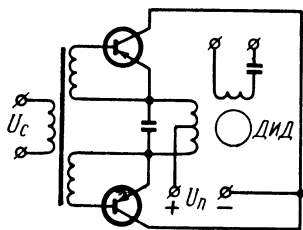


Рис. 5-33. Оконечный транзисторный каскад в режиме класса В

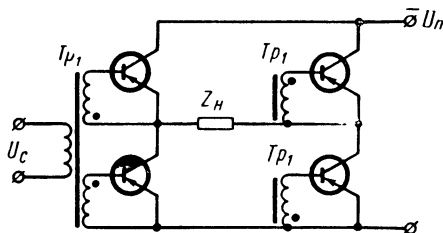


Рис. 5-34. Мостовая схема оконечного транзисторного каскада в режиме класса В

фициента использования транзисторов по мощности необходимо осуществлять питание оконечного каскада пульсирующим напряжением, полученным от двухполупериодного выпрямителя без фильтра, независимо от схемы каскада.

Для улучшения условий охлаждения транзисторов и упрощения конструкции радиаторов следует применять схему (рис. 5-33), позволяющую монтировать силовые триоды на общий радиатор без изоляционных прокладок. В данном

каскаде транзисторы работают по схеме с общим эмиттером, обеспечивая максимальное усиление по мощности.

При управлении двухфазными двигателями с низковольтными обмотками управления (серии ДИД и ДГ) следует применять бестрансформаторную связь каскада с нагрузкой (рис. 5-33)

Общим недостатком всех схем двухтактных каскадов с выводом средней точки нагрузки является высокое обратное напряжение на коллекторных переходах транзисторов, равное $2U_n$, что снижает надежность усилителя. Существенное повышение надежности достигается при применении мостовой схемы каскада (рис. 5-34). Энергетические соотношения в данном каскаде обычные для режима класса В. Обратное напряжение на коллекторных переходах транзисторов во всех возможных режимах не превышает U_n .

Характеристики вход-выход транзисторных каскадов в режиме класса В являются существенно нелинейными

Не следует без крайней необходимости добиваться улучшения линейности характеристик за счет создания смещения в оконечном каскаде, т. е. путем перехода в режим АВ. При этом трудно без термочувствительных сопротивлений обеспечить удовлетворительную стабильность коллекторных токов в диапазоне изменения температуры. Рациональнее улучшить линейность и термостабильность характеристик путем применения отрицательной обратной связи в одном или нескольких каскадах.

Применение отрицательной обратной связи в одном оконечном каскаде не является эффективным из-за малого усиления по мощности одного каскада. Применение отрицательной обратной связи, охватывающей три каскада, связано с необходимостью специального расчета корректирующих контуров для обеспечения устойчивости усилителя. Достаточно простым и эффективным является применение отрицательной обратной связи, охватывающей оконечный и предоконечный каскады

6 УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

6.1. Назначение и особенности усилителей постоянного тока

Усилители постоянного тока (УПТ) служат для усиления по напряжению и по мощности сигналов постоянного или медленно меняющегося по величине тока.

Задачи УПТ, применяемые в электронных устройствах (ЭУ) систем автоматического управления, сводятся к следующим:

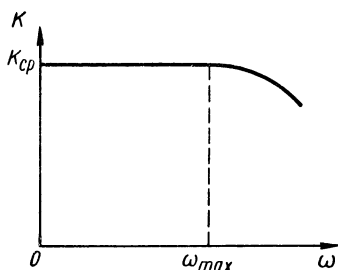


Рис. 6-1. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока

1. Усиление слабых сигналов, получаемых от датчиков (фотоэлектрических, термопар, тензодатчиков и др.), усиление напряжения в ламповых и полупроводниковых стабилизаторах и т. п.

2. Усиление сигналов по мощности в оконечных каскадах ЭУ, нагрузкой которых являются исполнительные элементы (обмотки электродвигателей и генераторов постоянного тока, электромашинных усилителей, поляризованных и нейтральных электромагнитных реле и механизмов и др.).

3. Формирование и усиление сигналов в корректирующих (дифференцирующих и интегрирующих) устройствах.

В отличие от усилителей переменного тока амплитудно-частотная характеристика УПТ (рис. 6-1) неизменна в полосе частот от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{\max}$, определяемой назначением усилителя.

Такая форма амплитудно-частотной характеристики объясняется отсутствием в схеме УПТ реактивных элементов цепей связи. Между каскадами УПТ существует непосредственная (гальваническая) связь, обеспечивающая передачу постоянной составляющей усиливаемого сигнала.

Фазочастотная характеристика УПТ мало искажена, что особенно важно в следящих системах, так как при этом снижаются динамические ошибки системы.

6. 2. Однокаскадные УПТ

Схема простейшего однокаскадного лампового УПТ показана на рис. 6-2, а. Выходное напряжение каскада снимается непосредственно с анода лампы. При $R_n \gg R_a$ переменная составляющая анодного напряжения

$$u_{вых} = i_a R_a = -\mu \frac{R_a}{R_i + R_a} u_{вх},$$

отсюда коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = -\mu \frac{R_a}{R_i + R_a}. \tag{6. 1}$$

Минус в выражении (6. 1) показывает, что напряжение на выходе каскада изменяется в противофазе с напряжением $u_{вх}$.

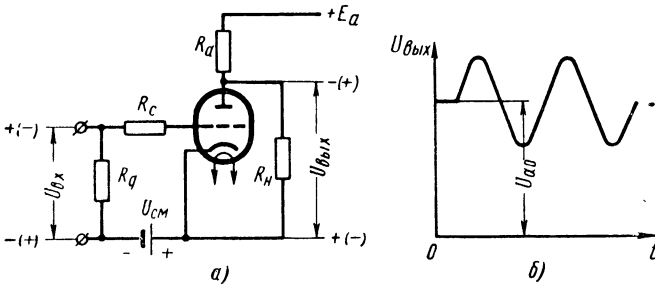


Рис. 6-2. Простейший однокаскадный УПТ:

а — принципиальная схема; б — форма напряжения на выходе УПТ

Знаки мгновенных значений напряжений отмечены на рис. 6-2, а соответственно.

Из выражения (6. 1) следует, что коэффициент усиления каскада УПТ определяется так же, как и для соответствующего каскада усилителя переменного тока. Очевидно, что все соображения по выбору сопротивления анодной нагрузки R_a и режима работы лампы для усилителя переменного тока полностью применимы и к каскаду УПТ. Однако на нагрузке УПТ в любой момент времени имеется постоянная составляющая — напряжение покоя (рис. 6-2, б)

$$U_{a0} = E_a - I_{a0} R_a.$$

Полное напряжение на нагрузке

$$U_{вых} = U_{a0} - \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} u_{вх}.$$

При изменении знака входного напряжения знак $U_{вых}$ не меняется — схема неинверсивна.

Реверсивность каскада может быть достигнута применением делителя, шунтирующего источник E_a (рис. 6-3). Плечи делителя R_1 и R_2 подбираются так, чтобы при отсутствии входного сигнала ($U_{вх} = 0$) обеспечить отсутствие напряжения на нагрузке (компенсировать постоянную составляющую U_{a0}).

Условие равновесия электрического моста, составленного из плеч R_1 и R_2 делителя, анодного сопротивления R_a и лампы, выразится

$$R_1 R_p = R_2 R_a, \quad (6.2)$$

где $R_p = \frac{U_{a0}}{I_{a0}}$ — сопротивление лампы постоянному току.

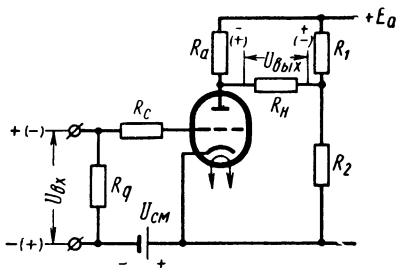


Рис. 6-3. Однокаскадная мостовая схема УПТ

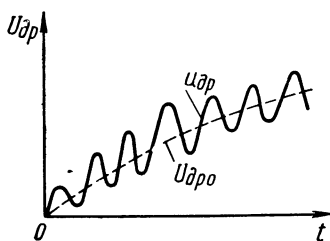


Рис. 6-4. График напряжения дрейфа усилителя постоянного тока

Сопротивление R_c , включенное в цепь сетки лампы, служит для ограничения сеточного тока при положительных бросках напряжения $U_{вх}$.

Основным недостатком УПТ является дрейф (уход) нуля — самопроизвольное изменение постоянной составляющей анодного тока при неизменном (или нулевом) напряжении на входе усилителя. Причины дрейфа нуля следующие: колебания напряжений источников питания анода и накала; изменение эмиссионной способности электродов усилительных элементов в процессе работы УПТ; колебания температуры деталей схемы; смещение электродов ламп из-за вибраций и перегрузок (в ЭУ подвижных объектов).

Дрейф нуля проявляется в резких беспорядочных скачках выходного напряжения $u_{др}$ относительно медленно изменяющегося среднего значения $U_{др0}$ (рис. 6-4) при неизменном напряжении на сетке лампы.

Особенно опасен дрейф в первых каскадах УПТ, так как при малых $U_{вх}$ напряжение дрейфа становится сравнимым с усиливаемым сигналом или превышает его. Если не приняты меры к ослаблению дрейфа, напряжение $U_{вых}$ будет недопустимо искажено.

Величину дрейфа обычно оценивают изменением за единицу времени входного напряжения, вызывающим эквивалентное влиянию дрейфа изменение выходного напряжения, т. е. дрейфом нуля, приведенным ко входу усилителя. Для нормальной работы усилителя необходимо, чтобы величина дрейфа, приведенного ко входу УПТ, не превышала 1—5 мв/ч.

Величина дрейфа может быть уменьшена при работе входных каскадов УПТ в режиме малых анодных токов и напряжений

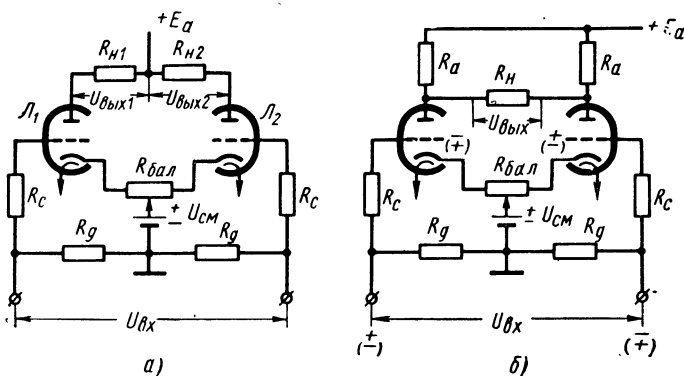


Рис. 6-5. Симметричные балансные каскады УПТ:

а — дифференциальная схема; б — мостовая схема

($U_a = 10 \div 50$ в). В значительной степени дрейф нуля может быть скомпенсирован применением балансных (дифференциальных и мостовых) каскадов УПТ.

Дифференциальная схема (рис. 6-5, а) применяется при разветвленной нагрузке (обмотки возбуждения реверсивных электродвигателей постоянного тока, обмотки дифференциальных нейтральных или поляризованных электромагнитных реле и т. д.) оконечных каскадов УПТ (усилителей мощности).

Дифференциальный каскад состоит из двух однотипных, с одинаковыми параметрами, электронных ламп. При условии симметрии схемы (равенства всех сопротивлений схемы и параметров ламп) и отсутствии входного сигнала ($U_{вх} = 0$) в сопротивлениях нагрузки $R_{Н1}$ и $R_{Н2}$ текут равные и противоположно направленные токи $i_{a1} = i_{a2}$ и $U_{вых1} = U_{вых2}$. Появление на входе схемы сигнала той или иной полярности вызывает увеличение тока в одной из нагрузок и уменьшение в другой. Если в качестве нагрузок служат обмотки дифференциального реле, изменение величины и полярности входного сигнала будет определять величину и направление результирующего магнитного потока обмоток.

Коэффициент усиления для каждой половины дифференциального каскада определяется выражением (6. 1).

Мостовая схема (схема параллельного баланса), показанная на рис. 6-5, б, часто применяется для предварительных каскадов УПТ — усилителей напряжения. Плечи моста образованы лампами вместе с анодными сопротивлениями R_a . В питающую диагональ моста включен источник анодного напряжения E_a , в измерительную — сопротивление нагрузки R_n . При условии симметрии схемы и отсутствии $U_{вх}$ мост сбалансирован и напряжение на нагрузке $U_{вых} = 0$. Подача входного сигнала вызывает появление на выходе каскада напряжения, знак которого соответствует полярности $U_{вх}$. При $R_n \gg R_a$ (усилитель напряжения) коэффициент усиления мостовой схемы определяется известным выражением (6. 1).

При $R_n \approx R_a$ (усилитель мощности)

$$K = - \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2R_i}{R_n}}. \quad (6. 3)$$

Основные достоинства мостовых и дифференциальных схем УПТ — реверсивность и отсутствие начального напряжения на нагрузке

$$U_{вых0} = U_{a0} = 0.$$

Кроме того, в обеих схемах значительно снижены составляющие дрейфа нуля, обусловленные колебаниями напряжений накала и анода и температуры. Это объясняется тем, что указанные причины влияют одинаково на величину дрейфа обеих ламп, и при полной симметрии схемы среднее значение напряжения дрейфа на выходе теоретически равно нулю.

В действительности всегда существует некоторая несимметрия параметров ламп и деталей схемы, которая, однако, может быть снижена введением в схему балансирующего потенциометра $R_{бал}$ (рис. 6-5), позволяющего изменять начальное смещение на сетках ламп (установка нуля УПТ). Потенциометр является элементом цепи отрицательной обратной связи, и его применение благоприятно сказывается на стабильности каскада (при некотором снижении усиления). Аналогичный эффект дает также замена независимого смещения сопротивлениями, включенными в цепи катодов ламп.

Дрейф нуля в балансных каскадах УПТ по сравнению с нереверсивными каскадами (см. рис. 6-2) может быть снижен в несколько десятков раз. Желательно применять вдвоенные (выполненные в одном баллоне) электронные лампы, при этом обеспе-

чивается лучшей идентичностью теплообменных процессов и, следовательно, более полной компенсацией температурной составляющей дрейфа.

Схемы рис. 6-5 имеют симметричные (относительно земли) вход и выход. При сопряжении таких каскадов с последующими, имеющими несимметричный вход, или с источником входного сигнала, имеющим несимметричный выход, возникают определенные трудности согласования, усиление каскадов падает и их компенси-

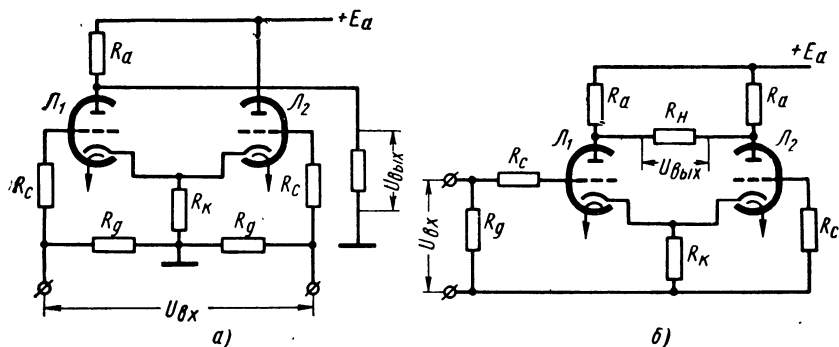


Рис. 6-6. Несимметричные балансные каскады УПТ:

а — дифференциальная схема с симметричным входом и несимметричным выходом; *б* — мостовая схема с несимметричным входом и симметричным выходом

онные свойства ухудшаются. В подобных случаях лучше применять несимметричные балансные каскады (рис. 6-6).

Дифференциальный каскад УПТ с симметричным входом и несимметричным выходом (рис. 6-6, *а*) обеспечивает переход от балансной (реверсивной) схемы к последующей нереверсивной или реверсивной с несимметричным входом (например, рис. 6-6, *б*).

Коэффициент усиления схемы рис. 6-6, *а*

$$K \approx - \frac{\mu}{1 + \frac{2R_i}{R_a}} \quad (6.4)$$

Мостовой каскад УПТ с несимметричным входом и симметричным выходом (рис. 6-6, *б*) отличается от схемы рис. 6-5, *б* наличием заземленной сетки лампы L_2 . Схема пригодна для согласования с последующим каскадом, имеющим симметричный вход.

Очень большое снижение дрейфа, вызванного колебаниями тока эмиссии, может быть получено в каскадах УПТ с катодной компенсацией (рис. 6-7).

Левый триод L_1 является усилительным элементом, правый L_2 — компенсирующим. Всякое изменение тока эмиссии

левого триода приводит к изменению тока эмиссии также и правого триода. Из-за меньшего отрицательного смещения (напряжение смещения снимается с сопротивления R_2), а также отсутствия нагрузки в цепи компенсирующего триода его анодный ток

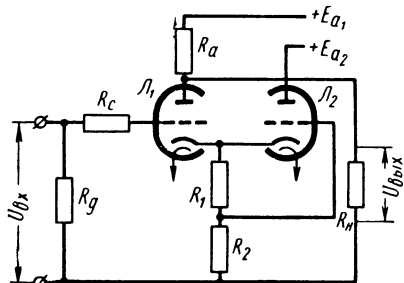


Рис. 6-7. Каскад УПТ с катодной компенсацией дрейфа

меняется более резко, что приводит к дополнительному изменению смещения левого триода. Подбором сопротивлений R_1 и R_2 можно добиться полной компенсации указанной составляющей дрейфа.

Условие полной компенсации дрейфа [9] имеет вид

$$R_2 = \frac{1}{S_2}, \quad (6.5)$$

где S_2 — крутизна характеристики лампы L_2 в рабочей точке при соответствующем режиме работы.

Коэффициент усиления каскада с катодной компенсацией

$$K \approx -\frac{\mu R_a}{2R_i + R_a}. \quad (6.6)$$

Сопротивление R_1 подбирается из условий получения требуемого смещения на сетке L_2 и необходимой степени компенсации дрейфа.

6. 3. Многокаскадные УПТ

Непосредственная связь входа последующего каскада УПТ с выходом предыдущего осложнена тем, что при этом на сетку последующего каскада подается высокое положительное напряжение анода. Существует три основных схемы межкаскадной связи УПТ: 1) схема связи с разделительной батареей (компенсирующим источником); 2) схема с питанием ламп от общего делителя напряжения; 3) схема с потенциометрической связью между каскадами.

Первая схема неудобна тем, что требует большого числа компенсирующих источников (по числу каскадов УПТ). При этом нестабильность напряжения источников является дополнительной причиной дрейфа.

Во второй схеме источник питания общий для всех каскадов, но мощность его должна быть достаточно большой, так как для нормальной работы УПТ сопротивления секций делителя должны быть как можно меньше, чтобы избежать паразитной связи между каскадами.

Схема с потенциометрической связью между каскадами (рис. 6-8) свободна от недостатков, присущих двум первым схемам.

В схеме два источника высокого напряжения: анодный E_a и дополнительный источник E_∂ , положительный полюс которого заземлен. Связь между каскадами осуществляется с помощью делителя $R_1—R_2$, включенного между анодом \mathcal{L}_1 и минусом источника E_∂ . Плечи делителя подобраны так, чтобы при отсутствии входного сигнала обеспечить напряжение смещения $U_{см2}$ на сетке последующего каскада, соответствующее $U_{вых2} = 0$. Для более

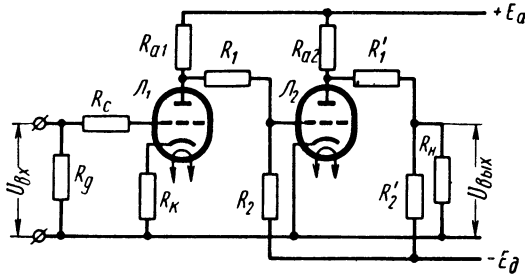


Рис. 6-8. Двухкаскадный УПТ с потенциометрической связью

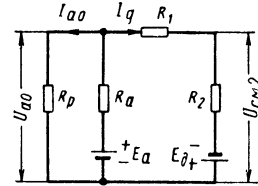


Рис. 6-9. Эквивалентная схема каскада с потенциометрической связью

точной установки нуля часть сопротивления R_2 может быть взята переменной. Реверсивность схемы обеспечивается включением делителя $R'_1—R'_2$.

Эквивалентная схема каскада с потенциометрической связью показана на рис. 6-9.

При отрицательном напряжении $U_{см2}$ на сетке \mathcal{L}_2 входное сопротивление лампы \mathcal{L}_2 $R_{вх2} \rightarrow \infty$. Пренебрегая шунтирующим влиянием $R_{вх2}$, из уравнений Кирхгофа, составленных для схемы рис. 6-9, получим

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R_{a1} \frac{U_{a01} + U_{см2}}{E_a - U_{a01} \left(1 + \frac{R_{a1}}{R_{p1}}\right)}; \\ R_2 &= R_{a1} \frac{E_\partial U_{см2}}{E_a - U_{a01} \left(1 + \frac{R_{a1}}{R_{p1}}\right)}. \end{aligned} \right\} \quad (6.7)$$

Величина R_{p1} в знаменателе выражения (6.7) отличается от найденной по графикам анодных характеристик лампы, так как в данной схеме по сопротивлению R_{a1} протекает также ток делителя I_∂^* .

* Из анализа эквивалентной схемы рис. 6-9 следует

$$I_{a01} = \frac{E_a - U_{a01}}{R_{a1}} - I_\partial.$$

Эквивалентное сопротивление анодной нагрузки (с учетом шунтирующего влияния делителя)

$$R_{a1 \text{ экв}} = \frac{R_{a1}(R_1 + R_2)}{R_{a1} + R_1 + R_2}. \quad (6.8)$$

Напряжение на входе второго каскада

$$U_{вх2} = U_{вых1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Отсюда коэффициент усиления каскада

$$K_1 = -\mu_1 \frac{R_{a1 \text{ экв}}}{R_{i1} + R_{a1 \text{ экв}}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.9)$$

При значительных потерях напряжения на катодном сопротивлении R_k необходимо учитывать влияние отрицательной обратной связи.

При $\mu \gg 1$ коэффициент обратной связи $\beta_c \approx \frac{R_k}{R_a}$ и коэффициент усиления с учетом отрицательной обратной связи

$$K'_1 = \frac{K_1}{1 + \beta_c K_1} = -\mu_1 \frac{R_{a1 \text{ экв}}}{R_{a1 \text{ экв}} + R_{i1} + \mu_1 R_k} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.10)$$

В многокаскадных УПТ влияние дрейфа значительно, поэтому УПТ систем автоматического управления обычно имеют не более двух или трех каскадов. При большем числе каскадов выгоднее применить УПТ с преобразованием сигнала (см. п. 6.4).

Наиболее действенными способами снижения дрейфа, кроме уже упомянутых, являются следующие: стабилизация напряжения источников питания, предварительный прогрев усилителя в течение 0,5—1 ч, предварительное старение (тренировка) катодов ламп в течение 50—100 ч.

6.4. УПТ с преобразованием

При усилении весьма малых сигналов (сотни мкв и ниже) применяются УПТ с преобразованием входного сигнала постоянного тока в сигнал переменного тока. Такое преобразование осуществляется с помощью электромеханических преобразователей, виброконденсаторов, электронных или магнитных модуляторов. Входной сигнал модулирует по амплитуде напряжение вспомогательного генератора. Полученный переменный сигнал усиливается по напряжению и по мощности. Для обратного преобразования переменного сигнала в сигнал постоянного тока используются электромеханические, магнитные или электронные

демодуляторы. Такая схема УПТ называется схемой МДМ (модуляции — демодуляции).

Блок-схема УПТ с преобразованием показана на рис. 6-10.

Несущая частота модуляции выбирается из условия получения усиления без искажений и обычно лежит в пределах 100—1000 *гц*.

Достоинства УПТ с преобразованием:

1. Малая величина дрейфа, в 50—100 раз меньше, чем у обычных УПТ (определяется уровнем дрейфа применяемого модулятора).

2. Возможность применения нестабилизированных источников питания.

3. Простота построения схемы и регулировки усиления.

Недостатки УПТ с преобразованием заключаются в усложнении устройства по сравнению с обычными УПТ и трудности получения стабильно работающих преобразовательных элементов.

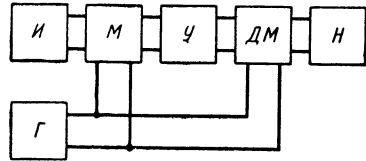


Рис. 6-10. Блок-схема УПТ с преобразованием:

И — источник входного сигнала; *М* — модулятор; *У* — усилитель модулированного сигнала; *ДМ* — демодулятор; *Н* — нагрузка; *Г* — вспомогательный генератор

6. 5. Каскады УПТ с катодной нагрузкой (катодные повторители)

Простейшая схема катодного повторителя показана на рис. 6-11, *а*.

В этой схеме приращение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ повторяет по знаку приращение входного сигнала $\Delta U_{вх}$ и полностью вычитается из последнего (каскад имеет стопроцентную обратную связь по напряжению), т. е. $\beta_c = 1$ (см. п. 6. 3).

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K = \mu \frac{R_k}{R_i + (1 + \mu) R_k} \quad (6. 11)$$

Учитывая, что $\mu \gg 1$ и $\mu = SR_k$, получим

$$K = \frac{SR_k}{1 + SR_k} \quad (6. 12)$$

Следовательно, коэффициент усиления катодного повторителя по напряжению $K < 1$ и приближается к единице при возрастании значения SR_k . В реальных схемах при использовании ламп с большой крутизной при повышенном напряжении E_a можно получить $K = 0,95 \div 0,98$.

Катодный повторитель имеет высокое входное сопротивление $R_{вх}$ (при усилении сигналов постоянного тока оно определяется величиной сопротивления R_g) и малое выходное сопротивление $R_{вых}$, определяемое выражением

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_{вых}} \approx \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_a} = \frac{1}{S}. \quad (6.13)$$

В системах автоматического управления катодные повторители применяются для согласования высокого выходного сопротивления датчика с низким входным сопротивлением нагрузки

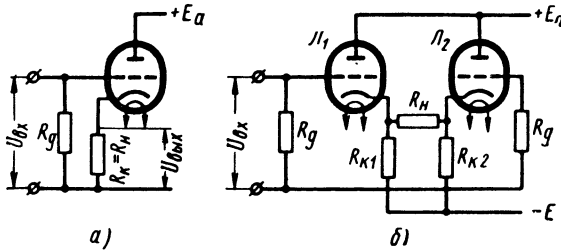


Рис. 6-11. Схемы катодных повторителей:
а — простейшая; б — балансная (мостовая)

(если сигнал с датчика не требует последующего усиления) или в качестве выходных каскадов усилителя при работе на низкоомную нагрузку. В этих случаях катодный повторитель работает как «трансформатор сопротивления», т. е. усилитель тока.

Коэффициент усиления катодного повторителя по току

$$K_i = \frac{R_g}{R_k}. \quad (6.14)$$

Схема рис. 6-11, а неперверсивна. При отсутствии сигнала на нагрузке существует начальное напряжение

$$U_{вых0} = U_{к0} = I_{a0} R_k.$$

Более удобна мостовая схема балансного катодного повторителя (рис. 6-11, б).

Коэффициент усиления балансного катодного повторителя

$$K = \mu \frac{R_n}{(\mu + 1) R_n + R_i \left(2 + \frac{R_n}{R_k} \right)}. \quad (6.15)$$

При $\mu \gg 1$ и $R_n \gg R_k$ коэффициент усиления балансного катодного повторителя определяется выражением (6.12).

6. 6. Усилители постоянного тока на транзисторах

Так же, как и для ламповых усилителей, основными проблемами при конструировании транзисторных УПТ являются снижение дрейфа нуля и согласование каскадов усилителя.

В общем случае дрейф коллекторного тока транзисторных УПТ $I_{\partial p}$ есть функция напряжения питания U_n , сопротивления цепи смещения R и температурных изменений параметров транзистора: обратного тока коллектора $I_{к0}$, напряжения база-эмиттер $U_{бэ}$, коэффициента усиления по току β и дифференциального сопротивления коллекторного перехода r_k (рис. 6-12)

$$\begin{aligned} I_{\partial p} &= \Delta I_n = f(U_n, R, I_{к0}, U_{бэ}, \beta, r_k) = \\ &= D_{U_n} + D_I + D_R + D_{бэ} + D_\beta + D_{r_k}. \end{aligned} \quad (6. 16)$$

Влияние первых двух слагаемых в уравнении (6. 16) на величину ΔI_n может быть сравнительно просто устранено стабилизацией напряжения питания и применением стабильных по температуре сопротивлений смещения R . Следовательно, величина дрейфа будет полностью определяться температурными изменениями параметров транзистора $I_{к0}$, $U_{бэ}$, β и r_k .

Степень влияния отдельных составляющих температурного дрейфа на полный ток $I_{\partial p}$ неодинакова. Например, характер изменения r_k зависит как от ширины температурного диапазона, так и от конкретных значений температуры среды; изменение β и $U_{бэ}$ зависит от типов применяемых транзисторов, и их влияние на $I_{\partial p}$ может быть оценено лишь в самом общем виде.

Наибольшее влияние на величину дрейфа оказывает температурное изменение тока $I_{к0}$, и в первом приближении при $U_n = \text{const}$ и $R = \text{const}$ можно считать

$$\Delta I_n = \Delta I_k \approx S_i \Delta I_{к0}$$

и

$$\Delta U_n = \Delta I_k R_n \approx S_i \Delta I_{к0} R_n. \quad (6. 17)$$

Уточненное выражение дрейфа приведено в работе [73].

Кроме указанных, на величину дрейфа коллекторного тока влияют следующие факторы: технологический разброс параметров, достигающий у отдельных экземпляров транзисторов до $\pm 100\%$, а также ползучесть — изменение параметров (в основном величин $I_{к0}$ и r_k) с течением времени в результате старения транзисторов в процессе эксплуатации или хранения.

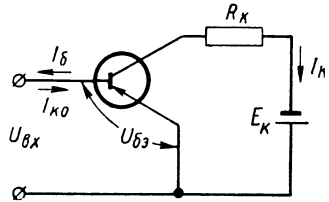


Рис. 6-12. Упрощенная схема каскада транзисторного УПТ

Для снижения температурного дрейфа в транзисторных УПТ применяются следующие способы: взаимная компенсация дрейфа; отрицательная обратная связь; температурная компенсация с помощью нелинейных термозависимых сопротивлений; применение балансных каскадов; тщательный подбор транзисторов.

Способ взаимной компенсации дрейфа основан на том, что в соседних каскадах токи $I_{к0}$ могут компенсировать друг друга, если их изменения равны и противоположны по знаку, т. е. если соблюдается условие

$$S_i (n-1) \Delta I_{к0 (n-1)} = \Delta I_{к0 n}. \quad (6.18)$$

Этот способ дает удовлетворительные результаты только при малых изменениях температуры и требует много времени на регулировку, так как трудно подобрать транзисторы, удовлетворяющие условию (6.18).

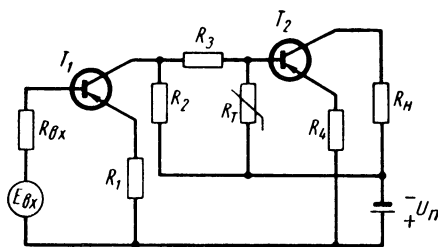


Рис. 6-13. Транзисторный УПТ с термозависимым нелинейным сопротивлением

Отрицательная обратная связь в транзисторных УПТ дает лучшую компенсацию дрейфа, однако при этом сильно снижается коэффициент усиления. Поэтому применение отрицательной обратной связи рационально лишь в УПТ с достаточно большим запасом усиления.

Схема УПТ с использованием термозависимых нелинейных сопротивлений показана на рис. 6-13.

В этой схеме компенсация осуществляется за счет термозависимого нелинейного сопротивления R_T , являющегося нагрузкой для первого каскада и сопротивлением смещения для второго. Поэтому смещение второго каскада будет автоматически устанавливаться в зависимости от тока I_k транзистора T_1 так, что ток в нагрузке усилителя R_N будет оставаться неизменным при изменениях температуры.

В качестве R_T можно использовать такие элементы, как терморезисторы, варисторы, полупроводниковые диоды, транзисторы и кремниевые стабилитроны. Для получения требуемой температурной зависимости $U_{см} = f(\Delta I_{к0})$ в схему включаются корректирующие сопротивления R_2 и R_3 . В схеме, которая без компенсации дает 100% дрейф нуля, этот способ может снизить дрейф до 5%.

Применение балансных каскадов — наиболее эффективный метод компенсации дрейфа в транзисторных УПТ, в сочетании с другими способами (например, с глубокой отрицательной обратной связью) он используется наиболее часто.

Рассмотрим мостовой каскад УПТ с общим эмиттером (рис. 6-14). Для контура *a, б, в, г* по второму закону Кирхгофа справедливо уравнение

$$I_{\kappa 1} R_{\kappa 1} - I_{\kappa 2} R_{\kappa 2} = I_H (R_H + R_{\kappa 1} + R_{\kappa 2}).$$

Отсюда ток в нагрузке

$$I_H = \frac{I_{\kappa 1} R_{\kappa 1} - I_{\kappa 2} R_{\kappa 2}}{R_H + R_{\kappa 1} + R_{\kappa 2}}.$$

Зависимость $I_{\kappa 1}$ и $I_{\kappa 2}$ от токов $I_{\kappa 01}$ и $I_{\kappa 02}$ можно записать в виде

$$\Delta I_{\kappa 1} = S_{i1} \Delta I_{\kappa 01};$$

$$\Delta I_{\kappa 2} = S_{i2} \Delta I_{\kappa 02},$$

где S_{i1} и S_{i2} — коэффициенты нестабильности плеч мостовой схемы;

$\Delta I_{\kappa 01}$ и $\Delta I_{\kappa 02}$ — приращения токов $I_{\kappa 0}$ транзисторов T_1 и T_2 в заданном температурном диапазоне.

Дрейф тока в нагрузке

$$\Delta I_H = \frac{S_{i1} \Delta I_{\kappa 01} R_{\kappa 1} - S_{i2} \Delta I_{\kappa 02} R_{\kappa 2}}{R_{\kappa 1} + R_{\kappa 2} + R_H}. \quad (6.19)$$

При симметрии плеч балансной схемы, т. е. $S_{i1} = S_{i2} = S_i$ и $R_{\kappa 1} = R_{\kappa 2} = R_{\kappa}$,

$$\Delta I_H = \frac{\Delta I_{\kappa 01} - \Delta I_{\kappa 02}}{2 + \frac{R_H}{R_{\kappa}}}. \quad (6.20)$$

В идеальном случае при $\Delta I_{\kappa 01} = \Delta I_{\kappa 02}$

$$\Delta I_H = 0.$$

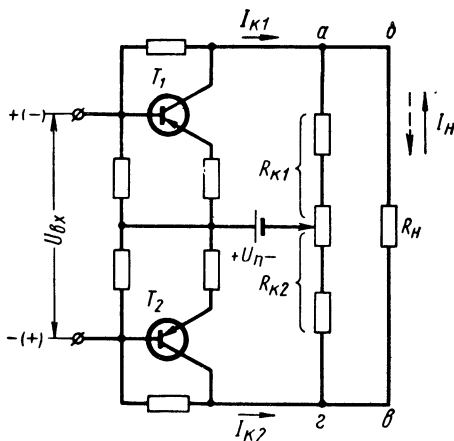


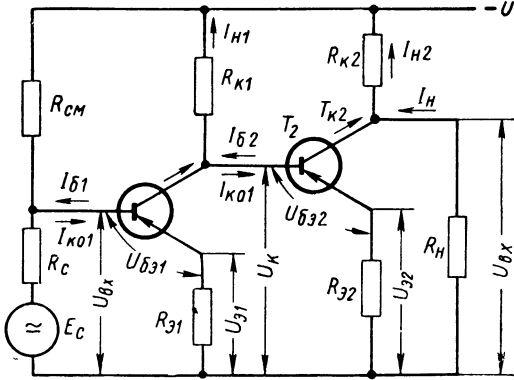
Рис. 6-14. Мостовая схема транзисторного УПТ

Критерием выбора транзисторов для работы в схемах УПТ обычно является минимальное значение начального тока $I_{\kappa 0}$ (при температуре среды $20 \pm 5^\circ \text{C}$), а также минимальный температурный коэффициент сопротивления r_{κ} . Транзисторы в балансных каскадах должны иметь параметры, различающиеся не более чем на 2—3%. Перед монтажом схемы транзисторы обязательно должны проверяться на ползучесть и соответствие требуемым параметрам схемы.

В многокаскадных усилителях условия получения требуемой температурной стабильности, как правило, противоречат условиям получения высоких коэффициентов усиления.

Схема двухкаскадного транзисторного УПТ показана на рис. 6-15. Источником входного сигнала E_c может служить тензодатчик, фотосопротивление или термопара в компенсационной схеме.

Из уравнения для токов и напряжений первого каскада



$$U_{к1} = U_n - I_{н1}R_{к1},$$

где

$$I_{н1} = I_{к1} + I_{б2}.$$

Значение сопротивления $R_{к1}$ определяется как

$$R_{к1} = \frac{U_n - U_{к1}}{I_{н1}}.$$

Для второго каскада

$$R_{к2} = \frac{U_n - U_{к2}}{I_{н2}},$$

Рис. 6-15. Двухкаскадный транзисторный УПТ

$$\text{где } I_{н2} = I_{к2} + I_{н}$$

Напряжение на выходе предыдущего каскада является напряжением смещения для последующего. Очевидно, что при одинаковых токах I_k всех транзисторов будем иметь

$$\begin{aligned} |U_{кn}| &> |U_{к(n-1)}|; \\ R_{кn} &< R_{к(n-1)}; \\ R_{эn} &> R_{э(n-1)}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Входное сопротивление первого каскада

$$R_{вх1} \approx R_{з1}(\beta_1 + 1) + \frac{R_c R_{см}}{R_c + R_{см}}.$$

Входное сопротивление промежуточных каскадов

$$R_{вх} \approx R_э(\beta + 1).$$

Отсюда коэффициент усиления соответствующих каскадов по напряжению (при $R_k \ll R_{вх}$)

$$K_u \approx \beta \frac{R_k}{R_{вх}} = \beta \frac{R_k}{R_э(\beta + 1)}.$$

При $\beta \gg 1$, что всегда соблюдается,

$$K_u \approx \frac{R_k}{R_э}. \quad (6.22)$$

Из выражений (6. 21) и (6. 22) следует, что коэффициент усиления УПТ по напряжению убывает от каскада к каскаду, т. е.

$$K_{un} < K_{u(n-1)}.$$

Определение параметров транзисторного УПТ рассмотрим на примере.

Пример. Рассчитать двухкаскадный транзисторный УПТ (рис. 6-15), считая заданными:

- 1) напряжение питания $U_n = 27$ в постоянного тока;
- 2) диапазон изменения входного сигнала $\Delta U_{вх} = \pm 0,02$ в;
- 3) внутреннее сопротивление источника входного сигнала $R_c = 100$ ом;
- 4) сопротивление нагрузки $R_n = 10\,000$ ом;
- 5) коэффициент усиления УПТ по напряжению $K_u \geq 100$;
- 6) максимальная температура окружающей среды $t_{max} = +50^\circ$ С.

П о р я д о к р а с ч е т а

1. По заданному U_n выбираем в справочнике [68] транзистор T_2 второго каскада типа П25. Принимая предварительно величину коэффициента усиления второго каскада $K_{u2} = 10$ и учитывая требуемую величину амплитуды выходного напряжения

$$\Delta U_n = K_u \Delta U_{вх} \geq 100 \cdot 0,02 = 2 \text{ в,}$$

определим максимальную величину сигнала на входе второго каскада

$$\Delta U_{вх2} = \Delta U_{к1} = \frac{\Delta U_n}{K_{u2}} = 0,2 \text{ в.}$$

2. Приняв по входной характеристике транзистора П25 значение входных параметров $U_{бэ2} = 0,4$ в и $I_{б2} = 2$ ма, выбираем на ветви выходных характеристик T_2 , соответствующей току $I_{б2}$, рабочую точку с координатами $U_{к2} = 6$ в, $I_{к2} = 14,5$ ма.

3. Задавшись величиной напряжения $U_{э2} = 2,5$ в, определяем требуемые значения сопротивлений $R_{к2}$ и $R_{э2}$:

$$R_{к2} \approx \frac{U_n - U_{к2}}{I_{к2}} = \frac{27 - 6}{0,0145} = 1450 \text{ ом,}$$

принимаем $R_{к2} = 1500$ ом;

$$R_{э2} = \frac{U_{э2}}{I_{э2}} = \frac{U_{э2}}{I_{к2} + I_{б2}} = \frac{2,5}{0,0145 + 0,002} = 152 \text{ ом,}$$

принимаем $R_{э2} = 150$ ом

4. Действительное значение коэффициента усиления второго каскада

$$K_{u2} \approx \frac{R_{к2}}{R_{э2}} \cdot \frac{R_n}{R_n + R_{к2}} = \frac{1500 \cdot 10\,000}{150(1500 + 10\,000)} = 8,65$$

5. Требуемое напряжение смещения второго каскада

$$U_{с.м2} = U_{к1} = U_{э2} + U_{бэ2} = 2,5 + 0,4 = 2,96 \text{ в.}$$

6. Выбрав для первого каскада транзистор T_1 типа П25А и задаваясь напряжением $U_{э1} = 1,5$ в, параметрами $U_{бэ} = 0,18$ в и $I_{б1} = 0,4$ ма (по входной

характеристике П25А), находим на соответствующей ветви выходных характеристик транзистора рабочую точку с координатами $U_{к1} = 2,9$ в, $I_{к1} = 12$ ма. Определяем требуемые значения сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{э1}$:

$$R_{к1} \approx \frac{U_n - U_{к1}}{I_{к1}} = \frac{27 - 2,9}{0,012} = 2080 \text{ ом.}$$

принимаем $R_{к1} = 2000$ ом;

$$R_{э1} = \frac{U_{э1}}{I_{э1}} = \frac{U_{э1}}{I_{к1} + I_{б1}} = \frac{1,5}{0,012 + 0,0004} = 121 \text{ ом,}$$

принимаем $R_{э1} = 120$ ом.

7. Требуемое напряжение смещения первого каскада

$$U_{см1} = U_{э1} + U_{бэ1} = 1,5 + 0,18 = 1,68 \text{ в.}$$

8. Из соотношения

$$U_{см1} = U_n \frac{R_c}{R_c + R_{см}}$$

определяем требуемую величину сопротивления $R_{см}$:

$$R_{см} = \frac{R_c (U_n - U_{см1})}{U_{см1}} = \frac{100 (27 - 1,68)}{1,68} = 1530 \text{ ом,}$$

принимаем $R_{см} = 1500$ ом.

9 Коэффициент усиления первого каскада по напряжению

$$K_{u1} = \beta_1 \frac{R_{к1}}{R_{вх1}} = 33 \cdot \frac{2000}{4175} = 15,8,$$

где $\beta_1 = 33$ — коэффициент усиления транзистора T_1 по току (из выходных характеристик),

$$R_{вх1} = R_{э1} (\beta_1 + 1) + \frac{R_{см} R_c}{R_{см} + R_c} = 120 \cdot 34 + \frac{1500 \cdot 100}{1500 + 100} = 4175 \text{ ом.}$$

10. Общий коэффициент усиления УПТ по напряжению

$$K_u = K_{u1} K_{u2} = 15,8 \cdot 8,65 = 136$$

11 Проверяем возможность использования транзисторов в схеме УПТ при максимальной температуре окружающей среды.

Допустимая мощность рассеяния транзисторов П25А и П25 при $t^\circ = t_{\max}^\circ$ (по справочнику)

$$P_{p \text{ доп}} = \frac{75^\circ - t_{\max}^\circ}{0,2} = \frac{75 - 50}{0,2} = 125 \text{ мвт.}$$

Мощность рассеяния транзистора T_1

$$P_{p1} \approx I_{к1} U_{к1} = 0,012 \cdot 2,9 = 0,035 \text{ вт} = 35 \text{ мвт.}$$

Мощность рассеяния транзистора T_2

$$P_{p2} \approx I_{к2} U_{к2} = 0,0145 \cdot 6 = 0,087 \text{ вт} = 87 \text{ мвт.}$$

12. Коэффициент нестабильности первого каскада

$$S_{i1} = \frac{1 + \frac{R_{э1}}{R_{с.м}} + \frac{R_{э1}}{R_c}}{1 - \alpha_1 + \frac{R_{э1}}{R_{с.м}} + \frac{R_{э1}}{R_c}} = \frac{1 + 0,08 + 1,2}{1 - 0,97 + 0,08 + 1,2} = 1,74.$$

13. Определяем температурное изменение обратных токов коллектора $I_{к01}$ и $I_{к02}$ при $t_{\max} = +50^\circ \text{C}$:

$$I_{к0}(t^\circ) = I_{к0}(20) \cdot 2^{\frac{t_{\max} - 20}{10}} = 10 \cdot 2^{\frac{50 - 20}{10}} = 80 \text{ мка},$$

где $I_{к0}(t^\circ)$ — значение токов $I_{к0}$ при температуре t° ;
 $I_{к0}(20)$ — значение токов $I_{к0}$ при температуре $t^\circ = 20^\circ \text{C}$.
 Для транзисторов П25А и П25 среднее значение $I_{к0}(20) = 10 \text{ мка}$.
 Изменение токов $I_{к01}$ и $I_{к02}$

$$\Delta I_{к01}(t^\circ) = \Delta I_{к02}(t^\circ) = I_{к0}(t^\circ) - I_{к0}(20) = 80 - 10 = 70 \text{ мка}.$$

14. Изменение полного коллекторного тока первого каскада

$$\Delta I_{к1}(t^\circ) = S_{i1} \Delta I_{к01} = 1,74 \cdot 0,07 = 0,122 \text{ ма}.$$

15. Изменение (дрейф) тока нагрузки первого каскада $\Delta I_{н1}$ с учетом направления токов $I_{к01}$ и $I_{к02}$

$$\Delta I_{н1}(t^\circ) = S_{i1} \Delta I_{к01} - \Delta I_{к02} = 0,122 - 0,07 = 0,052 \text{ ма}$$

16. Дрейф входного напряжения второго каскада

$$\Delta U_{к1}(t^\circ) = \Delta I_{н1}(t^\circ) R_{к1} = 0,052 \cdot 10^{-3} \cdot 2000 = 0,104 \text{ в}.$$

17. Дрейф выходного напряжения усилителя

$$\Delta U_{н}(t^\circ) = \Delta U_{к1}(t^\circ) K_{u2} = 0,104 \cdot 8,65 \approx 0,9 \text{ в}.$$

Полученный дрейф выходного напряжения составляет 30% от $U_{н \max}$, что недопустимо. Чтобы снизить величину дрейфа, не изменяя параметров схемы, следует отобрать экземпляр транзистора T_2 с большей величиной $I_{к0}$ или, если это возможно, снизить температуру t_{\max}° . Большой эффект дает применение УПТ, собранного по схеме МДМ.

7 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

В системах автоматического управления и регулирования широко применяются преобразователи напряжения переменного тока в постоянное (выпрямленное) напряжение и, наоборот, напряжения постоянного тока в переменное фиксированной частоты.

Как следует из п. 4. 1, по выполняемым функциям преобразователи на неуправляемых нелинейных элементах делятся на три группы:

- а) *фазонечувствительные выпрямители* (в дальнейшем будем называть их *выпрямителями*);
- б) *демодуляторы*;
- в) *модуляторы*.

В схемах, собранных на неуправляемых нелинейных элементах (полупроводниковых и электровакуумных диодах), преобразование напряжения сигнала происходит без усиления и даже с потерей мощности сигнала.

Рассмотрим кратко все три группы преобразователей.

7. 1. Фазонечувствительные выпрямители

Наибольшее распространение фазонечувствительные выпрямители в системах автоматического управления получили в выпрямительных устройствах источников питания ламповых и полупроводниковых схем. Кроме того, они применяются в различных устройствах, где требуется переменное напряжение (ток) преобразовать в постоянное (например, в цепях обратных связей и на выходе магнитных усилителей, в цепях смещения и балансировки плеч преобразователей, в схемах измерения и сравнения напряжений и т. п.).

В фазонечувствительных выпрямителях среднее значение и полярность выпрямленного выходного напряжения не меняются при изменении фазы входного сигнала на 180° . Особенности построения и расчет выпрямителей достаточно разработаны и освещены в литературе [23, 27, 55 и др.].

В настоящее время в системах автоматического управления выпрямители собираются в основном на полупроводниковых диодах. Для упрощения теоретических рассмотрений считают, что

идеализированная вольт-амперная характеристика диода имеет вид, представленный на рис. 7-1, а.

На выходе фазонечувствительных выпрямителей почти всегда ставятся Г-образные или П-образные фильтры, сглаживающие пульсацию выпрямленного напряжения (см. гл. 12).

Выпрямители могут быть однофазные или многофазные, причем последние используются главным образом в источниках питания. В системах автоматического управления применяются однофазные выпрямители двух типов: однополупериодные, т. е., когда вы-

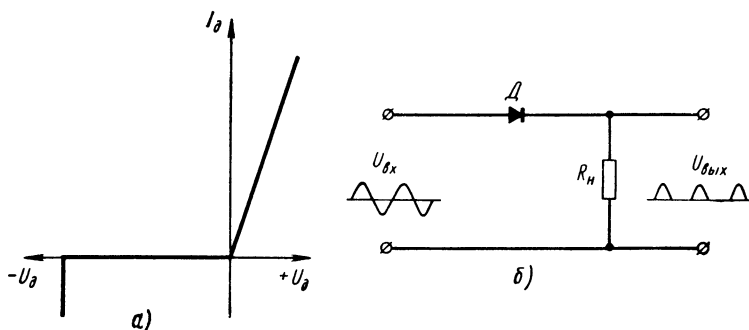


Рис. 7-1. Однополупериодный выпрямитель на полупроводниковом диоде: а — идеализированная вольт-амперная характеристика диода; б — схема выпрямителя

прямляется одна полуволна преобразуемого напряжения, и двухполупериодные, когда выпрямляются обе полуволны преобразуемого напряжения.

Схема однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 7-1, б. Несмотря на простоту устройства, эта схема применяется редко, так как на выходе получается малое среднее значение выпрямленного напряжения (тока), а для сглаживания пульсации выходного напряжения нужны громоздкие фильтры.

При двухполупериодном выпрямлении применяются две основные схемы:

на двух диодах и трансформаторе со средней точкой (рис. 7-2, а) и мостовая (рис. 7-2, б).

На рис. 7-2, а напряжение со вторичной обмотки входного трансформатора прикладывается к диодам так, чтобы в каждый полупериод один из диодов был открыт, а другой закрыт. В первый полупериод в цепи открытого диода (D_1) прикладывается напряжение $U_1 = U_m \sin \omega t$, а во второй полупериод к диоду (D_2) —

$U_2 = U_m \sin(\omega t + \pi)$. Соответственно мгновенные значения токов, протекающие по диодам, равны

$$i_1 = I_m \sin \omega t \text{ и } i_2 = I_m \sin(\omega t + \pi),$$

где $I_m = \frac{U_m}{R_\partial + R_H}$, а R_∂ — сопротивление диодов в проводящем направлении.

На рис. 7-2, а показаны импульсы токов i_1 , i_2 и тока в нагрузке i_H , равного сумме токов, протекающих через выпрямители,

$$i_H = i_1 + i_2.$$

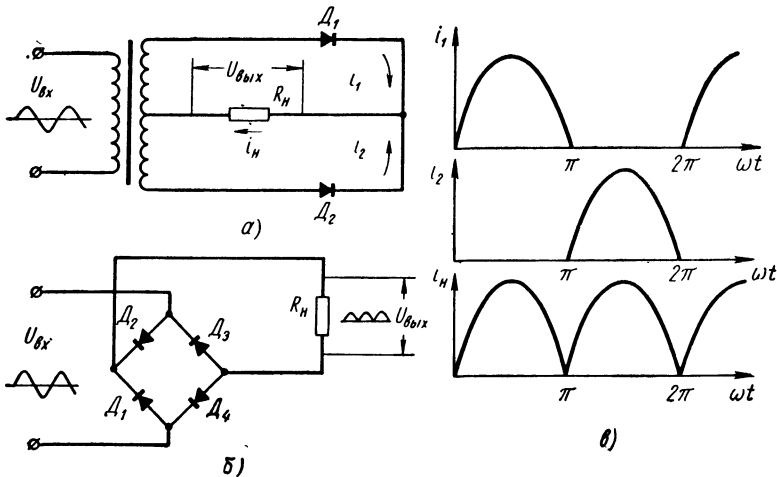


Рис. 7-2. Двухполупериодные выпрямители:

а — на двух диодах и трансформаторе со средней точкой; б — на четырех диодах; в — кривые изменения выходного тока

Разложение импульса токов i_1 и i_2 в тригонометрический ряд Фурье имеет вид

$$i_1 = I_m \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{1.3 \cdot \pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{3.5 \cdot \pi} \cos 4\omega t - \dots \right);$$

$$i_2 = I_m \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin \omega t - \frac{2}{1.3 \cdot \pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{3.5 \cdot \pi} \cos 4\omega t - \dots \right).$$

Следовательно, ток в нагрузке

$$i_H = I_m \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{1.3 \cdot \pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{3.5 \cdot \pi} \cos 4\omega t - \dots \right).$$

Из этого выражения видно, что ток i_H включает в себя постоянную составляющую, ряд высших гармонических составляющих

с частотами $2\omega t$, $4\omega t$, $6\omega t$ и т. д. с быстроубывающими амплитудами и не содержит первой и других нечетных гармоник.

Максимальная амплитуда выходного напряжения (падение напряжения на нагрузке) будет отличаться от максимума напряжения на вторичной обмотке трансформатора на величину падения напряжения на диоде

$$U_{нт} = I_m R_n = \frac{U_m}{1 + \frac{R_d}{R_n}}. \quad (7.1)$$

Среднее значение тока и напряжения на выходе за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$

$$I_{0н} = \frac{2}{\pi} I_m, \quad U_{0н} = \frac{2}{\pi} \frac{U_m}{1 + \frac{R_d}{R_n}}. \quad (7.2)$$

Рассматриваемую схему (рис. 7-2, а) целесообразно применять в тех случаях, когда необходимо гальванически развязать источник входного напряжения и нагрузку.

В мостовой схеме (рис. 7-2, б) входное напряжение можно подавать через трансформатор или без трансформатора. Как и в предыдущей схеме, ток в нагрузке протекает в оба полупериода в одном направлении. Для определения токов и напряжений в этой схеме можно использовать уравнения (7. 1) и (7. 2), приняв за R_d удвоенное значение сопротивления диода в проводящем направлении. Обратное напряжение, прикладываемое к каждому диоду, в этой схеме в 2 раза меньше, чем в предыдущей.

7. 2. Фазочувствительные преобразователи на неуправляемых нелинейных элементах (демодуляторы)

В отличие от выпрямителей, в демодуляторах направление тока в нагрузке (или полярность напряжения на выходе преобразователя) меняется на обратное при изменении фазы переменного сигнала на входе на 180° .

Схемы демодуляторов делятся на *однополупериодные* и *двухполупериодные*. Под двухполупериодной схемой будем понимать такие схемы, у которых ток одного направления в нагрузке протекает в оба полупериода, а в однополупериодной схеме — в один полупериод преобразуемого сигнала.

Отличительной особенностью схем демодуляторов от схем выпрямителей является наличие опорного (коммутирующего) источника переменного напряжения, имеющего ту же частоту, что и выпрямляемое переменное напряжение сигнала.

Структура схем демодуляторов и число элементов в схеме зависят также от характера нагрузки. Нагрузка может быть недифференциальной, если она имеет одно плечо, или дифференциальной, если она имеет два плеча со средней точкой или отдельные плечи.

На рис. 7-3 показаны основные схемы однополупериодных демодуляторов.

Принцип работы однополупериодных демодуляторов рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 7-3. Если входной

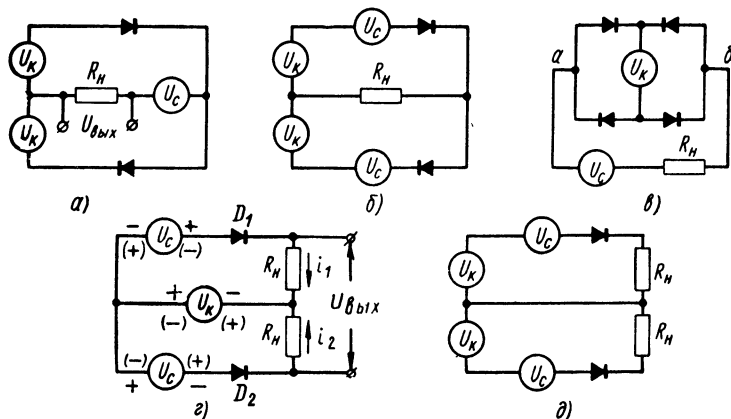


Рис. 7-3. Схемы однополупериодных демодуляторов:

а, б, в — при недифференциальной нагрузке; г, д — при дифференциальной нагрузке

сигнал равен нулю ($U_c = 0$), то при полярности напряжения U_c , показанного на рис. 7-3, г, в первый полупериод (полярность без скобок) коммутирующее напряжение отпирает диоды D_1 и D_2 и по нагрузкам R_n текут токи $i_1 = i_2 = i_0$. Параметры плеч схемы обычно подбирают симметричными, поэтому выходное напряжение $U_{вых} = R_n (i_1 - i_2)$ равно нулю.

Во второй полупериод (полярность указана в скобках) выпрямители заперты, но по ним протекают обратные токи диодов $I_{добр1}$ и $I_{добр2}$. Выходное напряжение $U_{вых} = R_n (I_{добр1} - I_{добр2})$ и во второй полупериод можно считать равным нулю.

Если подавать такой входной сигнал U_c , при котором в цепи выпрямителя D_1 он совпадает по фазе с коммутирующим напряжением, а в цепи выпрямителя D_2 находится в противофазе, то ток i_1 станет больше i_0 , а ток i_2 меньше i_0 . На выходе появится напряжение, пропорциональное разности токов i_1 и i_2 (рис. 7-4).

При изменении фазы входного сигнала U_c на 180° ток i_2 увеличится, а i_1 уменьшится по сравнению с i_0 , и полярность выходного напряжения изменится на обратную.

Следует отметить, что изложенные выше рассуждения справедливы при значениях $U_k > U_c$. Если же $U_k < U_c$, то отпиранием и запирающим диодов будет управлять не опорное напряжение, а напряжение сигнала.

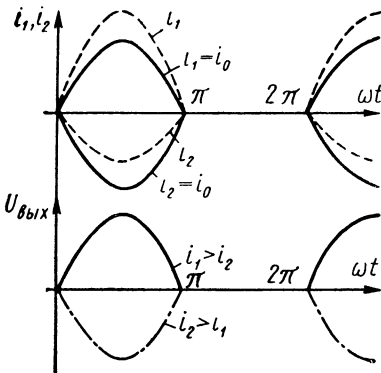


Рис. 7-4. Графики изменения токов и выходного напряжения в однополупериодном демодуляторе

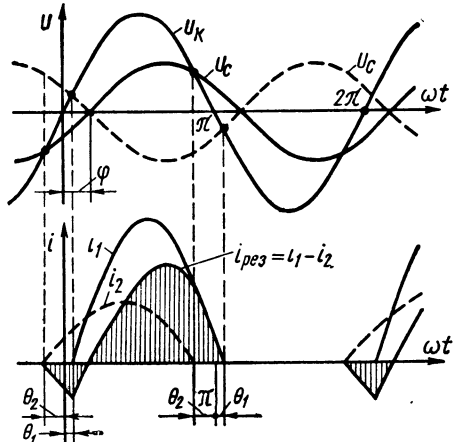


Рис. 7-5. Кривые изменения токов и напряжений в схеме, приведенной на рис. 7-4, с при $\varphi \neq 0$

В общем случае синусоидальное напряжение сигнала U_c может быть сдвинуто по фазе на угол φ по отношению к коммутирующему напряжению. При этом картина изменения напряжений и токов в цепи диода D_1 и D_2 будет иметь вид, представленный на рис. 7-5. Уравнения мгновенных значений токов имеют вид

$$i_1 = \frac{U_{km} \sin \omega t + U_{cm} \sin (\omega t - \varphi)}{R_H + R_D}; \quad (7.3)$$

$$i_2 = \frac{U_{km} \sin \omega t - U_{cm} \sin (\omega t - \varphi)}{R_H + R_D}, \quad (7.4)$$

при этом ток i_1 протекает от момента $\omega t = \theta_1$ до $\omega t = \pi + \theta_1$, а ток i_2 от $\omega t = -\theta_2$ до $\omega t = \pi - \theta_2$.

Тогда средние значения токов i_1 и i_2 будут

$$I_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi+\theta_1} i_1 d\omega t = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_{km}}{R_H + R_D} \cos \theta_1 + \frac{1}{\pi} \frac{U_{cm}}{R_H + R_D} \cos (\theta_1 - \varphi);$$

$$I_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_2}^{\pi-\theta_2} i_2 d\omega t = \frac{1}{\pi} \frac{U_{km}}{R_H + R_D} \cos \theta_2 - \frac{1}{\pi} \frac{U_{cm}}{R_H + R_D} \cos (\theta_2 + \varphi),$$

а среднее значение выходного напряжения

$$U_{вых} = R_n (I_1 - I_2) = \frac{U_{км}}{\pi (R_n + R_d)} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) + \\ + \frac{U_{см}}{\pi (R_n + R_d)} [\cos (\theta_1 - \varphi) + \cos (\theta_2 + \varphi)].$$

Углы θ_1 и θ_2 можно определить из уравнений (7.3) и (7.4), используя равенство токов i_1 и i_2 нулю при значениях $\omega t = \theta_1$ и $\omega t = \theta_2$.

Тогда

$$U_{км} \sin \theta_1 = U_{см} \sin (\varphi - \theta_1)$$

и

$$U_{км} \sin \theta_2 = U_{см} \sin (\theta_2 + \varphi). \quad (7.5)$$

Из этих уравнений и рис. 7-5 видно, что θ_1 и θ_2 зависят главным образом от отношения $\frac{U_{км}}{U_{см}}$ и, в меньшей степени, от угла сдвига фазы φ .

Для получения большего линейного участка выходной характеристики, т. е. зависимости $U_{вых} = f(U_c)$ обычно берут $U_k \gg U_c$. В этом случае θ_1 и θ_2 будут малыми и можно с достаточной для практики степенью точности считать, что $\theta_1 = \theta_2 = \theta$.

При этом среднее значение выходного напряжения будет

$$U_{вых} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_c}{R_n + R_d} \cos \theta \cos \varphi. \quad (7.6)$$

Следовательно, при наличии угла сдвига фазы φ между входным сигналом и коммутирующим напряжением *среднее значение выходного напряжения уменьшается примерно пропорционально косинусу угла φ* .

В схемах демодуляторов (см. рис. 7-3, а, б, в) коммутирующие токи не проходят по нагрузке, т. е. источник опорного напряжения только отпирает и запирает выпрямители. Для ограничения коммутирующих токов в этих схемах включают добавочное сопротивление ($r_{бал}$) последовательно с диодами (см. рис. 7-3, а, б) или последовательно с источником опорного напряжения (рис. 7-3, в).

Включение в схемы (см. рис. 7-3, а, б) добавочного сопротивления ($r_{бал}$), как показано ниже, приводит к ухудшению основных выходных параметров демодулятора, но в то же время повышает термостабильность схем. Сопротивление $r_{бал}$ берут обычно значительно больше сопротивления диодов в проводящем направлении (R_d), поэтому изменение величины R_d при изменении температуры не приводит к разбалансировке схемы.

В демодуляторе, показанном на рис. 7-3, в, включение добавочного сопротивления не влияет на выходные параметры, но

схема не термостабильна, так как при отсутствии входного сигнала за счет неодинакового изменения сопротивления диодов с изменением температуры произойдет разбалансировка плеч моста. Поэтому между точками *a* и *b* появится разность потенциалов и потечет ток в нагрузке, что приведет к «сползанию» нуля схемы.

Схемы однополупериодных демодуляторов, показанных на рис. 7-3, *б*, *д*, имеют большее число источников сигнала или опорного напряжения по сравнению с рассмотренными схемами, но при этом они приобретают дополнительные свойства. Так, схема

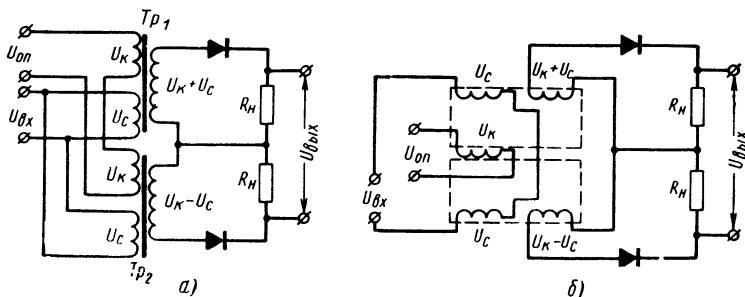


Рис. 7-6. Однополупериодные демодуляторы:

a — с суммирующими трансформаторами; *б* — дроссельный

на рис. 7-3, *д* позволяет разделить плечи демодулятора на два отдельных однополупериодных выпрямителя в том случае, когда плечи нагрузки не имеют общей точки. Кроме того, обе схемы (см. рис. 7-3, *б*, *д*) можно рассматривать как схемы замещения однополупериодного демодулятора с суммирующими трансформаторами или дроссельного однополупериодного демодулятора (рис. 7-6).

Однополупериодные схемы демодуляторов применяются сравнительно редко из-за большой пульсации выходного напряжения и малого коэффициента преобразования, т. е. отношения среднего значения выпрямленного напряжения к действующему значению входного сигнала.

Сглаживание пульсации выходного напряжения в однополупериодных демодуляторах путем включения большой емкости параллельно нагрузке приводит к увеличению габаритных размеров, веса и постоянной времени демодуляторов.

Значительно большее распространение получили двухполупериодные схемы демодуляторов. По структуре построения двухполупериодные демодуляторы можно разделить на четыре группы:

- 1) кольцевые схемы;
- 2) схемы с двумя выпрямительными мостиками;

- 3) крестообразные схемы;
 4) схемы с параллельным включением выпрямителей.

Рассмотрим в общем виде каждую группу демодуляторов.

Кольцевая схема демодуляторов (рис. 7-7). Если на место элемента 2 в этой схеме включить сопротивление нагрузки, а на место элементов 1 или 3 — источники переменного напряжения сигнала и опорного напряжения, то получится известная в литературе кольцевая схема демодулятора, работающая на нагрузку без средней точки.

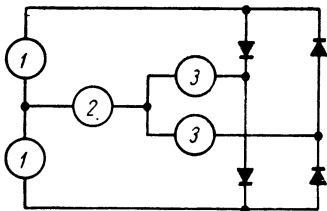


Рис. 7-7. Кольцевая схема двухполупериодных демодуляторов

Помещая сопротивление нагрузки на место элементов 1 или 3, получаем кольцевую схему демодулятора, работающего на нагрузку со средней точкой. В этом случае достаточно

использовать на месте элемента 2 только один источник напряжения сигнала, а на месте элемента 1 или 3 — источник опорного напряжения, либо наоборот.

Для ограничения величины коммутирующих токов в схеме включаются добавочные сопротивления $r_{бад}$ последовательно

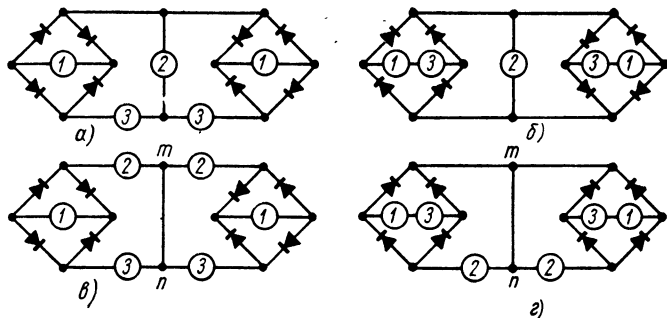


Рис. 7-8. Варианты схем двухполупериодных демодуляторов с двумя выпрямительными мостиками

с каждым диодом или последовательно с элементами 1 или 3. В каждый полупериод схема представляет собой однополупериодный демодулятор типа, показанного на рис. 7-3, а или 7-3, б. Данный тип двухполупериодного демодулятора имеет наименьшее число элементов схемы.

Схемы с двумя выпрямительными мостиками. На рис. 7-8 представлены четыре варианта схем демодуляторов такого типа. Наиболее распространенная схема изображена на рис. 7-8, а. Эта схема

используется как для недифференциальной нагрузки (элемент 2), так и для дифференциальной (элемент 3 или 1).

При дифференциальной нагрузке достаточно иметь в схеме (рис. 7-8, а, б) два источника опорного напряжения и один источник сигнального напряжения (на месте элемента 2) или, наоборот, два сигнальных и один источник опорного напряжения (на месте элемента 2).

При дифференциальной нагрузке со средней точкой или при двух отдельных нагрузках, которые не должны иметь общей

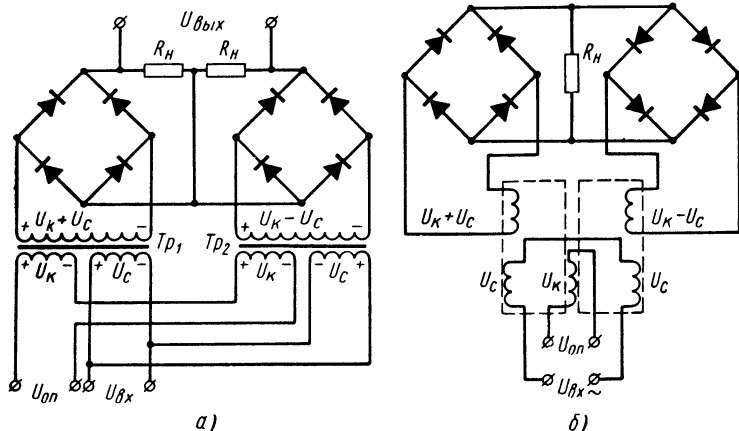


Рис. 7-9. Двухполупериодные демодуляторы:

а — с суммирующими трансформаторами; б — дроссельный

точки, применяются схемы, показанные на рис. 7-8, в, г. В этом случае схема будет состоять из двух частей, которые можно разделить по линии $m-n$.

Схемы, представленные на рис. 7-8, в, г, используются в обычном (раздельном) включении источников сигнала и опорного напряжения и как схемы с суммированием этих напряжений на первичных обмотках трансформаторов (рис. 7-9, а) или в варианте дроссельного двухполупериодного демодулятора с двумя выпрямительными мостиками (рис. 7-9, б). Достоинством последней схемы является то, что в ней применяется только один дроссель вместо двух трансформаторов и схема может иметь высокий к. п. д. [12, 75].

В каждый полупериод работы демодуляторы, приведенные на рис. 7-9, могут быть представлены однополупериодными демодуляторами вида, показанного на рис. 7-3, б—д. В этих схемах замещения в каждом плече должно быть включено по два выпрями-

теля или параметры одного выпрямителя (R_d и $R_{доб}$) должны быть удвоены.

Схемы с параллельным включением выпрямителей. В схемах демодуляторов такого типа (рис. 7-10, а, б) сигнал должен занимать место элемента 1, а нагрузка и опорное напряжение — место элемента 2 или 3. Схема замещения в каждый полупериод имеет вид, показанный на рис. 7-3, а, б, г или д.

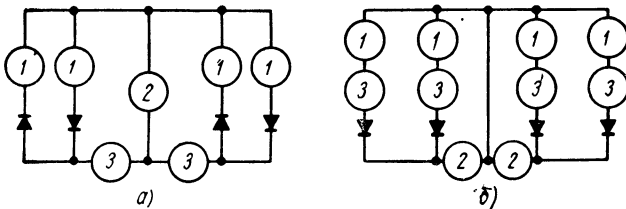


Рис. 7-10. Двухполупериодные демодуляторы с параллельным включением выпрямителей

Для дифференциальной нагрузки или в демодуляторах с суммирующими трансформаторами весьма эффективным может быть применение схемы, представленной на фиг. 7-10, б.

Крестообразные схемы демодуляторов. Этот тип демодулятора может быть использован только для дифференциальной нагрузки. Возможны три вида размещения элементов схемы (рис. 7-11).

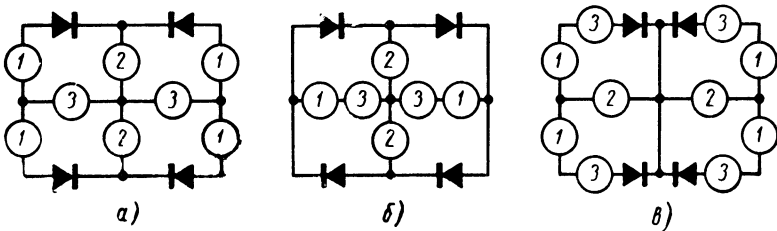


Рис. 7-11. Крестообразные схемы двухполупериодных демодуляторов

В схеме (рис. 7-11, а) при расположении входного сигнала на месте элементов 2 демодулятор имеет хорошие выходные параметры. Число источников входного сигнала или опорного напряжения (рис. 7-11, б) может быть меньше, но при этом параметры схемы ухудшаются.

Схема, изображенная на рис. 7-11, в, представляет интерес при использовании ее в двухполупериодных демодуляторах с суммирующими трансформаторами.

При наличии четырех сигналов в схеме, приведенной на рис. 7-11, а, б, можно получить малую потерю мощности источника коммутующего напряжения (так как выпрямители включаются встречно) и любое сочетание очередности протекания токов в плечах нагрузки. В схеме на рис. 7-11, в возможно также включение двух плеч нагрузки, не имеющей общей точки.

7. 3. Вопросы расчета и основные параметры двухполупериодных демодуляторов

Методику анализа и расчета, а также основные параметры демодуляторов рассмотрим на примере кольцевой схемы и схемы с двумя выпрямительными мостиками [20]. При расчете примем следующие допущения: 1) диоды имеют идеализированную линейную вольт-амперную характеристику, проходящую через начало координат, причем сопротивление диодов в проводящем направле-

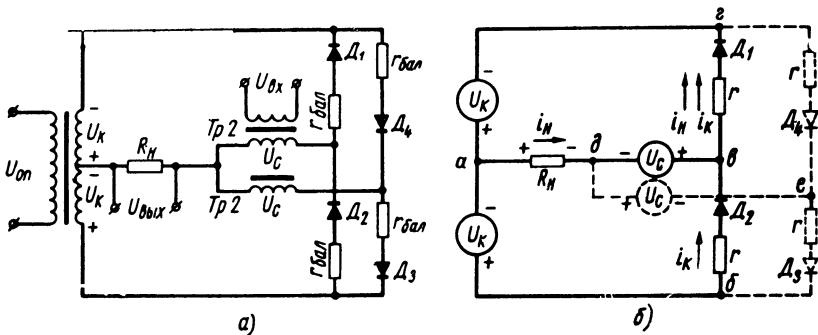


Рис. 7-12. Схемы двухполупериодного кольцевого демодулятора:
а — принципиальная; б — расчетная

нии мало, а в непроводящем равно бесконечности; 2) фазовый сдвиг между синусоидальными напряжениями входного сигнала U_c и коммутующего U_K равен 0 или 180° ; 3) сопротивлением вторичных обмоток входного и коммутующего трансформаторов пренебрегаем.

Принципиальная схема кольцевого демодулятора, работающего на нелинейную нагрузку, показана на рис. 7-12, а. В каждые полупериода эта схема может быть представлена схемой замещения (рис. 7-12, б). Пунктиром показана та часть схемы, по которой при данной полярности опорного напряжения не протекают токи, так как диоды D_3 и D_4 будут заперты. На этой схеме сопротивление $r = R_D + r_{бал}$, где R_D — сопротивление диода в проводящем направлении, а $r_{бал}$ — добавочное сопротивление, включаемое для ограничения коммутующего тока.

Из схемы, приведенной на рис. 7-12, б, видно, что ток i_k протекает только по внешней контуре $ab\bar{v}g$, а ток нагрузки — лишь в ее верхней половине. Для контура $a\bar{d}v\bar{g}a$ справедливо уравнение

$$U_{km} \sin \omega t + U_{cm} \sin \omega t = i_n R_n + r (i_k + i_n), \quad (7.7)$$

а для $ab\bar{v}ga$

$$U_{km} \sin \omega t = i_k r + \frac{1}{2} i_n r. \quad (7.8)$$

Подставляя уравнение (7.8) в (7.7), получаем

$$i_n = \frac{2U_{cm}}{2R_n + r} \sin \omega t. \quad (7.9)$$

Максимальное мгновенное значение тока в нагрузке I_{nm} будет при $\sin \omega t = 1$, т. е. $I_{nm} = \frac{2U_{cm}}{2R_n + r}$, а действующее значение

$$I_n = \frac{U_c}{R_n + \frac{r}{2}}. \quad (7.10)$$

Выражение (7.10) показывает, что ток в нагрузке, как и следовало ожидать, при $U_k > U_c$ не зависит от коммутирующего напряжения. Для определения минимально допустимой величины коммутирующего напряжения рассмотрим условия запираания диодов D_3 и D_4 .

Из контура $a\bar{d}v\bar{g}a$ видно, что в первый полупериод к диоду D_4 напряжение U_k прикладывается запирающей полярностью, а напряжения U_c и $U_n = I_n R_n$ отпирающей полярностью. Поэтому для запираания диода D_4 необходимо выполнение неравенства

$$U_k \geq U_c + I_n R_n. \quad (7.11)$$

Используя выражения (7.10) и (7.11), получим

$$U_k \geq U_c \frac{4R_n + r}{2R_n + r}. \quad (7.12)$$

Минимальное значение коммутирующего напряжения $U_{k \min}$ получим при равенстве

$$U_{k \min} = U_c \max \frac{4R_n + r}{2R_n + r}. \quad (7.13)$$

Если сопротивление нагрузки $R_n \gg r$, то

$$U_{k \min} = 2U_c \max. \quad (7.14)$$

При значении коммутирующего напряжения меньше $U_{\kappa \min}$ диод D_4 будет отперт, вследствие чего в контуре *адега* потечет ток источника сигнала, имеющий в нагрузке направление, обратное основному току i_n . Кроме того, часть входного тока, минуя сопротивление нагрузки, будет протекать через диоды D_1 и D_4 внутри контура *двзед*. В результате среднее значение выходного тока (напряжения) будет значительно меньше, чем при соблюдении неравенства (7. 12).

В контуре *адеба* к диоду D_3 прикладывается напряжение запирающей полярностью, равное

$$U_{be} = U_{\kappa} + U_c + I_n R_n \geq 4U_c. \quad (7. 15)$$

Таким образом, если выбором соответствующего значения U_{κ} (7. 12) обеспечено запирающее действие диода D_4 , то диод D_3 тем более будет заперт, но к нему прикладывается большое обратное напряжение, по величине которого при расчете подбирают диоды схемы, обеспечивая условие, чтобы допустимое обратное напряжение диода было больше U_{be} .

Наибольший ток, протекающий по диодам схемы I_{∂} , равен сумме коммутирующего тока I_{κ} и тока нагрузки I_n . На основании выражения (7. 10) и равенства $I_{\kappa} = \frac{U_{\kappa}}{r}$ имеем

$$I_{\partial \max} = \frac{U_{\kappa}}{r} + \frac{2U_c}{2R_n + r} \geq U_{c \max} \left(\frac{2}{r} + \frac{1}{2R_n + r} \right). \quad (7. 16)$$

Основным параметром, характеризующим работу демодуляторов, является коэффициент преобразования (передачи) α_{∂} , под которым понимают отношение среднего значения напряжения на нагрузке ($U_{0н} = I_{0н} R_n$) к действующему значению напряжения на половине вторичной обмотки входного трансформатора (U_c).

Введем обозначение $\frac{r}{R_n} = \beta_{\partial}$ и умножим обе части уравнения (7. 10) на R_n . После преобразований получим

$$\alpha_{\partial} = \frac{U_{0н}}{U_c} = \frac{2}{k_{\phi} (2 + \beta_{\partial})}, \quad (7. 17)$$

где $k_{\phi} = \frac{I_n}{I_{0н}}$ — коэффициент формы напряжения переменного сигнала (для синусоидального напряжения $k_{\phi} = 1,1$).

Выражение (7. 17) определяет коэффициент преобразования кольцевых демодуляторов, диоды которых имеют идеализирован-

ную вольт-амперную характеристику (см. рис. 7-1). Поэтому α_{∂} не зависит от отношения $\frac{U_c}{U_k}$.

В практических схемах из-за нелинейности вольт-амперной характеристики коэффициент преобразования зависит от отношения $\frac{U_c}{U_k}$. График зависимости $\frac{\alpha_{\partial}}{\alpha_{\partial \max}}$ от $\frac{U_c}{U_k}$ показан на рис. 7-13, где $\alpha_{\partial \max}$ — максимальный коэффициент передачи, определяемый из выражения (7.17) [46].

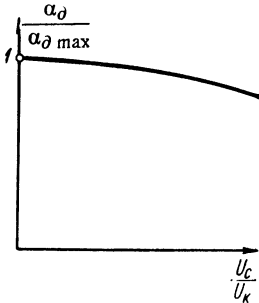


Рис. 7-13. Зависимость коэффициента передачи демодулятора от уровня входного сигнала

В процессе выпрямления сигнала в схеме демодулятора происходят потери мощности источника коммутирующего напряжения, а также потери мощности источника сигнала. Поэтому при расчете демодуляторов определяют к. п. д. по выпрямлению η_{θ} и по коммутации η_{κ} .

Под к. п. д. по выпрямлению (η_{θ}) понимают отношение мощности постоянной составляющей ($P_{0н} = I_{0н}^2 R_n$), выделяемой на нагрузку, к мощности, потребляемой от источника входного сигнала (без учета к. п. д. входного трансформатора) $P_c = U_c I_n$.

Таким образом, используя выражение (7.10), после преобразований получаем

$$\eta_{\theta} = \frac{P_{0н}}{P_c} = \frac{I_{0н}^2 R_n^2}{U_c I_n} = \frac{2}{k_{\phi}^2 (2 + \beta_{\partial})}, \quad (7.18)$$

где

$$\beta_{\partial} = \frac{r}{R_n}. \quad (7.19)$$

Под к. п. д. по коммутации η_{κ} понимают отношение мощности $P_{0н}$ к мощности, потребляемой от источника коммутирующего напряжения (без учета к. п. д. трансформатора) P_{κ} , т. е.

$$\eta_{\kappa} = \frac{P_{0н}}{P_{\kappa}} = \frac{I_{0н}^2 R_n}{2U_{\kappa}^2}. \quad (7.20)$$

Очевидно, что к. п. д. по коммутации будет тем больше, чем меньше U_{κ} . В то же время минимальное значение коммутирующего напряжения определяется равенством (7.13). Поэтому максималь-

ное значение к. п. д. по коммутации можно получить, используя выражения (7. 10), (7. 13), (7. 19) и (7. 20):

$$\eta_k = \frac{2\beta_\partial}{k_\phi^2 (4 + \beta_\partial)^2}. \quad (7. 21)$$

На рис. 7-14 представлены расчетные графики зависимости α_∂ , η_∂ , η_k от коэффициента β_∂ для случая преобразования синусоидального входного напряжения. Обычно β_∂ берут от 0,7 до 2, но при этом η_k весьма низкое [20].

Входное сопротивление демодулятора, приведенное к первичной обмотке входного трансформатора, равно

$$R_{вх} = \frac{R'_{вх}}{n_T^2},$$

где $n_T = \frac{U_c}{U_{вх}}$ — коэффициент трансформации входного трансформатора, а $R'_{вх} = \frac{U_c}{I_H} = R_H + \frac{r}{2}$.

В этом случае

$$R_{вх} = \left(R_H + \frac{r}{2}\right) \frac{1}{n_T^2} = \left(R_H + \frac{r}{2}\right) \left(\frac{U_{вх}}{U_c}\right)^2. \quad (7. 22)$$

Из этого выражения следует, что величина входного сопротивления зависит главным образом от R_H и $r_{бал}$, так как $r_{бал} \gg R_\partial$.

Входное сопротивление демодулятора, являясь нагрузкой датчика сигнала (в это понятие будем включать и предварительные каскады усилителя), оказывает влияние на уменьшение чувствительности и линейности статической характеристики датчика, поэтому $R_{вх}$ должно быть значительно больше выходного сопротивления датчика $R_{i\partial}$.

Требуемое соотношение между $R_{вх}$ и $R_{i\partial}$, т. е.

$$m_\partial = \frac{R_{вх}}{R_{i\partial}}, \quad (7. 23)$$

определяется аналитически [52] или берется из графика зависимости чувствительности датчика в функции отношения $\frac{R_{вх}}{R_{i\partial}}$, исходя из допустимого уменьшения чувствительности датчика

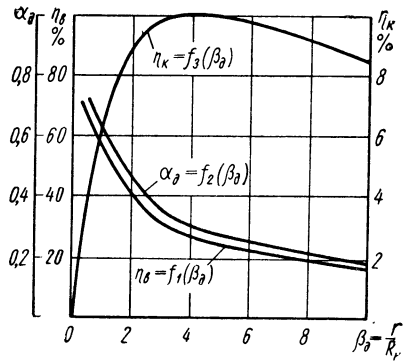


Рис. 7-14. Зависимость основных параметров кольцевого демодулятора от

$$\beta_\partial = \frac{r}{R_H}$$

в рассматриваемой схеме. Например, при $m_d = 10$ коэффициент чувствительности сельсинной синхронной связи уменьшается на 9%. Используя это положение, можно получить дополнитель-

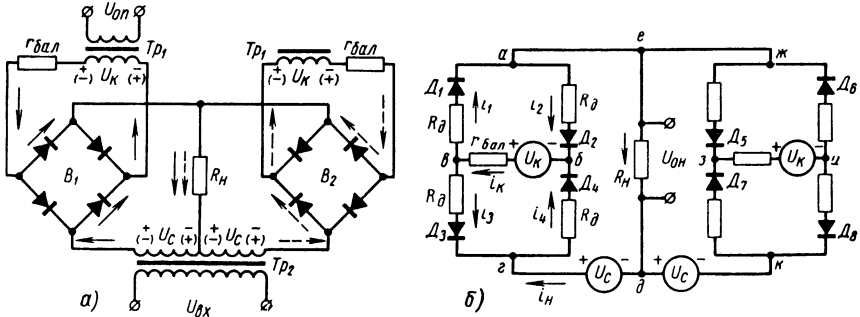


Рис. 7-15. Схемы демодулятора с двумя выпрямительными мостиками:
 а — принципиальная; б — расчетная

ное уравнение, связывающее β_d и R_n . Обозначим отношение выходного напряжения $U_{0н}$ к $U_{вх}$

$$\frac{U_{0н}}{U_{вх}} = \alpha_{дн}. \tag{7.24}$$

Тогда на основании выражений (7.22) — (7.24) получим

$$R_{вх} = m_d R_{iд} = \frac{2R_n}{\alpha_{дн}^2 k_\phi^2 (2 + \beta_d)}.$$

Отсюда

$$R_n = m_d R_{iд} k_\phi^2 \alpha_{дн}^2 \left(1 + \frac{\beta_d}{2} \right)$$

или

$$\beta_d = 2 \left(\frac{R_n}{m_d k_\phi^2 \alpha_{дн}^2 R_{iд}} - 1 \right). \tag{7.25}$$

Эти соотношения являются весьма полезными, особенно, когда сопротивление нагрузки R_n не является величиной заданной.

Рассмотрим работу и определим основные соотношения двухполупериодной схемы демодулятора на двух выпрямительных мостиках (рис. 7-15, а), построенного по структуре, представленной на рис. 7-8, а. При этом будем считать, что плечи обоих мостиков симметричны и $U_k > U_c$.

Если входной сигнал равен нулю ($U_{вх} = 0$), то в схему подается только коммутирующее напряжение, которое отпирает один мостик и запирает другой.

При мгновенной полярности, соответствующей первому полупериоду напряжения (полярность без скобок), выпрямительный мостик B_2 заперт, а B_1 отперт и по его плечам протекает ток i_k .

Во второй полупериод (полярность в скобках), наоборот, отперт мостик B_2 , а B_1 заперт. Контур нагрузки присоединен к диагоналям уравновешенных мостиков, поэтому ток коммутирующих обмоток по нагрузке не протекает.

При подаче входного напряжения ($U_{вх} \neq 0$) по нагрузке потечет ток в оба полупериода в одном направлении. Путь тока в первый полупериод показан сплошными стрелками, а во второй — пунктирными.

Изменение фазы входного сигнала на 180° приведет к изменению направления тока в нагрузке в оба полупериода.

При выводе аналитических зависимостей используем расчетную схему демодулятора, показанную на рис. 7-15, б.

Составляя уравнение напряжений для контуров $abвде$ и $abва$ и имея в виду, что $i_n = i_4 - i_3$, а $i_3 = i_2$, после преобразований получаем

$$i_n = \frac{U_{cm}}{R_n + R_d} \sin \omega t \quad \text{или} \quad I_n = \frac{U_c}{R_n + R_d}. \quad (7.26)$$

Из этого уравнения следует, что ток в нагрузке не зависит ни от коммутирующего напряжения U_k , ни от добавочного сопротивления $r_{баа}$ (при правильном выборе их величины).

Рассматривая контур $дежзик$, получаем условие запираания диодов D_5 и D_8

$$U_k \geq U_c + U_{0н}. \quad (7.27)$$

Если это неравенство не будет выполнено, то в указанной цепи будет течь ток от источника входного сигнала (U_c), что приведет к уменьшению выходного тока в нагрузке. Тогда на основании уравнений (7.26) и (7.27) в общем случае имеем

$$U_k \geq U_c \frac{2R_n + R_d}{R_n + R_d}. \quad (7.28)$$

Так как обычно $R_n \gg R_d$, то для получения максимальных значений α_d и η_d и линейности выходной характеристики, минимальное коммутирующее напряжение нужно брать равным

$$U_{k \min} = 2U_{c \max}. \quad (7.29)$$

Наибольшее обратное напряжение ($U_{добр}$), прикладываемое к диодам схемы, находится из контура $дежзик$ с учетом уравнений (7.26) и (7.29).

$$U_{добр \Sigma} = U_c + U_{0н} + U_k \approx 4U_c. \quad (7.30)$$

Полагая, что обратное сопротивление диодов D_6 и D_7 одинаково, можно считать, что к каждому из них прикладывается обратное напряжение

$$U_{\partial \text{обр}} \geq 2U_c. \quad (7.31)$$

Определим потребную величину балластного сопротивления $r_{\text{бал}}$, руководствуясь следующими соображениями. Если допустить, чтобы $I_\kappa = I_n$, то токи i_2 и i_3 будут равны нулю, а ток в нагрузке будет определяться уравнением

$$I_n = \frac{U_c + U_\kappa}{2R_\partial + r_{\text{бал}} + R_n}, \quad (7.32)$$

т. е. в этом случае он будет зависеть как от величины U_κ , так и от добавочного сопротивления $r_{\text{бал}}$. Поэтому необходимо выполнить условия

$$I_\kappa \text{ min} \geq I_n \text{ max}. \quad (7.33)$$

Минимальное значение I_κ при $U_c = 0$ будет равно

$$I_\kappa \text{ min} = \frac{U_\kappa}{R_\partial + r_{\text{бал}}}. \quad (7.34)$$

На основании выражений (7.26), (7.29) и (7.34) получим

$$r_{\text{бал}} \leq 2R_n + R_\partial. \quad (7.35)$$

Основные параметры, характеризующие работу демодулятора с двумя выпрямительными мостиками, определяются по той же методике, что и для кольцевой схемы демодулятора.

$$\left. \begin{aligned} \alpha_\partial &= \frac{1}{k_\phi (1 + \beta'_\partial)}; \\ \eta_\partial &= \frac{1}{k_\phi^2 (1 + \beta'_\partial)}; \\ \eta_\kappa &= \frac{1}{2k_\phi^2 (1 + \beta'_\partial)}; \\ R_{\text{ex}} &= (R_n + R_\partial) \frac{1}{n_T^2} = (R_n + R_\partial) \left(\frac{U_{\text{ax}}}{U_c} \right)^2, \end{aligned} \right\} \quad (7.36)$$

где $\beta'_\partial = \frac{R_\partial}{R_n}$.

Используя условие (7.23) и равенство (7.24), можно так же, как и для кольцевого демодулятора, получить из уравнений (7.36)

$$R_n = m_\partial R_{\partial} k_\phi^2 \alpha_{\partial n}^2 (1 + \beta'_\partial). \quad (7.37)$$

Уравнения (7. 36) и (7. 37) показывают, что все основные параметры данного демодулятора являются функцией коэффициента $\beta'_d = \frac{R_d}{R_n}$ и для $k_\phi = 1,1$ имеют вид, представленный на рис. 7-16.

По аналогичной методике могут быть получены параметры других типов двухполупериодных демодуляторов.

Из рис. 7-16 и уравнений (7. 36) видно, что параметры схемы демодулятора с двумя выпрямительными мостиками (см. рис. 7-15, а) лучше параметров схемы кольцевого демодулятора (см. рис. 7-12, а). Вместе с тем, как было указано выше, схемы с выпрямительными мостиками термонестабильны; кроме того, в них используется вдвое больше диодов по сравнению со всеми другими схемами двухполупериодных демодуляторов.

При проектировании демодуляторов возможны различные варианты порядка расчета схем в зависимости от исходных данных. Практически во всех случаях являются заданными: 1) со стороны входа в демодулятор напряжение и коэффициент формы преобразуемого сигнала ($U_{вх}$, k_ϕ), выходное сопротивление датчика сигнала ($R_{ид}$), а также зависимость коэффициента чувствительности и линейности статической характеристики датчика от сопротивления нагрузки, включаемой на выходе (m_d);

2) со стороны выхода потребное выходное напряжение $U_{он}$ при максимальном входном сигнале, а также сопротивление нагрузки R_n или порядок потребной выходной мощности демодулятора.

В результате расчета необходимо выбрать все элементы схемы и определить выходные параметры демодулятора.

Пример. Рассмотрим порядок расчета демодулятора (см. рис. 7-12) на числовом примере, взяв за исходное следующие данные:

1. Со стороны входа в демодулятор:
 - а) максимальный входной сигнал с напряжением $U_{вх\ max} = 36$ в и частотой 400 гц;
 - б) коэффициент формы напряжения сигнала $k_\phi = 1,1$;
 - в) исходя из допустимой потери чувствительности датчика сигнала $m_d = 10$;
 - г) выходное сопротивление датчика $R_{ид} = 1$ ком.
2. Со стороны выхода демодулятора:
 - а) потребное выходное напряжение, равно $U_{он\ max} = 27$ в;

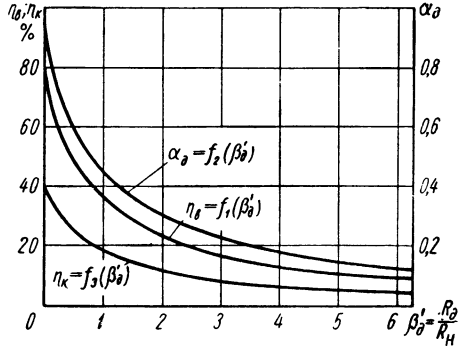


Рис. 7-16. Зависимость основных параметров демодулятора с двумя выпрямительными мостиками от $\beta'_d = \frac{R_d}{R_n}$

б) сопротивление нагрузки $R_n = 10 \text{ ком.}$

3. Дополнительные данные: напряжение источника питания $U_{0н} = 115 \text{ в}$ с частотой 400 гц.

Можно рекомендовать следующую примерную методику расчета.

1. По формулам (7. 24) и (7. 25) определяем

$$\alpha_{\partial н} = \frac{U_{0н}}{U_{0х}} = \frac{27}{36};$$

$$\beta_{\partial} = 2 \left(\frac{R_n}{m_{\partial} k_{\phi}^2 \alpha_{\partial н}^2 R_{i\partial}} - 1 \right) = 2 \left(\frac{10 \cdot 6}{10 \cdot 1,21 \cdot 9 \cdot 10} - 1 \right) = 0,94.$$

2. Находим r из выражения (7. 19):

$$r = \beta_{\partial} R_n = 10 \cdot 0,94 = 9,4 \text{ ком.}$$

Затем округляем r до ближайшего меньшего стандартного значения, т. е. берем $r = 9,1 \text{ ком.}$

Уточняем значение

$$\beta_{\partial} = \frac{r}{R_n} = \frac{9,1}{10} = 0,91.$$

3. По рис. 7. 14 находим для $\beta_{\partial} = 0,91$

$$\alpha_{\partial} = 0,65; \quad \eta_{\theta} = 0,59; \quad \eta_{\kappa} = 0,059.$$

4. Рассчитываем входную цепь:

определяем

$$U_{c \text{ max}} = \frac{U_{0н \text{ max}}}{\alpha_{\partial}} = \frac{27}{0,65} = 41,8 \text{ в;}$$

находим коэффициент трансформации входного трансформатора

$$\eta_{т1} = \frac{U_{c \text{ max}}}{U_{0х}} = \frac{41,8}{36} = 1,21;$$

определяем максимальный ток в нагрузке

$$I_{0н} = \frac{I_{\kappa}}{k_{\phi}} = \frac{U_{c \text{ max}}}{k_{\phi} \left(R_n + \frac{r}{2} \right)} = \frac{41,8}{1,1 (10 + 4,55) 10^3} = 2,63 \text{ ма}$$

и максимальную мощность, потребляемую от источника сигнала:

$$P_{\theta} = \frac{P_{0н \text{ max}}}{\eta_{\theta}} = \frac{U_{0н \text{ max}} I_{0н \text{ max}}}{\eta_{\theta}} = \frac{27 \cdot 2,63}{0,59 \cdot 10^3} = 0,12 \text{ вт.}$$

5. Рассчитываем цепь коммутации:

находим минимальное значение коммутирующего напряжения на основании выражения (4. 13)

$$U_{\kappa \text{ min}} = U_{c \text{ max}} \frac{4 + \beta_{\partial}}{2 + \beta_{\partial}} = 41,8 \frac{4 + 0,91}{2 + 0,91} = 70,3 \text{ в}$$

и принимаем $U_{\kappa} = 71 \text{ в;}$

определяем коэффициент трансформации коммутирующего трансформатора

$$n_{т2} = \frac{U_{\kappa}}{U_{он}} = \frac{71}{115} = 0,617;$$

находим максимальный ток, протекающий по вторичной обмотке коммутирующего трансформатора,

$$I_{\kappa \max} = \frac{U_{\kappa}}{r} + I_{\kappa} = \frac{71}{9,1 \cdot 10^3} + \frac{41,8}{(10 + 4,55) 10^3} = 10,6 \text{ ма}$$

и определяем мощность, потребляемую от источника коммутирующего напряжения,

$$P_{\kappa} = \frac{P_{он}}{\eta_{\kappa}} = \frac{27 \cdot 2,63}{0,059 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ вт.}$$

6. Выбираем тип вентиля и величину добавочного сопротивления: находим максимальное амплитудное обратное напряжение, прикладываемое к диодам,

$$U_{добр} = U_{\kappa m} + U_{\sigma m} + U_{он} = 1,41 (71 + 41,8) + 27 = 186 \text{ в}$$

и максимальный ток, протекающий по диодам,

$$I_{\partial \max} = I_{\kappa \max} = 10,6 \text{ ма.}$$

По значению $U_{добр}$ и $I_{\partial \max}$ выбираем диод типа Д7Г

$$U_{обр. доп} = 200 \text{ в; } I_{\partial} = 300 \text{ ма; } R_{\partial} = 1,67 \text{ ом}$$

и определяем величину добавочного сопротивления

$$r_{бал} = r - R_{\partial} = 9100 - 1,67 \approx 9,1 \text{ ком.}$$

7. На основании данных пп. 4 и 5 производим конструктивный расчет входного и коммутирующего трансформаторов.

7. 4. Преобразователи постоянного напряжения в переменное на неуправляемых нелинейных элементах

Схемы преобразователей медленно изменяющегося напряжения в переменное заданной частоты могут быть реверсивными и не-реверсивными ¹.

В нереверсивных преобразователях такого назначения фаза выходного напряжения остается неизменной при любой полярности входного постоянного напряжения.

В реверсивных преобразователях постоянного напряжения, называемых кратко модуляторами, фаза выходного переменного напряжения изменяется на 180° при изменении полярности преобразуемого напряжения, а амплитуда выходного напряжения пропорциональна величине постоянного напряжения.

¹ Колосов С. П. Элементы авиационных автоматических устройств М., Оборонгиз, 1963.

Нереверсивные преобразователи применяются в системах автоматического управления очень редко, поэтому подробно рассмотрим только схемы модуляторов. Модуляторы могут быть однополупериодные или двухполупериодные. В однополупериодных схемах ток в нагрузке протекает в один полупериод, а в двухполупериодных в оба полупериода опорного напряжения.

По структуре построения схемы модуляторов подобны схемам демодуляторов. При этом большинство схем демодуляторов можно преобразовать в схемы модуляторов простой заменой входа и вы-

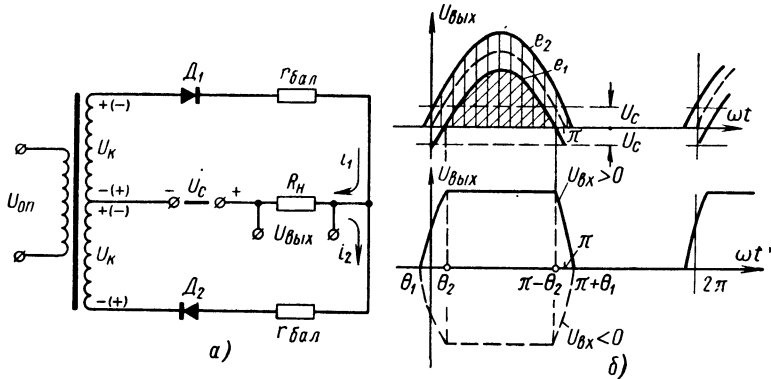


Рис. 7-17. Однополупериодный модулятор:
а — схема; б — кривые изменения напряжений

хода, т. е. подавать входной сигнал на сопротивление нагрузки демодулятора, а трансформатор входного сигнала превратить в выходной трансформатор модулятора [46].

Структура схем модуляторов зависит от типа связи его с нагрузкой (трансформаторная или бестрансформаторная), а также от характера нагрузки (дифференциальная или недифференциальная).

В большинстве случаев на выходе модулятора ставится трансформатор, во вторичную обмотку которого включается нагрузка.

Однополупериодные схемы модуляторов полностью совпадают с однополупериодными схемами демодуляторов (см. рис. 7-3), за исключением варианта схемы, показанной на рис. 7-3, б, которая для модуляторов непригодна.

Принцип работы однополупериодного модулятора, построенного по структурной схеме (см. рис. 7-3, а), рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 7-17, а.

В первом полупериоде опорного напряжения при входном сигнале U_c , равном нулю, выпрямители D_1 и D_2 открыты и по плечам нагрузки текут одинаковые по величине, но противоположные

по направлению токи i_1 и i_2 , которые создают на нагрузке падение напряжений $e_1 = i_1 R_H$ и $e_2 = i_2 R_H$. Так как $i_1 = i_2 = i_0$, то и $e_1 = e_2 = e_0$, а выходное напряжение $U_{\text{вых}} = e_2 - e_1 = 0$.

Если подать на вход модулятора входной сигнал $U_c \neq 0$, то при полярности напряжений, показанных на схеме, ток i_2 становится больше, а i_1 меньше тока i_0 . В этом случае выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = e_2 - e_1 = R_H (i_2 - i_1).$$

При этом полярность выходного напряжения определяется полярностью большего по величине напряжения ($e_2 > e_1$). Кривые изменения e_1 , e_2 и $U_{\text{вых}}$ во времени показаны на рис. 7-17, б.

Во втором полупериоде опорного напряжения диоды запираются, а выходное напряжение будет малой величины и пропорционально разности обратных токов диодов

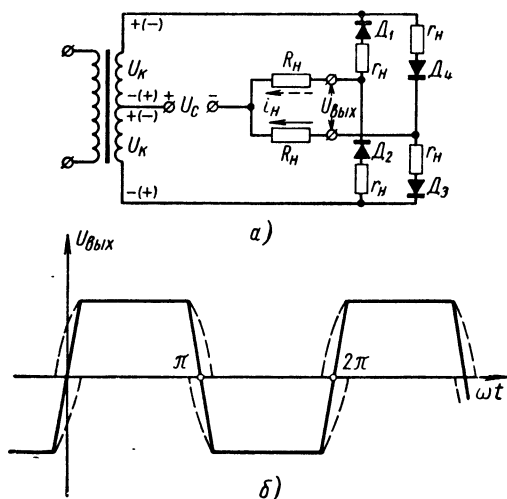


Рис. 7-18. Двухполупериодный модулятор:

а — схема; б — график изменения выходного напряжения

С изменением полярности U_c изменяется и полярность импульса выходного напряжения, а значит и фаза первой гармоники.

Как видно из рис. 7-17, б на выходе однополупериодного модулятора появляется напряжение сложной формы (близкой к трапециoidalной), содержащей постоянную составляющую, четные и нечетные гармоники.

Обычно на выходе модулятора устанавливаются фильтры, с помощью которых выделяется первая гармоника, а остальные,

по возможности, подавляются. Простейшим фильтром может быть емкость, включаемая параллельно нагрузке, первичной или вторичной обмотке выходного трансформатора.

Основным параметром модулятора является коэффициент преобразования (коэффициент передачи), под которым понимают отношение амплитуды первой гармоники выходного напряжения (U_{m1}) к величине входного напряжения $U_{вх}$, т. е.

$$\alpha_m = \frac{U_{m1}}{U_{вх}}.$$

Однополупериодный модулятор имеет весьма малый коэффициент преобразования, большую постоянную составляющую и значительные амплитуды высших гармоник. Поэтому однополупериодные модуляторы на диодах применяются редко.

Более широкое распространение получили двухполупериодные схемы модуляторов. Структурные схемы этих модуляторов подобны двухполупериодным демодуляторам (см. рис. 7-7, 7-8; 7-10, 7-11).

На примере схемы, приведенной на рис. 7-18, *а*, имеющей наибольшее распространение, рассмотрим принцип работы и основные параметры двухполупериодного модулятора.

Схема замещения в каждом полупериоде ее работы представляет собой рассмотренный однополупериодный модулятор (см. рис. 7-17, *а*).

При отсутствии входного сигнала ($U_c = 0$) выходное напряжение также равно нулю, причем коммутирующее напряжение попарно отпирает и запирает диоды D_1 , D_2 и D_3 , D_4 , но ток коммутирующих обмоток в нагрузке не протекает.

При входном сигнале, отличном от нуля и имеющем полярность, показанную на схеме, выходное напряжение будет иметь вид, представленный на рис. 7-18, *б*. Разложив эти колебания (в каждый полупериод отдельно) в ряд Фурье и просуммировав, получим лишь нечетные гармоники, амплитуда которых быстро убывает с возрастанием их номера.

График изменения выходного напряжения будет иметь вид, показанный на рис. 7-18, *б*, лишь в том случае, если сопротивление нагрузки R_n сравнительно велико по отношению к выходному сопротивлению источника постоянного сигнала $R_{i\partial}$ и внутреннему сопротивлению диодов R_∂ . Только при этом можно считать, что работа однополупериодных модуляторов не зависит друг от друга в течение всего периода [46]. Коэффициент передачи двухполупериодного модулятора в 2 раза больше однополупериодного.

8 ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП И ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМАХ УСИЛИТЕЛЕЙ- ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

8. 1. Статический режим работы и параметры электронных ламп при переменном анодном питании

При переменном анодном питании управлять анодным током лампы (рис. 8-1) можно, подавая на сетку напряжение от источника переменной э. д. с. (сокращенно будем называть переменным сигналом), от источника постоянной э. д. с. (постоянный сигнал), или одновременно подавая напряжение от источников постоянной и переменной э. д. с. В этом режиме работы лампы анодный ток протекает только в положительные полупериоды напряжения на аноде.

Зная паспортные характеристики лампы и учитывая то обстоятельство, что в каждое мгновение величина анодного тока пропорциональна напряжению на аноде и сетке, можно построить графически импульс анодного тока. Такое построение проведено на рис. 8-1 при разных сочетаниях напряжений на сетке лампы.

Действие переменного сигнала E_g при $\varphi = \pi$ на изменение анодного тока равносильно уменьшению анодного напряжения на величину μE_g , поэтому построение ведется по полуволне синусоиды эквивалентного анодного напряжения $E_{as} = E_a - \mu E_g$.

Из графиков рис. 8-1 видно, что при отсутствии сигнала на сетке лампы (кривая 1) или при одном переменном сигнале (кривая 2) длительность импульса анодного тока равна половине периода анодного напряжения, а в остальных случаях (кривые 3 и 4) всегда меньше.

В общем случае переменное напряжение на сетке лампы может быть сдвинуто по отношению к анодному на угол φ , который лежит в пределах от 0 до $\pm\pi$.

В схемах преобразователей наиболее часто сдвиг фазы φ между анодным и сеточным напряжениями равен нулю или 180° . Выражения для мгновенного значения анодного тока может быть получено, если в уравнение идеализированной анодной характеристики [53]

$$i_a = \frac{1}{R_t} (U_a + \mu U_{g\Sigma} + U_0) \quad (8.1)$$

подставить значения

$$U_a = E_a = E_{am} \sin \omega t;$$

$$U_{g\Sigma} = E_g + U_g = E_{gm} \sin(\omega t + \varphi) + U_g = \pm E_{gm} \sin \omega t + U_g,$$

где плюс соответствует $\varphi = 0$, а минус $\varphi = \pi$ (значение U_0 см. в п. 3.3).

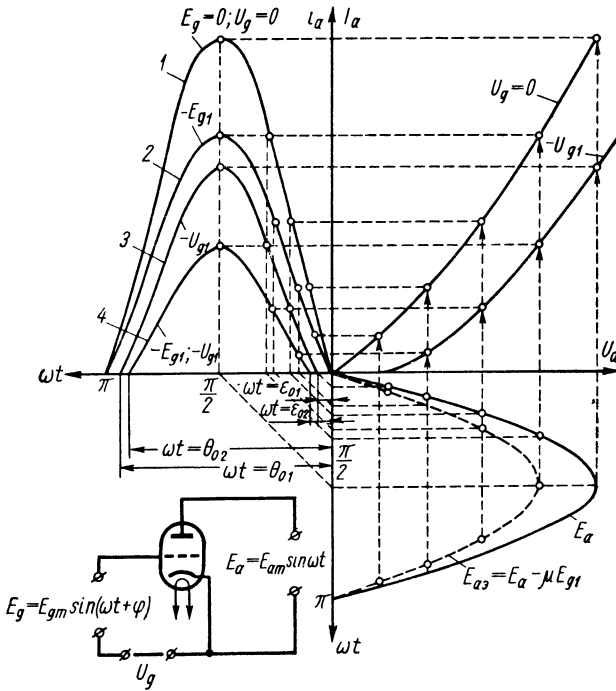


Рис. 8-1. Построение импульсов анодного тока лампы в статическом режиме

Тогда

$$i_a = \frac{E_{am}}{R_i} \sin \omega t \pm \frac{\mu E_{gm}}{R_i} \sin \omega t - \frac{1}{R_i} (U_0 - \mu U_g). \quad (8.2)$$

Из этого уравнения видно, что при питании анодной цепи от источника переменной э. д. с. лампа приобретает свойство фазовой чувствительности. Оно состоит в том, что величина анодного тока в лампе зависит не только от амплитудного значения переменного напряжения на сетке, но и от сдвига фазы между анодным и сеточным напряжением, причем при совпадении фазы ($\varphi = 0$) анодный ток увеличивается на величину $\mu E_{gm} \sin \omega t$, а при несовпадении ($\varphi = \pi$) уменьшается на эту же величину.

Из выражения (8. 2) видно, что импульс анодного тока получается как алгебраическая сумма трех составляющих

$$i_a' = \frac{E_{am}}{R_i} \sin \omega t; \quad i_a'' = \pm \frac{\mu E_{gm}}{R_i} \sin \omega t;$$

$$i_a''' = -\frac{1}{R_i} (U_0 - \mu U_g).$$

На основании этих уравнений и выражения (8. 2) достаточно просто строятся графически импульсы анодного тока для всех возможных сочетаний напряжений на сетке лампы (рис. 8-2).

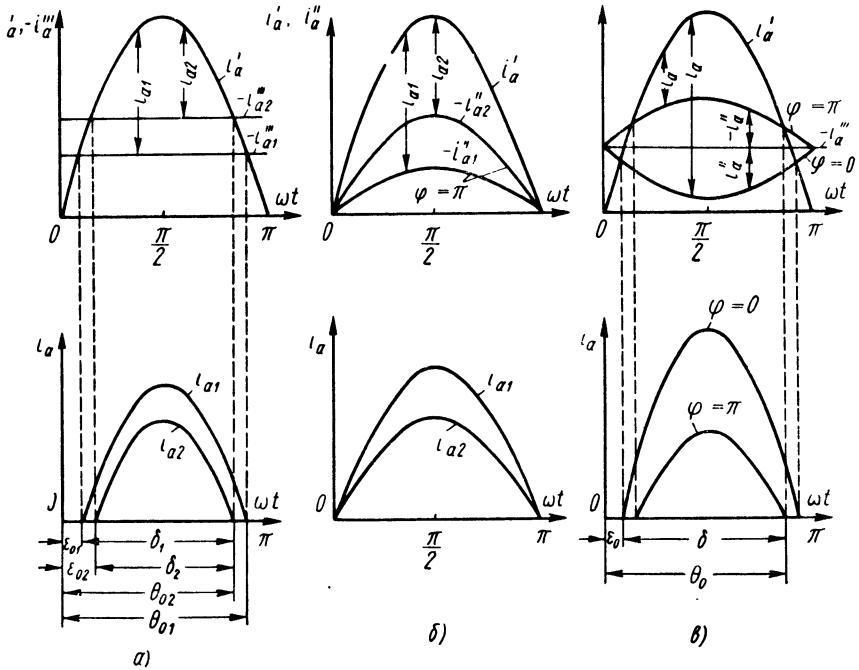


Рис. 8-2. Построение импульса анодного тока при:
 а - $U_{g\Sigma} = U_g$; б - $U_{g\Sigma} = E_g$; в - $U_{g\Sigma} = U_g + E_g$

При построении импульса анодного тока при действии одного переменного напряжения на сетке, подаваемого в противофазе с анодным (рис. 8-2, б), составляющей $i_a''' = -\frac{U_0}{R_i}$ пренебрегли ввиду ее малой величины.

Введем следующие обозначения: угол $\omega t = \varepsilon$, соответствующий моменту отпирания лампы, будем называть *углом отсечки*

отпирания, а угол $\omega t = \theta$, соответствующий моменту запирания лампы, — углом отсечки запираания.

В статическом режиме углы отсечки обозначим через ε_0 и θ_0 и назовем их статическими углами отсечки анодного тока. Нетрудно видеть, что статический угол отсечки запираания $\theta_0 = \pi - \varepsilon_0$ (рис. 8-2).

Углы отсечки легко определить аналитически из уравнения (8. 2), если использовать условие, что при $\omega t = \varepsilon_0$ и $\omega t = \theta_0$ анодный ток равен нулю. При этом получим

$$\sin \varepsilon_0 = \sin \theta_0 = \frac{U_0 - \mu U_g}{E_{am} \pm \mu E_{gm}}, \quad (8. 3)$$

откуда

$$\varepsilon_0 = \arcsin \frac{U_0 - \mu U_g}{E_{am} \pm \mu E_{gm}}. \quad (8. 4)$$

Среднее значение анодного тока определяется, как площадь импульса анодного тока, деленная на период $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

$$I_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varepsilon_0}^{\theta_0 = \pi - \varepsilon_0} i_a d\omega t. \quad (8. 5)$$

Из выражения (8. 3) следует равенство $U_0 - \mu U_g = (E_{am} \pm \mu E_{gm}) \sin \varepsilon_0$, с учетом которого на основании выражений (8. 2) и (8. 5) после интегрирования и преобразования находим

$$I_{cp} = \frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{\pi R_t} \left[\cos \varepsilon_0 - \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_0 \right) \sin \varepsilon_0 \right]. \quad (8. 6)$$

Заменяя $E_{am} = \sqrt{2} E_a$ и $E_{gm} = \sqrt{2} E_g$ и вводя обозначение

$$K_R = \cos \varepsilon_0 - \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_0 \right) \sin \varepsilon_0, \quad (8. 7)$$

получим выражение для среднего значения анодного тока в статическом режиме

$$I_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a \pm \mu E_g}{R_t} K_R. \quad (8. 8)$$

Величина K_R представляет собой тригонометрическую функцию, зависящую от ε_0 . Построение графика $K_R = f(\sin \varepsilon_0)$ (рис. 8-3) не составляет труда и не связано с каким-либо типом лампы или режимом ее работы; использование этого графика ускоряет аналитическое определение I_{cp} . Для заданного режима работы лампы из уравнения (8. 3) находится величина $\sin \varepsilon_0$,

по графику рис. 8-3 определяется соответствующее значение K_R и на основании выражения (8. 8) — величина I_{cp} . Таким образом, можно построить сеточные характеристики лампы при переменном питании, т. е. зависимость среднего значения анодного тока от напряжения на сетке [52].

На рис. 8-4, а представлено сеточные характеристики лампы при действии в цепи сетки постоянного напряжения, т. е. $I_{cp} = f(U_g)$ при $E_a = \text{const}$ и $E_g = 0$. Для сравнения пунктиром изображены соответствующие этим режимам сеточные характеристики при постоянном анодном питании.

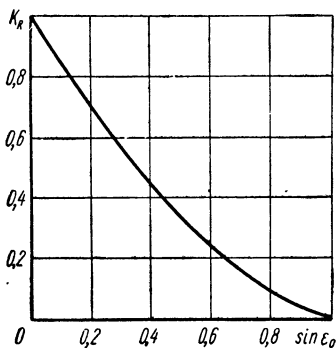
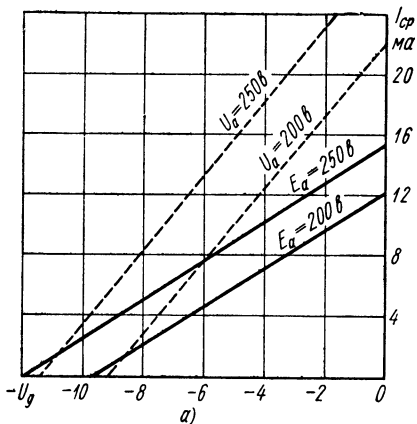


Рис. 8-3. Зависимость коэффициента K_R от статического угла отсечки анодного тока

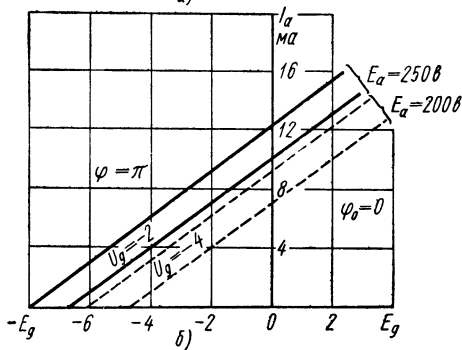


Рис. 8-4. Зависимость среднего значения анодного тока от напряжения на сетке

На рис. 8-4, б показана зависимость среднего значения анодного тока в функции переменного напряжения на сетке при $U_g = -2$ и -4В .

При наличии отрицательного постоянного напряжения в цепи сетки переменное напряжение можно подавать как в фазе, так и в противофазе с анодным напряжением. Величина амплитуды переменного сигнала E_{gm} , подаваемого в фазе с анодным напряжением, не должна превышать напряжения постоянного сигнала ($E_{gm} \leq U_g$).

Крутизну сеточной характеристики лампы при переменном анодном питании можно получить из уравнения (8. 6), если взять частные производные от среднего значения тока по соответствующему сигналу.

Крутизна сеточной характеристики лампы по постоянному сигналу, т. е. $S_{\approx} = \frac{\partial I_{cp}}{\partial U_g}$ при $E_a = \text{const}$ и $E_g = \text{const}$, определяется на основании выражений (8. 3), (8. 4) и (8. 6):

$$S_{\approx} = S \left(\frac{1}{2} - \frac{\varepsilon_0}{\pi} \right). \quad (8. 9)$$

При малых значениях постоянного напряжения на сетке угол отсечки отпираания (ε_0) имеет небольшую величину; следовательно, можно считать, что $S_{\approx} \leq \frac{S}{2}$.

Крутизна сеточной характеристики лампы по переменному сигналу, т. е. $S_{\approx} = \frac{\partial I_{cp}}{\partial E_g}$ при неизменном или нулевом постоянном сигнале, получается подобным образом:

$$S_{\approx} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\mu}{R_i} \cos \varepsilon_0 = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} S \cos \varepsilon_0. \quad (8. 10)$$

При небольших значениях постоянного сигнала угол отсечки ε_0 имеет малую величину и $\cos \varepsilon_0$ будет близок к единице; следовательно,

$$S_{\approx} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} S = \frac{S}{2,22}.$$

Сравнивая влияние сеточного и анодного напряжений на мгновенное значение анодного тока, нетрудно видеть, что коэффициент усиления лампы при постоянном или переменном сигнале и переменном анодном напряжении будет таким же, как при постоянном анодном питании.

При переменном анодном питании и управлении током лампы от источника постоянного напряжения коэффициент усиления лампы можно определить как отношение изменения среднего значения анодного напряжения к изменению постоянного напряжения на сетке при $I_{cp} = \text{const}$, т. е. $\mu_{\approx} = \left(\frac{\partial E_{a\text{cp}}}{\partial U_g} \right)_{I_{cp}=\text{const}}$.

Так как $E_{a\text{cp}} = I_{cp}R_i$, то, учитывая выражение (8. 9), получим

$$\mu_{\approx} = \frac{\partial (I_{cp}R_i)}{\partial U_g} = R_i S_{\approx}$$

или

$$\mu_{\approx} = \mu \left(\frac{1}{2} - \frac{\varepsilon_0}{\pi} \right).$$

Рассуждая аналогичным образом, получим коэффициент усиления лампы по переменному сигналу

$$\mu \approx = R_i S \approx = \frac{\mu}{2,22} \cos \epsilon_0.$$

В электронных устройствах автоматики между анодным и сеточным напряжениями практически всегда имеет место сдвиг по фазе, который обусловлен фазовыми искажениями в трансформаторах, питающих анодную и сеточную цепь, фазовыми искажениями в синхронной связи, собранной на сельсинах, магнесинах, вращающихся трансформаторах и др., а также сдвигом фаз в цепях связи предшествующих каскадов усилителя переменного тока.

Определим, как влияет сдвиг фазы φ на среднее значение анодного тока. Для простоты графического и аналитического анализа рассмотрим случай, когда на сетку лампы подается только переменное напряжение. При этом можно считать, что угол отсечки отпираания анодного тока $\epsilon = \epsilon_0 = 0$, а угол отсечки запираания $\theta = \theta_0 = \pi$. Тогда среднее значение анодного тока

$$I_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_a d\omega t. \tag{8. 11}$$

Если пренебречь величиной $\frac{U_0}{R_i}$, то уравнение (8. 2) при $U_g = 0$ будет иметь вид

$$i_a = \frac{E_{am}}{R_i} \sin \omega t + \frac{\mu E_{gm}}{R_i} \sin (\omega t + \varphi). \tag{8. 12}$$

Подставляя уравнение (8. 12) в выражение (8. 11) и интегрируя его в указанных пределах, получим

$$I_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a + \mu E_g \cos \varphi}{R_i}. \tag{8. 13}$$

Выражение (8. 13) позволяет построить зависимость $I_{cp} = f(\varphi)$ при постоянной амплитуде напряжения на сетке (рис. 8-5).

С изменением угла φ от 0 до $\pm 2\pi$ среднее значение анодного тока меняется от максимальной величины $I_{cp \max}$ до минимального значения $I_{cp \min}$. При небольшом угле сдвига фазы (до $\varphi = = 10 \div 12^\circ$) I_{cp} практически мало изменяется, так как при этих углах $\cos \varphi$ близок к единице ($\cos 10^\circ = 0,985$).

Из графика рис. 8-5 и уравнения (8. 13) видно, что при углах сдвига фазы $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ среднее значение анодного тока будет таким же, как и при отсутствии сигнала на сетке, т. е. лампа не реагирует на сигнал, сдвинутый на $\frac{\pi}{2}$.

Влияние сдвига фазы между анодным и сеточным напряжениями на среднее значение анодного тока при подаче на сетку лампы одновременно постоянного и переменного напряжений качественно и количественно аналогично влиянию сдвига фаз при подаче одного переменного сигнала (этот случай подробно проанализирован в работе [52]).

Все рассмотренное выше относится к трехэлектродной лампе. Пентод и лучевой тетрод имеют ряд преимуществ по сравнению с триодом, главными из которых являются большое значение кру-

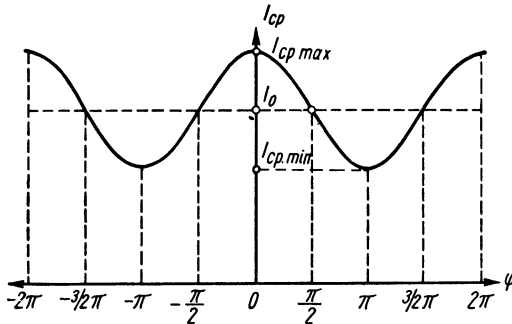


Рис. 8-5. Зависимость среднего значения анодного тока от угла сдвига фазы φ

тизны, коэффициента усиления и внутреннего сопротивления лампы. Но для этих типов ламп при питании анодов от источника переменной э. д. с. возникает затруднение в правильном выборе напряжения, питающего экранную сетку.

Если напряжение на экранной сетке выбрать постоянным, то в течение части положительного полупериода и особенно в отрицательный полупериод анодного напряжения текут большие экранные токи, во много раз превышающие допустимую величину. Это приводит к разрушению экранной сетки и выводу из строя лампы. Следовательно, при переменном анодном питании на экранные сетки необходимо подавать также переменное напряжение, которое должно совпадать по частоте и фазе с анодным напряжением.

Однако, как показали экспериментальные исследования [52], величину переменного напряжения на экранной сетке нельзя брать больше определенного предела $E_{g2 \text{ н.г.д.}}$, различного для каждого типа ламп. При значении E_{g2} , близком к величине $E_{g2 \text{ н.г.д.}}$, появляются импульсы обратного тока с катода на экранную сетку. Если напряжение на экранной сетке выше предельного, то импульсы обратного тока быстро увеличиваются, и через некоторое

время лампа выходит из строя из-за разрушения катода. Величина $E_{g^2 \text{ пред}}$ для каждого типа ламп определяется экспериментально (для лампы 6П6 $E_{g^2 \text{ пред}} = 230 \div 250$ в).

С уменьшением напряжения на экранной сетке мощность, отдаваемая пентодом или лучевым тетродом в нагрузку, сильно уменьшается. Поэтому выгодно напряжение экранной сетки брать как можно больше, для чего в большинстве случаев ее питают переменным напряжением, действующее значение которого равно по величине рекомендуемому паспортом лампы для постоянного анодного питания. Это напряжение подается на сетку через полупроводниковый или ламповый выпрямитель только в положительный полупериод анодного напряжения.

Уравнение для мгновенного значения анодного тока пентодов (лучевых тетродов) имеет вид

$$i_a = \frac{1}{R_i} (E_{am}^* \sin \omega t \pm \mu E_{g1 m} \sin \omega t + \mu U_g),$$

где

$$E_{am}^* = E_{am} + \frac{\mu}{\mu_{21}} E_{g^2 m}; \quad (8.14)$$

здесь μ_{21} — коэффициент усиления управляющей сетки по отношению к экранной сетке, т. е. $\mu_{21} = \frac{\partial U_{g^2}}{\partial U_{g1}}$ при $E_a = \text{const}$ и $I_{cp} = \text{const}$, причем μ_{21} — величина постоянная для каждого типа ламп и практически мало зависящая от напряжения на управляющей сетке (для лампы 6П6С $\mu_{21} = 9 \div 11$, для 6ПЗС $\mu_{21} = 8$).

Углы отсечки анодного тока ϵ_0^* и θ_0^* определяются из выражения

$$\sin \epsilon_0^* = \sin \theta_0^* = \frac{-\mu U_g}{\sqrt{2} (E_a^* \pm \mu E_{g1})}. \quad (8.15)$$

Уравнение для среднего значения анодного тока имеет вид

$$I_{cp}^* = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a^* \pm \mu E_g}{R_i} K_R^*, \quad (8.16)$$

где

$$K_R^* = \cos \epsilon_0^* - \left(\frac{\pi}{2} - \epsilon_0^* \right) \sin \epsilon_0^*. \quad (8.17)$$

Значение K_R^* можно определить по графику (рис. 8-3), если брать $K_R = K_R^*$ для соответствующего $\sin \epsilon_0 = \sin \epsilon_0^*$. Коэффициент усиления и крутизна сеточной характеристики пентода и лучевого тетрода по переменному и постоянному сигналу определяются по тем же уравнениям, что и для триода.

В пентодах и лучевых тетрадах при переменном анодном питании так же, как и при постоянном питании, анодный ток определяется в основном напряжением на экранной и управляющей сетках и очень мало зависит от напряжения на аноде, что видно из уравнения (8. 14), где

$$E_{am} \ll \frac{\mu}{\mu_{21}} E_{g2m}.$$

8. 2. Динамический режим работы электронной лампы при переменном анодном питании

Рассмотрим общий случай динамического режима работы лампы, когда анодная нагрузка представляет собой комплексное сопротивление Z_H , а на сетку лампы подаются одновременно переменный и постоянный сигналы (рис. 8-6). В этой схеме

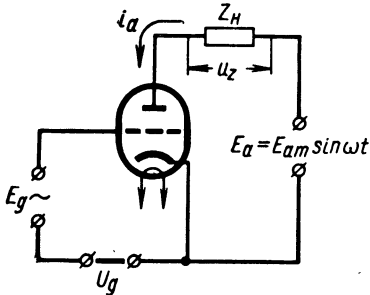


Рис. 8-6. Принципиальная схема усилительного каскада

$$U_a = E_a - u_z = E_{am} \sin \omega t - u_z,$$

$$U_{g\Sigma} = E_g + U_g = \\ = \pm E_{gm} \sin \omega t + U_g;$$

следовательно, уравнение мгновенного значения анодного тока (8. 1) примет вид

$$i_a = \frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{R_i} \sin \omega t - \\ - \frac{U_0 - \mu U_g}{R_i} - \frac{u_z}{R_i}. \quad (8. 18)$$

При любом типе нагрузки при переменном анодном питании ток через лампу протекает в виде импульсов только в течение части периода с углами отсечки ϵ и θ . С точки зрения инженерного расчета средний ток в нагрузке I_H можно принять равным среднему току, текущему через лампу I_a .

Среднее значение анодного тока за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$ равно

$$I_a = I_H = \frac{1}{2\pi} \int_{\epsilon}^{\theta} i_a d\omega t. \quad (8. 19)$$

После подстановки выражения (8. 18) в уравнение (8. 19) и интегрирования получим

$$I_a = \frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{2\pi R_i} (\cos \theta - \cos \epsilon) - \frac{U_0 - \mu U_g}{2\pi R_i} (\theta - \epsilon) - \\ - \frac{1}{2\pi R_i} \int_{\epsilon}^{\theta} u_z d\omega t. \quad (8. 20)$$

Для выбранного типа лампы и режима ее работы E_{am} , E_{gm} , U_g , R_i , μ , U_0 — величины известные. Следовательно, при любом типе анодной нагрузки Z_n для определения среднего значения анодного тока требуется: 1) найти закон изменения напряжения на нагрузке и затем решить в общем виде интеграл уравнения (8. 20); 2) найти пределы интегрирования, т. е. определить углы отсечки анодного тока ε и θ .

Решать эти задачи в общем виде для всех типов анодных нагрузок нецелесообразно из-за сложности и громоздкости получающихся выражений для I_a и трудности нахождения углов отсечки. Поэтому рассмотрим работу электронной лампы и получим основные соотношения для нагрузок, имеющих наибольшее распространение в электронной автоматике.

Активная анодная нагрузка $Z_n = R_a$ при переменном анодном питании применяется редко, но, как мы увидим дальше, при более сложных типах нагрузок расчет можно свести к расчету каскада с активной нагрузкой. Если подставить в уравнение (8. 18) для мгновенного значения анодного тока $u_z = R_a i_R$, где i_R — ток в лампе при активной нагрузке, то получим

$$i_R = \frac{R_i}{R_i + R_a} \left[\frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{R_i} \sin \omega t - \frac{U_0 - \mu U_g}{R_i} \right]. \quad (8. 21)$$

Углы отсечки анодного тока ε и θ можно определить из этого уравнения, если учесть, что ток $i_R = 0$ при $\omega t = \varepsilon$ или $\omega t = \theta$:

$$\sin \varepsilon = \sin \theta = \frac{U_0 - \mu U_g}{E_{am} \pm \mu E_{gm}}. \quad (8. 22)$$

Следовательно, углы отсечки при активной нагрузке остаются такими же, как и при статическом режиме работы лампы, т. е. $\varepsilon = \varepsilon_0$ и $\theta = \theta_0$.

В уравнении (8. 21) выражение, стоящее в скобках, есть мгновенное значение анодного тока лампы при статическом режиме [см. уравнение (8. 2)], следовательно,

$$i_R = \frac{R_i}{R_i + R_a} i_a. \quad (8. 23)$$

Среднее значение анодного тока за период при активной анодной нагрузке на основании выражений (8. 19) и (8. 23) равно

$$I_R = \frac{1}{2\pi} \int_{\varepsilon}^{\theta} i_R d(\omega t) = \frac{R_i}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\varepsilon_0}^{\theta_0 = \pi - \varepsilon_0} i_a d\omega t \quad (8. 24)$$

или

$$I_R = \frac{R_i}{R_i + R_a} I_{cp}. \quad (8. 25)$$

Из выражений (8. 8) и (8. 25) получим

$$I_R = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a \pm \mu E_g}{R_i + R_a} K_R. \quad (8. 26)$$

Таким образом, среднее значение анодного тока в каскаде с активной нагрузкой можно определить по уравнениям (8. 26), (8. 22) и графику рис. 8-3.

Динамическая крутизна сеточной характеристики по переменному сигналу при неизменном постоянном сигнале определится на основании уравнений (8. 10) и (8. 25):

$$\begin{aligned} S_{d \approx} &= \frac{\partial I_R}{\partial E_g} = \frac{R_i}{R_i + R_a} \cdot \frac{\partial I_{cp}}{\partial E_g} = \\ &= \frac{R_i}{R_i + R_a} \cdot \frac{S}{2,22} \cos \varepsilon_0. \end{aligned} \quad (8. 27)$$

Аналогичным образом, получим из уравнений (8. 9) и (8. 25) крутизну сеточной характеристики по постоянному сигналу при неизменном переменном сигнале:

$$S_{d \approx} = \frac{\partial U_R}{\partial U_g} = \frac{R_i}{R_i + R_a} S_{\approx} = \frac{R_i S}{R_i + R_a} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varepsilon_0}{\pi} \right).$$

Динамический коэффициент усиления каскада при управлении анодным током переменным сигналом определяется как отношение изменения напряжения на выходе (на нагрузке) к изменению напряжения на входе (на сетке) при $E_a = \text{const}$ и $U_g = \text{const}$. Если учесть, что $U_R = I_R R_a$, получим

$$\mu_{d \approx} = \frac{\partial U_R}{\partial E_g} = R_a \frac{\partial I_R}{\partial E_g} = R_a S_{d \approx} = \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{\mu}{2,22} \cos \varepsilon_0.$$

При управлении постоянным сигналом, когда $E_a = \text{const}$ и $E_g = \text{const}$, будем иметь

$$\mu_{d \approx} = \frac{\partial U_R}{\partial U_g} = R_a \frac{\partial I_R}{\partial U_g} = R_a S_{d \approx} = \frac{R_a \mu}{R_i + R_a} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varepsilon_0}{\pi} \right).$$

При расчете трансформаторов анодного питания и в ряде других случаев необходимо знать не среднее, а эффективное значение анодного тока, которое определяется из следующего равенства:

$$I_{R \text{ эф}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int i_R^2 d\omega t}.$$

Подставляя значение i_R из уравнения (8. 23) и интегрируя подкоренное выражение в пределах углов отсечки (от ε_0 до $\theta_0 = \pi - \varepsilon_0$), после преобразования получим

$$I_{R \text{ эф}} = \frac{E_a \pm \mu E_g}{R_i + R_a} K_{\text{ЭР}}, \quad (8. 28)$$

где

$$K_{\text{ЭР}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} [(\pi - 2\varepsilon_0)(1 + 2\sin^2 \varepsilon_0) - 3\sin^2 \varepsilon_0]}. \quad (8. 29)$$

На рис. 8-7 дан график $K_{\text{ЭР}} = f(\sin \varepsilon_0)$.

Найдем значение рассеиваемой на анодной нагрузке мощности, мгновенная величина которой равна

$$P_{\text{мгн}} = i_R U_R = i_R^2 R_a.$$

Средняя мощность, рассеиваемая на нагрузке, равна сумме мгновенных мощностей, деленной на период $T = \frac{2\pi}{\omega}$

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{1}{2\pi} \int P_{\text{мгн}} d\omega t = \\ &= R_a \frac{1}{2\pi} \int_{\varepsilon_0}^{\pi - \varepsilon_0} i_R^2 d\omega t = R_a I_{R \text{ эф}}^2. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$P_R = \frac{R_a}{(R_i + R_a)^2} (E_a \pm \mu E_g)^2 K_{\text{ЭР}}^2.$$

Мощность, рассеиваемая в лампе,

$$P_a = R_i I_{R \text{ эф}}^2 = \frac{R_i}{R_i + R_a} (E_a \pm \mu E_g)^2 K_{\text{ЭР}}^2.$$

Для трехэлектродной лампы максимальные значения мгновенной и средней мощности, рассеиваемой на нагрузке, так же как и при постоянном анодном питании, получаются при равенстве анодной нагрузки внутреннему сопротивлению лампы, т. е. при $R_a = R_i$.

При расчете каскада с активной анодной нагрузкой на пентоде или лучевом тетроде выражения для определения мгновенного, среднего или эффективного значений анодного тока, динамической крутизны и коэффициента усиления, а также мощности, рассеиваемой на нагрузке, имеют тот же вид, что и при расчете каскада на триоде, только вместо E_a необходимо брать эквивалентное анодное напряжение $E_a^* = E_a \pm \frac{\mu}{\mu_{21}} E_{g2}$ и вместо ε_0 — значение ε_0^* .

Оптимальная величина сопротивления анодной нагрузке $R_{a\text{ опт}}$, при которой пентод и лучевой тетрод отдадут в нагрузку максимальную мощность, должна быть много меньше внутреннего сопротивления лампы [53].

Рассмотрим методику определения $R_{a\text{ опт}}$ для пентодов и лучевых тетродов. На рис. 8-8 представлена анодная характеристика лампы, соответствующая $U_{g2} = \text{const}$ и $U_{g1} = 0$. Заменяем реальную анодную характеристику идеализированной линейно-

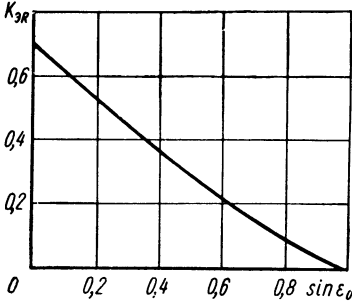


Рис. 8-7. Зависимость коэффициента $K_{ЭР}$ от статического угла отсечки анодного тока

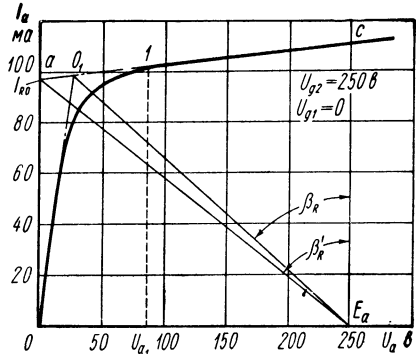


Рис. 8-8. Графический способ определения $R_{a\text{ опт}}$ в пентоде

ломаной OO_1C . Линия, проведенная из точки E_a через точку излома характеристики O_1 , является нагрузочной линией лампы, при которой мощность, отдаваемая в нагрузку, будет наибольшей. Оптимальное значение сопротивления нагрузки $R_{a\text{ опт}} = \text{tg } \beta_R$. Расчеты показывают, что для разных ламп $\text{tg } \beta_R = (0,82 \div 0,85) \text{tg } \beta'_R$, где $\text{tg } \beta' = \frac{E_a}{I_{R_0}}$.

Следовательно,

$$R_{a\text{ опт}} = (0,82 \div 0,85) \frac{E_a}{I_{R_0}} .$$

Величина оптимальной анодной нагрузки $R_{a\text{ опт}}$, полученная для постоянного анодного питания, имеет то же значение и при питании анода и экранной сетки от источника переменной э. д. с., если брать $E_a = U_a$ и $E_{g2} = U_{g2}$.

8. 3. Работа электронной лампы на активно-емкостную нагрузку

Активно-емкостное сопротивление вида $R_a \parallel C$ наиболее часто применяется в качестве анодной нагрузки ламп в усилителях—выпрямителях напряжения. На рис. 8-9 показана простейшая

схема включения трехэлектродной лампы при активно-емкостной нагрузке.

Активную анодную нагрузку шунтируют емкостью, исходя из трех основных соображений: включение емкости приводит а) к уменьшению общего сопротивления нагрузки, вследствие чего увеличивается как амплитудное, так и среднее значение анодного тока; б) к увеличению динамической крутизны сеточной характеристики и коэффициента усиления каскада; в) к сглаживанию пульсации выходного напряжения или тока в нагрузке.

Если емкость равна нулю, то ток в анодной цепи и в нагрузке R_a , как мы видели ранее, одинаков по величине и по форме. При включении емкости картина изменения анодного тока и тока в нагрузке становится много сложнее, из-за того что в анодной цепи появляется второй источник (конденсатор), напряжение которого изменяется по сложному закону.

В работе схемы рис. 8-9 можно выделить два этапа:

I этап охватывает промежуток времени от начала прохождения анодного тока через лампу (отпирание лампы) до момента прекращения анодного тока (запирание лампы);

II этап начинается с момента запирания лампы и продолжается до момента отпирания лампы в следующий положительный полупериод анодного напряжения.

В течение части первого этапа конденсатор заряжается, а в остальное время конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки.

С точки зрения распределения токов в контурах схемы (рис. 8-9) данный каскад может быть заменен эквивалентной схемой (рис. 8-10), соответствующей трем стадиям работы каскада. Распределение токов в схемах рис. 8-10, а и б соответствует I этапу работы каскада, причем схема рис. 8-10, а относится к той части первого этапа, когда ток в нагрузке i_n равен разности анодного тока i_a и тока емкости i_c , а схема рис. 8-10, б — их сумме.

Таким образом, в любой момент времени в I этапе ток в нагрузке равен разности анодного тока и тока емкости, который принимает то положительные (ток заряда), то отрицательные (ток разряда) значения.

В схеме рис. 8-10 $E = E_a \pm \mu E_g$ — эквивалентный источник анодного напряжения, R_i — внутреннее сопротивление лампы,

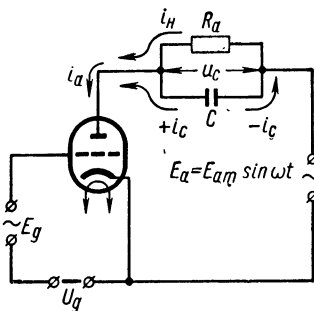


Рис. 8-9. Схема включения триода на активно-емкостную нагрузку

B — выпрямитель, отпирающийся при напряжении, большем, чем напряжение отпирания лампы $E_{a0} = U_0 - \mu U_g$, и запирающийся при напряжении, меньшем, чем E_{a0} .

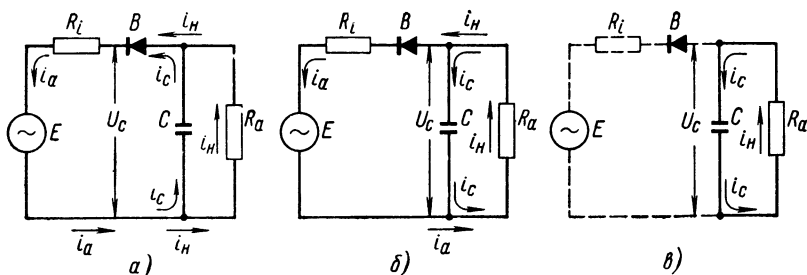


Рис. 8-10. Эквивалентная схема усилительного каскада с активно-емкостной нагрузкой:

a и $б$ — I этап работы; $в$ — II этап

В зависимости от соотношения параметров схемы рис. 8-9 и главным образом цепи разряда конденсатора R_a и C к моменту отпирания лампы напряжение на конденсаторе u_c может быть равным нулю или больше нуля.

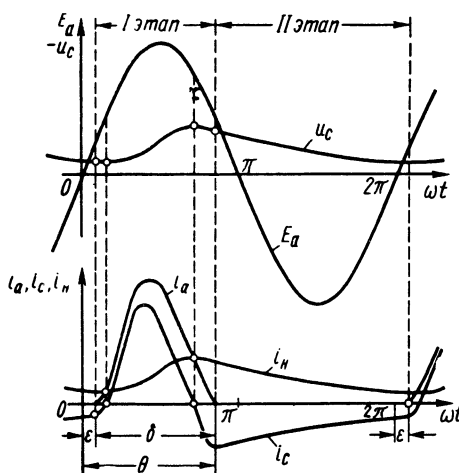


Рис. 8-11. Графики изменения токов и напряжений в каскаде с нагрузкой вида $R_a \parallel C$ при напряжении на конденсаторе в момент отпирания лампы больше нуля

При этом, если к началу очередного импульса тока $u_c > 0$, то ток в нагрузке в течение периода меняется по величине, но течет непрерывно, а если $u_c = 0$, то ток в нагрузке протекает импульсами.

Рассмотрим подробнее случай, когда в момент отпирания лампы напряжение на конденсаторе больше нуля (рис. 8-11). При этом анодный ток появится только тогда, когда положительное напряжение эквивалентного источника анодного питания при $\omega t = \epsilon$ станет больше напряжения на конденсаторе на величину E_{a0} , т. е. при $E_{am} \pm \mu E_{gm} \geq u_c + E_{a0}$. Конденсатор начинает заряжаться не с момента появления анодного тока, а когда падение напряжения на нагрузке от протекания анодного

тока станет равным напряжению на конденсаторе. Этому моменту соответствуют равенства $u_c = u_{c \min}$, $i_c = 0$ и $i_n = i_a$.

В рассматриваемом случае угол отсечки отпираания лампы ϵ будет всегда больше статического ϵ_0 , а угол отсечки запираания θ меньше статического θ_0 , т. е. длительность импульса анодного тока уменьшается по сравнению с длительностью импульса тока при активной нагрузке ($C = 0$). В то же время максимальная амплитуда анодного тока увеличивается из-за уменьшения полного сопротивления анодной нагрузки лампы.

Как видно из графика рис. 8-11, ток в нагрузке i_n протекает непрерывно, изменяясь в каждое мгновение по величине.

Импульсный ток в нагрузке (рис. 8-12) является частным случаем непрерывного тока и практического интереса не представляет, так как при этом среднее значение тока лампы много меньше максимального, а пульсация тока в нагрузке большая. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать более общую задачу — случай непрерывного тока в нагрузке.

В I этапе работы каскада для любого момента времени справедливы равенства

$$i_c = \pm \omega C \frac{du_c}{d\omega t};$$

$$i_n = i_a \mp i_c = i_a - \omega C \frac{du_c}{d\omega t};$$

$$i_n = \frac{u_c}{R_a}.$$

Решая эти уравнения относительно i_a и u_c , получим

$$i_a = \frac{u_c}{R_a} + \omega C \frac{du_c}{d\omega t}. \tag{8.30}$$

С другой стороны, на основании общего уравнения (8.18) для мгновенного значения тока в каскаде при $u_z = u_c$ найдем

$$i_a = \frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{R_i} \sin \omega t - \frac{U_0 - \mu U_g}{R_i} - \frac{u_c}{R_i}. \tag{8.31}$$

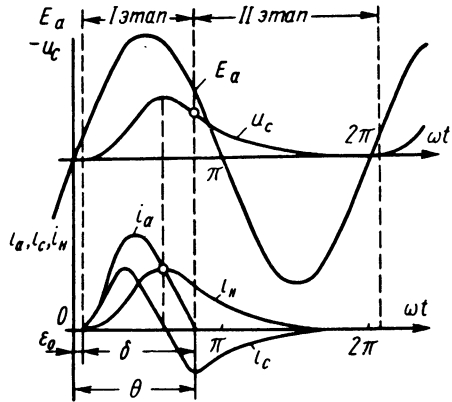


Рис. 8-12. Графики изменения токов и напряжений в каскаде с нагрузкой вида $R_a \parallel C$ при полном разряде конденсатора к моменту отпираания лампы

Из выражений (8. 30) и (8. 31) получим дифференциальное уравнение, описывающее процесс изменения анодного тока в I этапе работы каскада:

$$\frac{di_a}{d\omega t} + \operatorname{ctg} \gamma i_a = \frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{R_i \sin \lambda} \sin(\omega t + \lambda) - \frac{E_{am} \pm \mu E_{gm}}{R_i \operatorname{tg} \lambda} \sin \varepsilon_0.$$

Решение данного дифференциального уравнения дает выражение для аналитического определения мгновенного значения анодного тока

$$i_a = \frac{E_m}{Z_{экс}} \sin(\omega t + \psi) - \frac{E_m \sin \varepsilon_0}{R_i + R_a} - \left[\frac{E_m}{Z_{экс}} \sin(\varepsilon + \psi) - \frac{E_m}{R_i + R_a} \sin \varepsilon_0 \right] e^{\frac{\varepsilon - \omega t}{\operatorname{tg} \gamma}}, \quad (8. 32)$$

где $Z_{экс}$ — полное сопротивление переменному току контура, содержащего сопротивление R_i и последовательно с ним включенную нагрузку $R_a || C$ (схема рис. 8-10, a без выпрямителя); $\psi = \lambda - \gamma$ — угол сдвига фазы переменного тока в этом же контуре, причем $\operatorname{tg} \lambda = \omega C R_a$ и $\operatorname{tg} \gamma = \frac{\omega C R_a R_i}{R_i + R_a}$. Величины E_m , $Z_{экс}$ и ψ в уравнении (8. 32) определяются по следующим формулам:

$$E_m = E_{am} \pm \mu E_{gm};$$

$$Z_{экс} = \sqrt{\frac{\omega^2 C^2 R_i^2 R_a^2 + (R_i + R_a)^2}{1 + \omega^2 C^2 R_a^2}};$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{\omega C R_a^2}{R_i + R_a + \omega^2 C^2 R_a^2 R_i}.$$

Для построения импульса анодного тока по формуле (8. 32) необходимо знать величину угла отсечки отпираания ε , а для вычисления среднего значения анодного тока и напряжения на нагрузке требуется также знать угол отсечки запираания θ .

Рассмотрим кратко методику определения углов отсечки анодного тока. В момент запираания лампы (при $\omega t = \theta$) ток $i_a = 0$. Поэтому, введя обозначение $\frac{Z_{экс}}{R_i + R_a} \sin \varepsilon_0 = \sin \beta_0$, из уравнения (8. 32) получим

$$[\sin(\theta + \psi) - \sin \beta_0] e^{\frac{\theta}{\operatorname{tg} \gamma}} = [\sin(\varepsilon + \psi) - \sin \beta_0] e^{\frac{\varepsilon}{\operatorname{tg} \gamma}}. \quad (8. 33)$$

В этом выражении все величины, кроме углов отсечки, для заданных параметров каскада известны. Таким образом, получено первое уравнение, связывающее искомые ε и θ .

Рассматривая II этап работы каскада, когда лампа заперта и идет свободный разряд конденсатора на сопротивление нагрузки, для момента $\omega t = 2\pi + \varepsilon$ получим второе уравнение, связывающее неизвестные ε и θ ,

$$(\sin \theta - \sin \varepsilon_0) e^{\frac{\theta}{\operatorname{tg} \lambda}} = (\sin \varepsilon - \sin \varepsilon_0) e^{\frac{2\pi + \varepsilon}{\operatorname{tg} \lambda}}. \quad (8.34)$$

Решение системы уравнения (8.33) и (8.34) зависит от трех параметров $\operatorname{tg} \lambda$, $\sin \varepsilon_0$ и $\alpha_R = \frac{R_a}{R_i}$.

Аналитически в общем виде система трансцендентных уравнений такого вида не решается, поэтому углы отсечки ε и θ по этим уравнениям определяются графо-аналитическим методом [53]. В качестве примера на рис. 8-13 показана зависимость углов отсечки от основных параметров.

Среднее значение анодного тока за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$, полученное на основании уравнений (8.19) и (8.32), после преобразования примет вид

$$I_{RC} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a \pm \mu E_g}{R_i} K_{RC}, \quad (8.35)$$

где

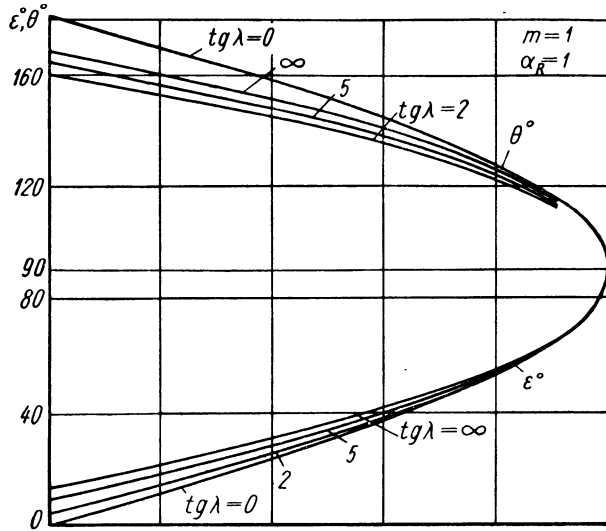
$$K_{RC} = \frac{1}{2(1 + \alpha_R)} [\cos \varepsilon - \cos \theta - (\theta - \varepsilon) \sin \varepsilon_0 + \operatorname{tg} \lambda (\sin \theta - \sin \varepsilon)]. \quad (8.36)$$

Назовем K_{RC} коэффициентом емкостной нагрузки. Зависимость $K_{RC} = f(\sin \varepsilon_0)$ при $\operatorname{tg} \lambda = \operatorname{const}$ и $\alpha_R = \operatorname{const}$ показана на рис. 8-14. Из этих графиков видно, что коэффициент емкостной нагрузки можно с достаточной степенью точности выразить зависимостью

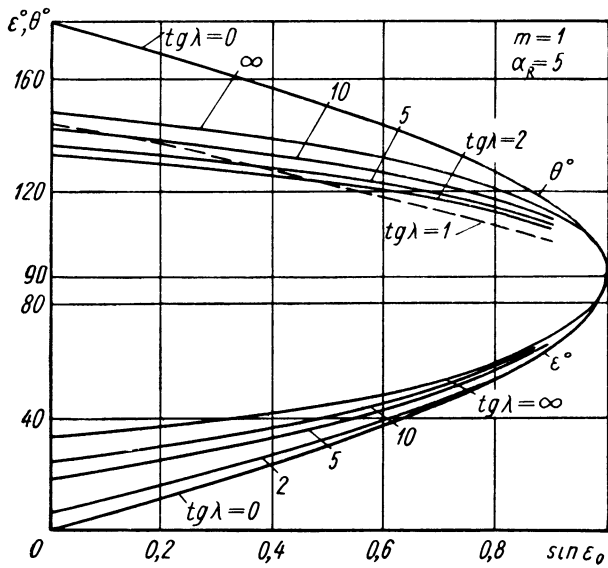
$$K_{RC} = K_{RC_0} - S_K \sin \varepsilon_0; \quad (8.37)$$

здесь K_{RC_0} — величина K_{RC} при $\sin \varepsilon_0 = 0$ для расчетных $\operatorname{tg} \lambda$ и α_R , а $S_K = \left(\frac{\partial K_{RC}}{\partial \sin \varepsilon_0} \right)_{\varepsilon_0=0}$ при $\operatorname{tg} \lambda = \infty$ и при том же α_R .

График $S_K = f(\alpha_R)$ при $\operatorname{tg} \lambda = \infty$ для однополупериодной схемы представлен на рис. 8-15, а зависимость $K_{RC_0} = f(\operatorname{tg} \lambda)$ при разных α_R — на рис. 8.16.



а)



б)

Рис. 8-13. Зависимость углов отсечки анодного тока ε и θ от статического угла отсечки ε_0 при разных значениях $\operatorname{tg} \lambda$ и α_R :

а — при $\alpha_R = 1$; б — при $\alpha_R = 5$

Используя уравнения (8. 3), (8. 35) и (8. 37), получим

$$I_{RC} = \frac{1}{\pi R_i} [V\sqrt{2}(E_a \pm \mu E_g) K_{RC0} - (U_0 - \mu U_g) S_K]. \quad (8. 38)$$

Так как потерями (утечками) в конденсаторе можно пренебречь, то среднее значение тока в нагрузке за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$ равно среднему значению анодного тока.

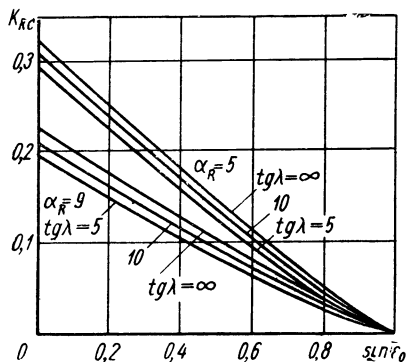


Рис. 8-14. Зависимость коэффициента емкостной нагрузки K_{RC} от статического угла отсечки при различных значениях $tg \lambda$ и α_R

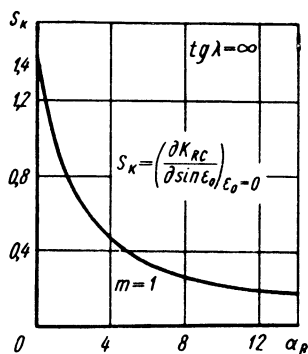


Рис. 8-15. Зависимость S_K от коэффициента нагрузки α_R при $tg \lambda = \infty$

Тогда среднее значение напряжения на нагрузке

$$E_{RC} = R_a I_{RC} = \frac{\alpha_R}{\pi} [V\sqrt{2}(E_a \pm \mu E_g) K_{RC0} - (U_0 - \mu U_g) S_K]. \quad (8. 39)$$

Крутизна характеристики среднего значения анодного тока в функции сигнала от источника переменного тока при нулевом или неизменном сигнале от источника постоянного тока определяется на основании уравнения (8. 38)

$$S_{RC} \approx \frac{\partial I_{RC}}{\partial E_g} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} K_{RC0} S, \quad (8. 40)$$

где S — статическая (паспортная) крутизна характеристики лампы.

Крутизна характеристики среднего значения анодного тока лампы по постоянному сигналу при неизменном или нулевом значении переменного сигнала на основании выражения (8. 38) равна

$$S_{RC} \approx \frac{\partial I_{RC}}{\partial U_g} = \frac{1}{\pi} S_K S. \quad (8. 41)$$

Коэффициент усиления каскада с активно-емкостной нагрузкой по переменному или постоянному сигналу можно определить из выражения (8. 39):

$$\mu_{RC} \approx \frac{\partial E_{RC}}{\partial E_g} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \alpha_R K_{RC_0} \mu; \quad (8. 42)$$

$$\mu_{RC} \approx \frac{\partial E_{RC}}{\partial U_g} = \frac{1}{\pi} \alpha_R S_K \mu, \quad (8. 43)$$

где μ — статический (паспортный) коэффициент усиления лампы.

Сравнивая соотношения (8. 40) и (8. 42), (8. 41) и (8. 43) и имея в виду, что $\alpha_R = \frac{R_a}{R_i}$, получим динамическое уравнение каскада (рис. 8-9)

$$\mu_{RC} = S_{RC} R_a.$$

Таким образом, располагая графиками рис. 8-15 и 8-16, можно с достаточной для практики степенью точности определить основные характеристики и параметры усилительного каскада с активно-емкостной нагрузкой.

Следует обратить внимание на то, что не во всех случаях включение емкости параллельно активной нагрузке дает существенное увеличение среднего значения тока или напряжения на нагрузке. Степень увеличения анодного тока, а следовательно, и тока в нагрузке, зависит от коэффициента α_R : чем он больше, тем значительнее возрастает анодный ток лампы.

На рис. 8-17 показаны графики изменения I_{RC} в функции емкости ($\text{tg } \lambda = \omega R_a C$) при различных значениях α_R . Для наглядности на графике взято отношение среднего значения анодного тока в нагрузке $R_a \parallel C$ к среднему значению тока при активной нагрузке R_a той же величины.

Необходимо заметить, что пульсация выходного напряжения (тока) уменьшается во всех случаях включения емкости параллельно активной нагрузке.

Коэффициент пульсации тока или напряжения на нагрузке, под которым будем понимать отношение амплитуды переменной

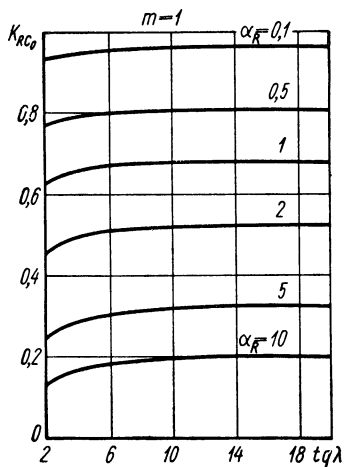


Рис. 8-16. Зависимость коэффициента K_{RC_0} от $\text{tg } \lambda$

составляющей тока i_{RC} к среднему значению тока I_{RC} , можно определить по графику (рис. 8-18) или приближенно с точностью до 5—10% по формуле

$$q_n = \frac{i_{RC}}{I_{RC}} = \frac{155}{(\omega R_a C)^{0,915}} \approx \frac{190}{\omega R_a C} \% \quad (8.44)$$

Коэффициент пульсации равен 100%, когда ток в нагрузке меняется в течение периода анодного напряжения от максималь-

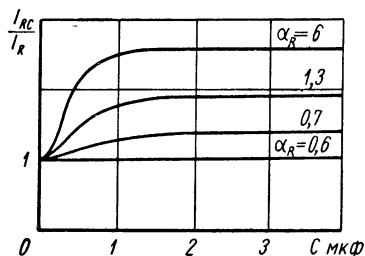


Рис. 8-17. Графики изменения отношения средних значений токов $\frac{I_{RC}}{I_R}$ от величины емкости

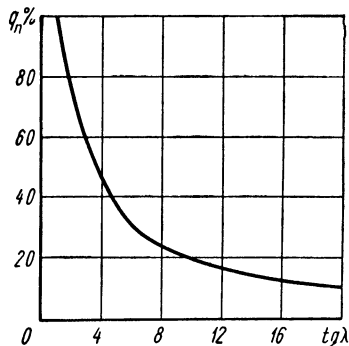


Рис. 8-18. График изменения коэффициента пульсации от $\text{tg } \lambda$

ного значения до нуля, причем нуль тока или напряжения на нагрузке должен совпадать с моментом появления очередного импульса анодного тока.

8. 4. Работа электронной лампы на нагрузку вида $R_a L$ и $R_a L \parallel C$

При активно-индуктивной анодной нагрузке (вида $R_a L$) анодный ток протекает в виде импульсов с частотой, равной частоте анодного напряжения. На рис. 8-19, а изображена схема такого каскада, а на рис. 8-19, б дан характер изменения токов и напряжений в анодной цепи и в нагрузке.

Так как индуктивность не оказывает влияния на момент отпирания лампы, то анодный ток появится при $E_a \geq E_{a0}$, а угол отсечки отпирания будет равен статическому (ϵ_0).

С момента появления тока в анодной цепи (рис. 8-19, б), кроме источника анодного питания и напряжения, которое падает на сопротивлениях R_a и R_i , начинает действовать э. д. с. самоиндукции, вызывающая замедление нарастания и падения анодного тока тем, что уменьшает (при возрастании тока) или увеличивает (при

убывании тока) потенциал анода на величину $u_L = \omega L \frac{di_a}{d\omega t}$. Напряжение на аноде будет определяться выражением

$$U_a = E_{am} \sin \omega t - i_a R_a - \omega L \frac{di_a}{d\omega t}.$$

За счет энергии, запасенной в магнитном поле индуктивности при убывании тока, на аноде оказывается положительный потенциал даже при некотором отрицательном напряжении источника анодного питания. Поэтому при нулевом или небольшом отрица-

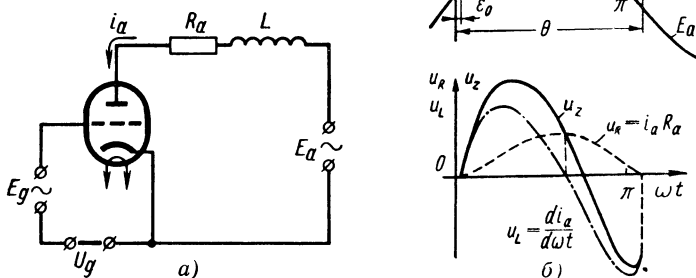


Рис. 8-19. Каскод с активно-индуктивной нагрузкой: а — схема; б — кривые изменения токов и напряжений в анодной цепи и в нагрузке

тельном напряжении на сетке анодный ток в лампе течет больше половины периода анодного напряжения. Лампа запирается в момент $\omega t = \theta$, когда напряжение на аноде становится меньше E_{a0} .

Уравнение мгновенного значения анодного тока имеет вид

$$i_a = \frac{E_m}{Z_{экс}} \sin(\omega t - \gamma_0) - \frac{E_m}{R_i + R_a} \sin \epsilon_0 - \left[\frac{E_m}{Z_{экс}} \sin(\epsilon_0 - \gamma_0) - \frac{E_m}{R_i + R_a} \sin \epsilon_0 \right] e^{\frac{\epsilon_0 - \omega t}{\text{tg } \gamma_0}}, \quad (8.45)$$

где $Z_{экс}$ — полное сопротивление переменному току контура с последовательно включенными R_i , R_a и ωL ;

γ_0 — сдвиг фазы переменного тока в указанном контуре.

При этом

$$Z_{экс} = \sqrt{\omega^2 L^2 + (R_i + R_a)^2};$$

$$\text{tg } \gamma_0 = \frac{\omega L}{R_i + R_a}; \quad E_m = E_{am} \pm \mu E_{gm}. \quad (8.46)$$

Углы отсечки запираания определяются путем графо-аналитического решения трансцендентного уравнения, полученного из выражения (8.45), на основании того, что при $\omega t = \theta$ ток $i_a = 0$,

$$\left[\sin(\theta - \gamma_0) - \frac{\sin \varepsilon_0}{\cos \gamma_0} \right] e^{\frac{\theta - \varepsilon_0}{\operatorname{tg} \gamma_0}} = A,$$

где A — постоянный коэффициент, зависящий от ε_0 и γ_0 [53].

В этом уравнении при заданных параметрах схемы (рис. 8-19, а) неизвестным остается только θ .

На рис. 8-20 представлены графики решения трансцендентного уравнения, т. е. зависимость $\theta = f(\operatorname{tg} \gamma_0)$ для различных значений $\sin \varepsilon_0$.

Среднее значение анодного тока на основании выражений (8.19) и (8.45) после преобразований примет вид

$$I_{RL} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a \pm \mu E_g}{R_i + R_a} K_{RL}; \quad (8.47)$$

здесь

$$K_{RL} = \frac{1}{2} [\cos \varepsilon_0 - \cos \theta - (\theta - \varepsilon_0) \sin \varepsilon_0]. \quad (8.48)$$

На рис. 8-21, а представлены графики $K_{RL} = f(\sin \varepsilon_0)$ для различных значений $\operatorname{tg} \gamma_0$.

Из этих графиков видно, что при значениях $\sin \varepsilon_0$ от 0 до 0,4 (обычные режимы усилителя мощности) с достаточной для практики степенью точности можно определять K_{RL} по формуле

$$K_{RL} = K_{RL_0} - S_u \sin \varepsilon_0, \quad (8.49)$$

где K_{RL_0} — значение коэффициента K_{RL} при $\sin \varepsilon_0 = 0$, а

$$S_u = \left(\frac{\partial K_{RL}}{\partial \sin \varepsilon_0} \right)_{\varepsilon_0=0}.$$

Подставляя выражение (8.49) в формулу (8.47) и учитывая соотношение (8.3), получим

$$I_{RL} = \frac{1}{\pi(R_i + R_a)} \left[\sqrt{2}(E_a \pm \mu E_g) K_{RL_0} - (U_0 - \mu U_g) S_u \right]. \quad (8.50)$$

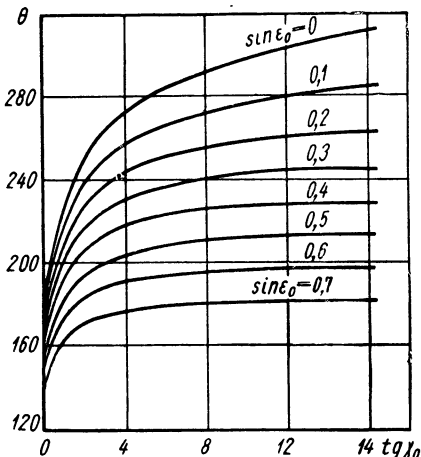


Рис. 8-20. Зависимость угла отсечки анодного тока θ от $\operatorname{tg} \gamma_0 = \frac{\omega L}{R_a + R_i}$

Крутизна сеточной характеристики каскада по переменному сигналу

$$S_{RL} \approx = \frac{\partial I_{RL}}{\partial E_g} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{K_{RL0}}{1 + \alpha_R} S, \quad (8.51)$$

а по постоянному сигналу

$$S_{RL} \approx = \frac{\partial I_{RL}}{\partial U_g} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{S_u}{1 + \alpha_R} S. \quad (8.52)$$

На рис. 8-21, б даны графики $K_{RL0} = f(\operatorname{tg} \gamma_0)$ и $S_u = f(\operatorname{tg} \gamma_0)$. Таким образом, имея графики K_{RL0} и S_u и учитывая, что $\operatorname{tg} \gamma_0 = \frac{\omega L}{R_i + R_a}$, можно вычислить среднее значение анодного тока по формуле (8.50) и крутизну сеточных характеристик по формулам (8.51) и (8.52).

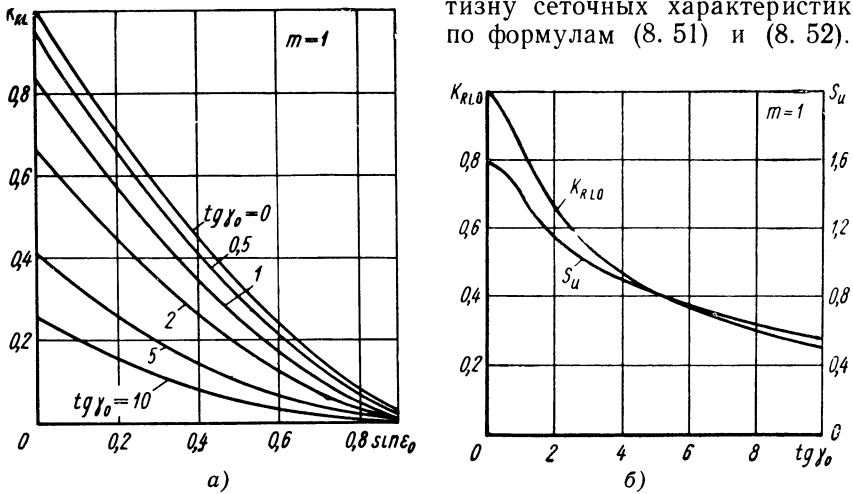


Рис. 8-21. Зависимость коэффициентов индуктивной нагрузки:
а — K_{RL} от статического угла отсечки; б — K_{RL0} и S_u от $\operatorname{tg} \gamma_0$

Анодная нагрузка вида $R_a L \parallel C$ (рис. 8-22, а) имеет широкое распространение, так как практически большинство усилителей мощности работает на нагрузку этого вида.

Индуктивность и емкость создают в анодной цепи колебательный контур, вследствие чего усложняется анализ характера изменения токов и напряжений в лампе и в нагрузке.

Так же, как и при активно-емкостной нагрузке, в работе каскада можно выделить два этапа: I этап, когда лампа проводит ток, и II — когда лампа заперта.

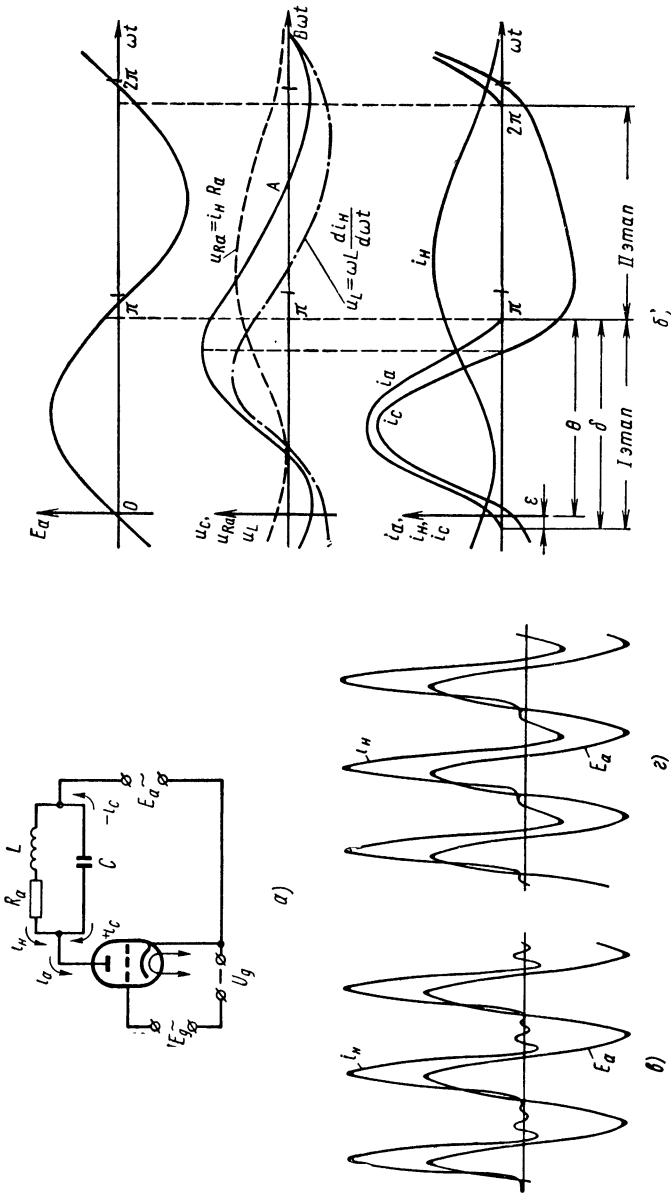


Рис. 8-22. Каскад с анодной нагрузкой вида $R_a L \parallel C$;

а — схема; б — кривые изменения токов и напряжений при непрерывном токе i_H ; в и г — осциллограммы E_a и i_H при колебательном токе в нагрузке

Так как анодная нагрузка представляет собой колебательный контур, во II этапе работы каскада в зависимости от соотношения параметров R_a , L и C ток в нагрузке за время одного периода может течь в одном направлении (рис. 8-22, б) или же менять направление даже несколько раз (рис. 8-22, в, г).

В каскадах фазочувствительных выпрямителей конденсатор включается параллельно цепочке $R_a L$ с той же целью, что и при активно-емкостной нагрузке, т. е. для получения большей величины среднего значения тока в лампе (а следовательно, и в нагрузке), для увеличения динамической крутизны сеточной характеристики лампы, для сглаживания пульсации тока в нагрузке.

Если ток в нагрузке в течение периода не меняет своего направления, что является характерным для каскадов усилителей-выпрямителей, то распределение токов в контурах схемы рис. 8-22, а совершенно аналогично рассмотренному выше случаю при нагрузке вида $R_a \parallel C$ (см. рис. 8-10).

Рассмотрим картину изменения токов и напряжений, представленную на рис. 8-22, б. Напряжение на конденсаторе в любой момент определяется уравнением

$$u_c = \omega L \frac{di_n}{d\omega t} + i_n R_a$$

Несмотря на то, что ток в нагрузке не меняет своего направления, напряжение на конденсаторе во II этапе работы каскада может менять полярность на противоположную (плюсом к аноду), так как с момента $\omega t = A$ до $\omega t = B$ значение $\left| \omega L \frac{di_n}{d\omega t} \right| > i_n R_a$, а по знаку они противоположны.

Происходит следующее явление: накопленная энергия в магнитном поле индуктивности при разряде конденсатора затем перезаряжает его, создавая на нем положительный потенциал по отношению к аноду. Чем больше величина индуктивности, тем больше величина накопленной энергии в магнитном поле, тем выше положительный потенциал на конденсаторе к моменту отпирания лампы.

Таким образом, в зависимости от параметров и режима работы каскада напряжение на конденсаторе к началу импульса анодного тока может быть положительным или отрицательным по отношению к аноду лампы. Поэтому анодный ток может появиться даже в тот момент, когда напряжение от источника анодного питания подается еще в отрицательной полярности к аноду лампы, т. е. анодный ток в этом случае опережает напряжение источника анодного питания ¹ на угол ϵ (рис. 8-22, б).

¹ Начало координат ($\omega t = 0$), как и ранее, совмещаем с началом положительной полуволны синусоиды напряжения анодного питания.

Для аналитического определения среднего значения и построения импульса анодного тока необходимо знать величину углов отсечки ϵ и θ при заданных параметрах схемы [53].

Нетрудно видеть, что нагрузки усилительного каскада вида R_a , $R_a L$ и $R_a \parallel C$ являются частными случаями нагрузки вида $R_a L \parallel C$. Вместе с тем, уже при активно-емкостной нагрузке ($R_a \parallel C$), как было сказано выше, приходится решать графо-аналитическим путем систему двух трансцендентных уравнений и определять углы отсечки анодного тока в функции трех параметров α_R ; $\text{tg } \lambda$ и $\sin \epsilon_0$.

Очевидно, что графо-аналитическое определение углов отсечек при нагрузке вида $R_a L \parallel C$ является еще более сложной и громоздкой задачей.

В то же время эксперименты показывают, что инженерный расчет усилительного каскада с нагрузкой вида $R_a L \parallel C$ (рис. 8-22, а) при достаточно больших значениях емкости, когда коэффициент пульсации q_n меньше 40—50%, с высокой степенью точности (1—5%) можно вести, пренебрегая индуктивностью и сводя нагрузку вида $R_a L \parallel C$ к виду $R_a \parallel C$ или просто к R_a , где R_a — активное сопротивление обмотки индуктивности.

Справедливость данных допущений наглядно подтверждается экспериментальными графиками (рис. 8-23).

Таким образом, расчетные формулы и графики, полученные ранее, могут быть использованы для расчета каскадов, работающих на нагрузку вида $R_a L \parallel C$ в режиме максимальной отдачи мощности (без сеточных токов и при малых смещениях на сетке) и при коэффициенте пульсации тока в нагрузке $q_n \leq 40$ —60%. При этом расчет каскадов на пентодах, лучевых тетрадах и триодах

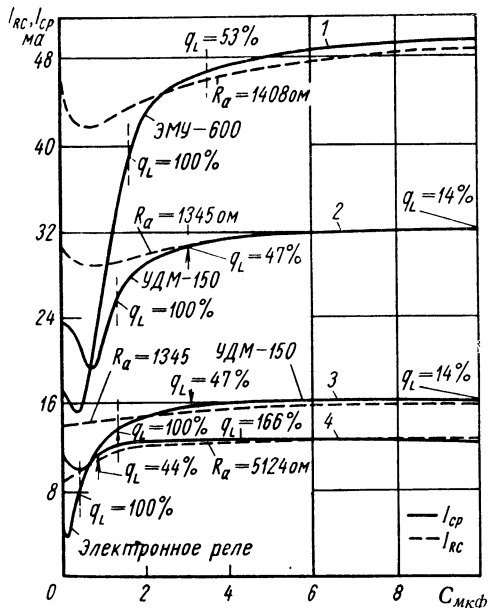


Рис. 8-23. Экспериментальные графики зависимости среднего значения анодного тока от величины емкости, включенной параллельно активно-индуктивной нагрузке в схемах, собранных:

1 — на двух лампах 6П6С, включенных параллельно; 2 — на лампе 6П6С; 3 и 4 — на лампе 6Н8

с высоким внутренним сопротивлением (типа 6Н2П) можно вести так же, как при активной нагрузке. Расчет схем на выходных триодах или пентодах, включенных в триодном режиме, сводится к расчету каскадов с нагрузкой вида $R_a \parallel C$.

8. 5. Работа транзистора на переменном коллекторном питании

Применение переменного коллекторного питания и знакопеременного напряжения управляющего сигнала в цепи база-эмиттер вносит особенности в работу транзисторов. При этом возможны четыре различных сочетания напряжений между электродами транзистора.

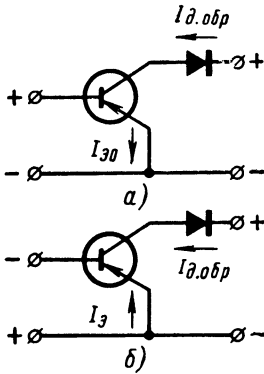


Рис. 8-24. Схема на транзисторе типа $p-n-p$ с диодом в коллекторной цепи для различных сочетаний напряжений:
 а — при $\varphi = 0$; б — при $\varphi = \pi$

Характеристики транзистора типа $p-n-p$, включенного по схеме с общим эмиттером, рассмотрены в п. 1. 9. Из этих характеристик следует, что при положительных напряжениях на коллекторе по отношению к базе текут большие прямые токи коллектора.

Для устранения этих токов в цепь коллектор-эмиттер включают диод, как показано на рис. 8-24. Постановка диода ничего не меняет в работе схемы, когда к коллектору прикладывается отрицательное напряжение, а при положительных напряжениях на коллекторе в обоих случаях сочетаний напряжений (рис. 8-24) в цепи коллектора протекают малые обратные токи диода $I_{д.обр}$. В цепи эмиттера в схеме рис. 8-24, а течет малый обратный ток $I_{з0}$, а в схеме рис. 8-24, б через базу течет по-прежнему большой прямой ток эмиттера $I_з$ [30].

Таким образом, включение диода в цепь коллектора приводит к тому, что большой управляемый ток коллектора может протекать лишь в одном направлении и транзистор теряет свойство обратимости. Включение диода в цепь коллектора не исключает серьезного недостатка схемы — потребления большой мощности на входе в тот полупериод, когда на выходе (в цепи коллектора) мощность не выделяется.

Рассмотрим работу транзистора с диодом в цепи коллектора на активную нагрузку $Z_n = R_n$ при питании коллекторной цепи от источника переменной э. д. с. ($E_k = E_{km} \sin \omega t$) и управлении током базы одновременно сигналами переменного $E_c = E_{cm} \sin(\omega t + \varphi)$ и постоянного U_c напряжений (рис. 8-25, а).

Форма импульса коллекторного тока при одном переменном сигнале, совпадающим по фазе с коллекторным напряжением, может быть получена графическим способом с использованием пас-

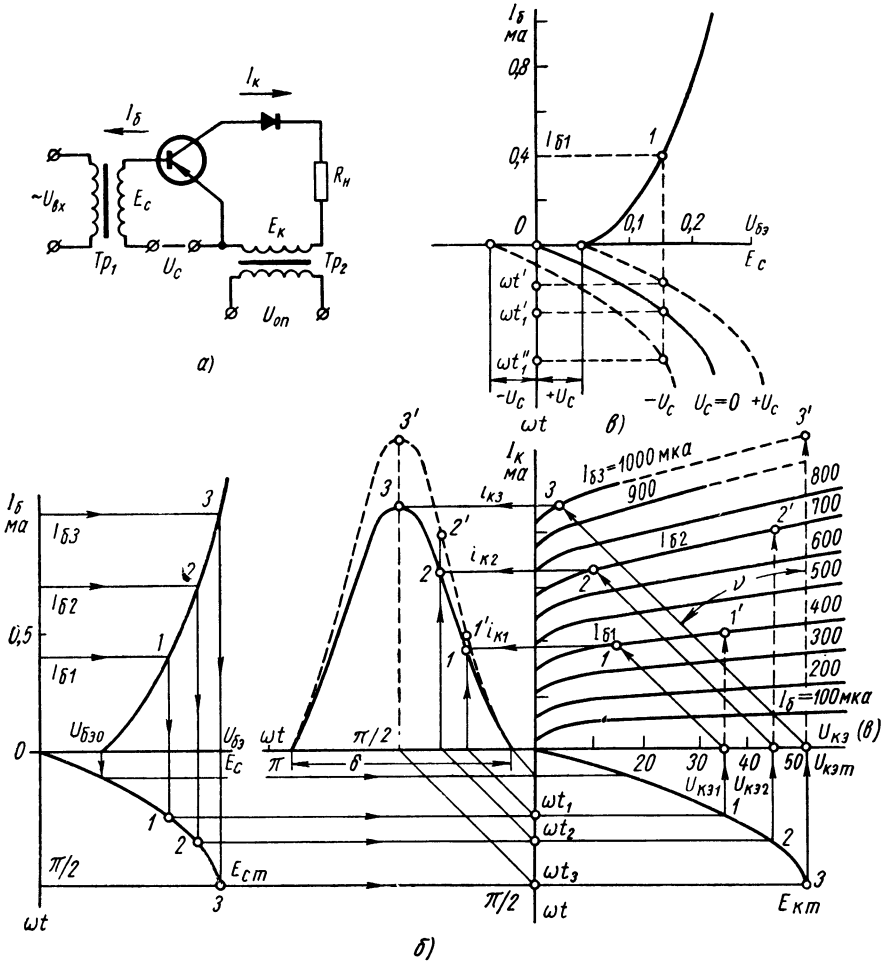


Рис. 8-25. Фазочувствительный каскад на транзисторе:

а — схема; б — построение импульса коллекторного тока по выходной и входным характеристикам; в — определение моментов времени ωt при двух входных сигналах

портных или экспериментальных входных и выходных характеристик транзистора. Такое построение приведено на рис. 8-25, б.

По характеристикам $I_{\delta} = f(U_{C3})$ и $E_C = E_{Cm} \sin \omega t$ определяются моменты времени $\omega t_1, \omega t_2, \dots$ и т. д. Для этих моментов

времени отмечаются на оси $U_{кэ}$ точки мгновенных значений коллекторного напряжения $U_{кэ1}, U_{кэ2}, \dots$. Из этих точек проводятся линии, параллельные нагрузочной прямой, выходящей из точки $U_{кэт}$ (соответствующей $E_{см}$) под углом $\nu = \arctg \frac{E_{км}}{R_H}$. Пересечение этих линий с коллекторными характеристиками при базовых токах $I_{б1}, I_{б2}, \dots$ и определит мгновенные значения коллекторного тока $i_{к1}, i_{к2}, \dots$, по которым строится импульс коллекторного тока.

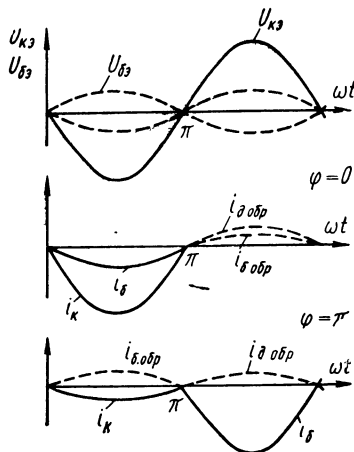


Рис. 8-26. Кривые изменения токов и напряжений в фазочувствительном каскаде на транзисторе типа $p-n-p$ в схеме с общим эмиттером

Из построения видно, что ток коллектора имеет форму импульсов длительностью δ , которая зависит от величины $U_{бэ0}$ и E_c . Если подаются одновременно переменный и постоянный сигналы на вход каскада, то при построении синусоида переменного сигнала $E_c = E_{см} \sin \omega t$ должна быть сдвинута по оси напряжений вправо или влево на величину U_c , что приведет к изменению положения моментов времени $\omega t_1, \omega t_2, \dots$, соответствующих токам базы $I_{б1}, I_{б2}, \dots$ (рис. 8-25, в).

Полная картина изменения токов и напряжений в каскаде, изображенном на рис. 8-25, а при различных сочетаниях напряжений на электродах транзистора представлена на рис. 8-26.

При совпадении фазы ($\varphi = 0$) входного сигнала и сигнала источника коллекторного напряжения в течение первого полупериода в нагрузке протекает управляемый коллекторный ток $i_k \approx \beta i_b$. Во второй половине периода по нагрузке протекает обратный ток диода $i_{добр}$. Следовательно, при $\varphi = 0$ среднее значение коллекторного тока за период получается большим и пропорциональным величине управляющего сигнала, а ток базы в оба полупериода мал по величине.

При $\varphi = \pi$ в первую половину периода ток коллектора определяется током $I_{к0}$, а ток базы равен $i_{бобр}$.

В течение второго полупериода по нагрузке течет ток $i_{добр}$, а в цепи базы большой по величине ток $i_b = I_a$. Среднее значение тока в нагрузке за период в этом случае будет очень малым по величине, и практически им можно пренебречь.

Таким образом, транзистор при переменном коллекторном питании обладает фазовой чувствительностью, которая состоит в том,

что при совпадении фаз напряжений на базе и на коллекторе ($\varphi = 0$) среднее значение тока велико и пропорционально входному сигналу, а при $\varphi = \pi$ оно практически равно нулю.

Серьезным недостатком такого фазочувствительного каскада на транзисторе является то, что при $\varphi = \pi$ входная цепь потребляет большую мощность при практическом отсутствии тока в нагрузке, что значительно снижает коэффициент усиления по току и по мощности. Этот большой входной (базовый) ток получил название *паразитного тока*, а схема такого типа — *схемы с потреблением паразитного базового тока на входе*.

Одной из мер устранения паразитного базового тока является введение начального смещения от источника переменного тока, запирающего транзистор по цепи база-эмиттер в те полупериоды, когда в нагрузке не течет управляемый ток нагрузки.

Найдем аналитические выражения для определения параметров и выходных характеристик каскада, показанного на рис. 8-25, а, при разных типах коллекторных нагрузок. Для этого идеализируем входные и выходные характеристики транзистора.

Выходную характеристику $I_{\kappa} = f(U_{\kappa\varepsilon})$ при $I_{\beta} = \text{var}$ (рис. 8-27, а) представим в виде параллельных линий, определяемых зависимостью

$$I_{\kappa} = I'_{\kappa 0} + \beta I_{\beta} + \frac{U_{\kappa\varepsilon}}{r_{\text{вых}}}, \tag{8.53}$$

где $r_{\text{вых}} = \frac{\partial U_{\kappa\varepsilon}}{\partial I_{\kappa}}$ характеризует наклон идеализированных характеристик к оси $U_{\kappa\varepsilon}$, $I'_{\kappa 0} = (\beta + 1) I_{\kappa 0}$.

Входную характеристику $I_{\beta} = f(U_{\beta\varepsilon})$ при $U_{\kappa\varepsilon} = \text{const}$ заменим прямой, которую проведем из точки $I_{\beta m}$, соответствующей максимальной амплитуде входного сигнала ($U_{\beta\varepsilon m} = E_{cm} \sin \omega t + U_c$), таким образом, чтобы эта линия либо была по возможности близка к линейной части входной характеристики (рис. 8-27, в), либо так, как показано на рис. 8-27, б. При этом угол отсечки коллекторного тока увеличивается и на начальном участке входной характеристики (от $U_{\beta\varepsilon 0}$ до $U_{\beta\varepsilon c}$) занижаются мгновенные значения базовых токов, а на участке от $U_{\beta\varepsilon c}$ до $U_{\beta\varepsilon m}$ они несколько завываются. В целом площадь импульса коллекторного тока, а следовательно, и его среднее значение за период остаются близкими к реальным. Для большого числа транзисторов идеализированная входная характеристика практически совпадает с линейной частью реальной входной характеристики.

Таким образом, идеализированная входная характеристика транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, может быть представлена в виде

$$I_{\beta} = \frac{U_{\beta\varepsilon} - U_{\beta\varepsilon 0}}{r_{ax \text{ и}}}, \tag{8.54}$$

где $r_{\theta x u} = \frac{\partial U_{\delta \partial}}{\partial I_{\delta}}$ характеризует наклон идеализированной характеристики к оси $U_{\delta \partial}$.

Уравнение (8. 54) справедливо только для положительных значений $U_{\delta \partial} > U_{\delta \partial 0}$.

В рассматриваемой схеме (рис. 8-25, а) коллекторная цепь питается напряжением $E_k = E_{km} \sin \omega t$, а в цепь база-эмиттер по-

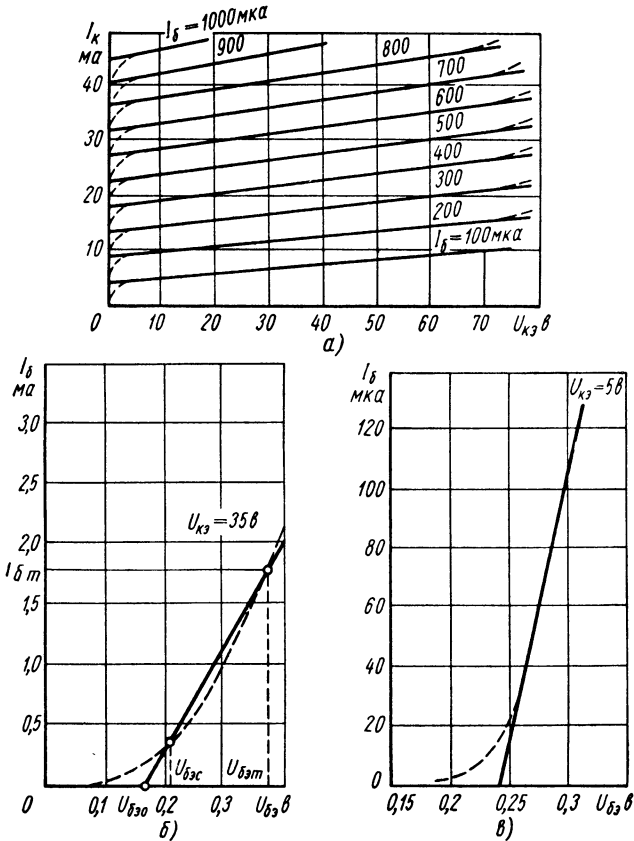


Рис. 8-27. Пример идеализации характеристик транзистора: а — выходных; б и в — входных (пунктиром показаны реальные характеристики)

дается напряжение переменного сигнала, в общем случае сдвинутое по фазе относительно коллекторного на угол φ , т. е. $E_c = E_{cm} \sin(\omega t + \varphi)$, и напряжение постоянного сигнала U_c . В цепи база-эмиттер, кроме сопротивления $r_{\theta x u}$, будет действовать также приведенное сопротивление источника сигнала R_c .

В фазочувствительных усилителях-выпрямителях используется в основном сдвиг по фазе φ , равный нулю или π , поэтому мгновенное значение тока базы на основании равенства (8. 54) может быть выражено уравнением

$$i_b = \frac{1}{r_{ex u} + R_c} [E_{cm} \sin(\omega t + \varphi) + U_c - U_{бэ0}] = \\ = \frac{1}{r_{ex u} + R_c} (\pm E_{cm} \sin \omega t + U_c - U_{бэ0}). \quad (8. 55)$$

Мгновенное значение напряжения коллектор-эмиттер в схеме рис. 8-25, а равно

$$U_{кэ} = E_{к} - i_{к}R_{н} = E_{км} \sin \omega t - i_{к}R_{н}. \quad (8. 56)$$

Используя уравнения (8. 53), (8. 55) и (8. 56), после соответствующих преобразований получим

$$i_{к} (r_{вых} + R_{н}) = E_{км} \sin \omega t \pm \beta \frac{r_{вых}}{r_{ex u} + R_c} E_{cm} \sin \omega t + \\ + \beta \frac{r_{вых}}{r_{ex u} + R_c} U_c - \beta \frac{r_{вых}}{r_{ex u} + R_c} U_{бэ0} + I_{к0} r_{вых}. \quad (8. 57)$$

Введем обозначения

$$\beta \frac{r_{вых}}{r_{ex u} + R_c} = \beta_n$$

и

$$\beta \frac{r_{вых}}{r_{ex u} + R_c} U_{бэ0} - I_{к0} r_{вых} = U_{н0}. \quad (8. 58)$$

Тогда уравнение мгновенного значения коллекторного тока будет иметь вид

$$i_{к} = \frac{E_{км}}{r_{вых} + R_{н}} \sin \omega t \pm \beta_n \frac{E_{cm}}{r_{вых} + R_{н}} \sin \omega t - \frac{1}{r_{вых} + R_{н}} (U_{н0} - \beta_n U_c). \quad (8. 59)$$

Углы отсечки анодного тока могут быть определены из того условия, что $i_{к} = 0$ при $\omega t = \epsilon_{н0}$ и $\omega t = \theta_{н0}$, т. е.

$$\sin \epsilon_{н0} = \sin \theta_{н0} = \frac{U_{н0} - \beta_n U_c}{E_{км} \pm \beta_n E_{cm}}; \quad (8. 60)$$

$$\epsilon_{н0} = \arcsin \frac{U_{н0} - \beta_n U_c}{E_{км} \pm \beta_n E_{cm}}.$$

Среднее значение коллекторного тока в активной нагрузке за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$

$$I_{KR} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varepsilon_{n0}}^{\theta_{n0}=\pi-\varepsilon_{n0}} i_k d\omega t. \quad (8.61)$$

На основании соотношений (8.59) и (8.60), после интегрирования и преобразования получим

$$I_{KR} = \frac{1}{\pi(r_{вых} + R_H)} \left[(E_{km} \pm \beta_n E_{cm}) \cos \varepsilon_{n0} - \frac{1}{\pi(r_{вых} + R_H)} (U_{n0} - \beta_n U_c) \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_{n0} \right) \right].$$

Из выражения (8.60) видно, что

$$(U_{n0} - \beta_n U_c) = (E_{km} \pm \beta_n E_{cm}) \sin \varepsilon_{n0};$$

следовательно,

$$I_{KR} = \frac{E_{km} \pm \beta_n E_{cm}}{\pi(r_{вых} + R_H)} \left[\cos \varepsilon_{n0} - \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_{n0} \right) \sin \varepsilon_{n0} \right]. \quad (8.62)$$

Заменяя $E_{km} = \sqrt{2} E_k$ и $E_{cm} = \sqrt{2} E_c$ и вводя обозначение

$$K_{nR} = \cos \varepsilon_{n0} - \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_{n0} \right) \sin \varepsilon_{n0}, \quad (8.63)$$

получим выражение для среднего значения тока фазочувствительного каскада при активном сопротивлении нагрузки

$$I_{KR} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_k \pm \beta_n E_c}{r_{вых} + R_H} K_{nR}. \quad (8.64)$$

Сравнивая уравнения для мгновенного значения коллекторного тока (8.59), углов отсечки (8.60), среднего значения коллекторного тока и коэффициента K_{nR} , обнаруживаем их полную идентичность по структуре с соответствующими выражениями лампового фазочувствительного каскада (8.2), (8.3), и (8.7) (8.8).

Для определения K_{nR} в функции параметров и режима работы каскада, т. е. $K_{nR} = f(\sin \varepsilon_{n0})$, можно использовать график $K_R = f(\sin \varepsilon_0)$ (см. рис. 8-3), если брать соответствующие значения $\sin \varepsilon_0 = \sin \varepsilon_{n0}$.

Выражения для определения крутизны выходной характеристики (S_{nR}) и коэффициента усиления по напряжению фазочувствительного каскада с активной нагрузкой по постоянному ($K_{uR \approx}$)

и переменному ($K_{uR \approx}$) сигналам подобны выражениям фазочувствительного каскада на электронной лампе

$$\left. \begin{aligned} S_{nR \approx} &= \frac{\partial I_{KR}}{\partial E_c} = \frac{\beta_n}{r_{вых} + R_n} \cdot \frac{\cos \varepsilon_{n0}}{2,22}; \\ K_{uR \approx} &= \frac{\partial U_n}{\partial E_c} = \frac{R_n}{r_{вых} + R_n} \cdot \frac{\beta_n}{2,22} \cos \varepsilon_{n0}; \\ S_{nR \approx} &= \frac{\partial I_{KR}}{\partial U_g} = \frac{\beta_n}{r_{вых} + R_n} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varepsilon_{n0}}{\pi} \right); \\ K_{uR \approx} &= \frac{\partial U_n}{\partial U_c} = \frac{R_n \beta_n}{r_{вых} + R_n} \left(\frac{1}{2} - \frac{\varepsilon_0}{\pi} \right). \end{aligned} \right\} \quad (8.65)$$

Аналогичными будут и выражения для эффективного значения коллекторного тока

$$I_{KR \text{ эф}} = \frac{E_k \pm \beta_n E_c}{r_{вых} + R_n} K_{\varepsilon R n}, \quad (8.66)$$

где

$$K_{\varepsilon R n} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} [(\pi - 2\varepsilon_{n0})(1 + 2 \sin^2 \varepsilon_{n0}) - 3 \sin^2 \varepsilon_{n0}]}. \quad (8.67)$$

Мощности, отдаваемые каскадом в нагрузку (P_n) и рассеиваемые на коллекторном переходе (P_k), соответственно равны

$$P_n = R_n I_{KR \text{ эф}}^2 = \frac{R_n}{(r_{вых} + R_n)^2} (E_k \pm \beta_n E_c)^2 K_{\varepsilon R n}^2; \quad (8.68)$$

$$P_k = r_{вых} I_{KR \text{ эф}}^2 = \frac{r_{вых}}{(r_{вых} + R_n)^2} (E_k \pm \beta_n E_c)^2 K_{\varepsilon R n}^2. \quad (8.69)$$

При активно-индуктивной нагрузке вида R, L (см. рис. 8-25, а) индуктивность не оказывает влияния на момент появления тока базы i_b . Если ток коллектора меняется во времени, то в цепи коллектора, кроме источника E_k , начинает действовать э. д. с. самоиндукции, которая вызывает некоторое замедление изменений коллекторного тока, так как уменьшает (при возрастании i_k) или увеличивает (при убывании i_k) потенциал эмиттера на величину $U_L = \omega L \frac{di_k}{d\omega t}$.

Падение напряжения на нагрузке равно

$$U_n = U_R + U_L = i_k R_n + \omega L \frac{di_k}{d\omega t},$$

где R_n — активное сопротивление обмотки индуктивности.

Напряжение на коллекторе находится по формуле

$$U_{кэ} = E_n - U_R - U_L = E_{км} \sin \omega t - i_{к} R_H + \omega L \frac{di_{к}}{d\omega t}. \quad (8.70)$$

Так как ток базы мало зависит от величины $U_{кэ}$ при $U_{кэ} \neq 0$, то на основании выражений (8.53), (8.55), (8.59) и (8.70) дифференциальное уравнение для определения мгновенного значения коллекторного тока будет иметь вид

$$\frac{di_{к}}{d\omega t} + \operatorname{ctg} \gamma_{0n} i_{к} = \operatorname{ctg} \nu (\sin \omega t - \sin \epsilon_{n0}) (E_{км} \pm \beta_n E_{см}), \quad (8.71)$$

где

$$\operatorname{tg} \gamma_{0n} = \frac{\omega L}{r_{вых} + R_H}; \quad \operatorname{tg} \nu = \frac{\omega L}{R_a}. \quad (8.72)$$

Решение дифференциального уравнения (8.71) (после нахождения постоянной интегрирования из условия $i_{к} = 0$ при $\omega t = \epsilon_{n0}$ и преобразований) имеет вид

$$i_{к} = \frac{E_{км} \pm \beta_n E_{см}}{Z_{п экв}} \sin(\omega t - \gamma_{n0}) - \frac{E_{км} \pm \beta_n E_{см}}{r_{вых} + R_H} \sin \epsilon_{n0} - (E_{км} \pm \beta_n E_{см}) \left[\frac{\sin(\epsilon_{n0} - \gamma_{n0})}{Z_{п экв}} - \frac{\sin \epsilon_{n0}}{r_{вых} + R_H} \right] e^{\frac{\epsilon_{n0} - \omega t}{\operatorname{tg} \gamma_{n0}}}, \quad (8.73)$$

где γ_{n0} — сдвиг фазы переменного тока в указанном контуре; $Z_{п экв}$ — полное сопротивление переменному току контура с последовательно включенными $r_{вых}$, R_H и L .

Величина $Z_{п экв}$ определяется по формуле

$$Z_{п экв} = \sqrt{\omega^2 L^2 + (r_{вых} + R_H)^2}.$$

Выражение (8.73) для мгновенного значения коллекторного тока полностью совпадает с выражением (8.45) для мгновенного значения анодного тока. Поэтому среднее значение коллекторного тока I_{RL} , крутизна выходной характеристики S_{RL} и другие параметры могут быть определены по формулам и графикам, приведенным в п. 8.4 для электронной лампы. При этом в формулах и графиках следует брать соответствующие значения $\sin \epsilon_0 = \sin \epsilon_{n0}$; $R_i = r_{вых}$; $\mu = \beta_n$; $U_0 = U_{n0}$; $\alpha_R = \alpha_{nR} = \frac{R_H}{r_{вых}}$; $\operatorname{tg} \gamma_0 = \operatorname{tg} \gamma_{n0}$.

Активно-емкостная нагрузка вида $R_a \parallel C$ часто применяется в предварительных каскадах усиления напряжения (тока). Картина изменения токов и напряжений в транзисторном каскаде с активно-емкостной нагрузкой подобна картине в ламповом кас-

каде. В цепи коллектора действуют два источника напряжения: E_{κ} и напряжение на конденсаторе u_c , причем, когда коллекторный ток отсутствует или мал по величине, то конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки.

В зависимости от параметров каскада и нагрузки конденсатор может успевать разряжаться до появления импульса коллекторного тока в следующий полупериод коллекторного напряжения. Этот случай не представляет практического интереса, так как при этом среднее значение выпрямленного тока мало, а пульсация тока в нагрузке очень велика.

Если же конденсатор не успевает разрядиться за время положительного полупериода коллекторного напряжения, т. е. $u_c > 0$ в течение всего периода работы каскада, то ток в нагрузке протекает непрерывно, изменяется лишь его мгновенное значение.

При рассмотрении работы транзистора на активную нагрузку при переменном коллекторном питании было показано, что коллекторный ток протекает в виде импульсов с углами отсечки ϵ_{n0} и θ_{n0} , обусловленными нелинейностью входной характеристики.

При работе транзистора на активно-емкостную нагрузку, из-за наличия в коллекторной цепи источника напряжения u_c длительность импульса коллекторного тока еще больше уменьшится. При этом угол отсечки отпираания коллекторной цепи $\epsilon_n > \epsilon_{n0}$, а угол отсечки запираания $\theta_n < \theta_{n0}$. Очевидно, что минимальное значение угла отсечки в рассматриваемом случае будет равно $\epsilon_n = \epsilon_{n0}$; при этом коэффициент пульсации тока в нагрузке $q_i = 100\%$.

Найдем уравнение для определения мгновенного значения тока. Для коллекторной цепи справедливо уравнения

$$\begin{aligned} i_{\kappa} &= i_n + i_c; \\ u_c &= i_n R_n; \\ i_c &= \omega C \frac{du_c}{d\omega t} = \omega C R_n \frac{di_n}{d\omega t}. \end{aligned}$$

Следовательно,

$$i_{\kappa} = \omega C \frac{du_c}{d\omega t} + \frac{u_c}{R_n}. \tag{8.74}$$

С другой стороны, на основании уравнений (8.53) и (8.55) и равенства $U_{\kappa\varepsilon} = E_{\kappa m} \sin \omega t - u_c$ имеем

$$\begin{aligned} i_{\kappa} &= I'_{\kappa 0} + \beta_n \frac{1}{r_{\text{вых}} + R_c} (\pm E_{cm} \sin \omega t + U_c - U_{\text{бэ0}}) + \\ &+ \frac{1}{r_{\text{вых}}} (E_{\kappa m} \sin \omega t - u_c). \end{aligned} \tag{8.75}$$

Используя соотношения (8. 74) и (8. 75), а также обозначения (8. 58) и (8. 60), получим дифференциальное уравнение, описывающее процесс изменения коллекторного тока,

$$\frac{di_{\kappa}}{d\omega t} + \frac{r_{\text{вых}} + R_{\text{H}}}{\omega C R_{\text{H}} r_{\text{вых}}} i_{\kappa} = \frac{E_{\kappa m} \pm \beta_n E_{\text{cm}}}{r_{\text{вых}} \sin \lambda_n} \sin (\omega t + \lambda_n) - \frac{E_{\kappa m} \pm \beta_n E_{\text{cm}}}{r_{\text{вых}} \operatorname{tg} \lambda_n} \sin \varepsilon_{n0}, \quad (8. 76)$$

где

$$\operatorname{tg} \lambda_n = \omega C R_{\text{H}}.$$

Решение дифференциального уравнения приводит к выражению для мгновенного значения коллекторного тока, подобному выражению (8. 32) для тока лампового каскада с такой же нагрузкой,

$$i_{\kappa} = \frac{E_{nm}}{Z_{\text{с экв}}} \sin (\omega t + \psi_n) - \frac{E_{nm}}{r_{\text{вых}} + R_{\text{H}}} \sin \varepsilon_{n0} - \left[\frac{E_{nm}}{Z_{\text{с экв}}} \sin (\varepsilon_n + \psi_n) - \frac{E_{nm}}{r_{\text{вых}} + R_{\text{H}}} \sin \varepsilon_{n0} \right] e^{\frac{\varepsilon_n - \omega t}{\operatorname{tg} \gamma_n}}, \quad (8. 77)$$

где $Z_{\text{с экв}}$ — полное сопротивление переменному току контура, содержащего сопротивление $r_{\text{вых}}$ и последовательно с ним включенную нагрузку $R_{\text{H}} \parallel C$;

$\psi_n = \lambda_n - \gamma_n$ — угол сдвига фазы переменного тока в этом же контуре, причем

$$\operatorname{tg} \psi_n = \frac{\omega C R_{\text{H}}^2}{r_{\text{вых}} + R_{\text{H}} + \omega^2 C^2 R_{\text{H}}^2 r_{\text{вых}}};$$

$$\operatorname{tg} \gamma_n = \frac{\omega C R_{\text{H}} r_{\text{вых}}}{r_{\text{вых}} + R_{\text{H}}}.$$

В выражении (8. 77) величины E_{nm} и $Z_{\text{с экв}}$ определяются по следующим формулам:

$$E_{nm} = E_{\kappa m} \pm \beta_n E_{\text{cm}};$$

$$Z_{\text{с экв}} = \sqrt{\frac{\omega^2 C^2 R_{\text{H}}^2 r_{\text{вых}}^2 + (R_{\text{H}} + r_{\text{вых}})^2}{1 + \omega^2 C^2 R_{\text{H}}^2}}.$$

Углы отсечки коллекторного тока ε_n и θ_n , а также уравнение среднего значения коллекторного тока определяются такими же уравнениями, что и в случае каскада на электронной лампе. Поэтому все выводы, графики и аналитические выражения, полученные для фазочувствительного каскада на электронной лампе, ра-

ботающего на активно-емкостную нагрузку, можно использовать и для фазочувствительного каскада на транзисторе, работающего на ту же нагрузку ($R_n \parallel C$). При этом необходимо в формулах и графиках брать соответствующие значения параметров и коэффициентов: $\sin \varepsilon_0 = \sin \varepsilon_{n0}$; $R_i = r_{вых}$; $\mu = \beta_n$; $U_0 = U_{n0}$; $\alpha_R = \alpha_{nR}$.

Активно-индуктивная нагрузка с параллельно включенной емкостью (вида $R_n L \parallel C$) характерна для каскадов усиления мощности. Аналитические выражения для определения параметров и характеристик фазочувствительного каскада при произвольной величине емкости очень сложны и громоздки.

Вместе с тем, начиная с некоторого значения емкости, когда коэффициент пульсации тока становится меньше 40—50% (что практически всегда имеет место в реальных схемах усилителей), дальнейшее ее увеличение приводит только к уменьшению пульсации тока в нагрузке. Среднее значение тока в нагрузке при этом не возрастает и с достаточной для инженерных расчетов степенью точности может быть определено, если считать нагрузку $R_n L \parallel C$ просто активной (величина сопротивления которой равна активному сопротивлению обмотки индуктивности), или же активно-емкостной (при $\alpha_{nR} > 0,1$). Для этих же случаев определяются и другие параметры схемы (P_n , P_k , динамическая крутизна выходной характеристики и т. п.).

Коэффициент пульсации тока в нагрузке определяется по графику рис. 8-18 или по формуле (8. 44).

В данном параграфе была рассмотрена схема простейшего фазочувствительного каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером.

Рассуждая аналогичным образом, можно получить расчетные соотношения для фазочувствительных каскадов при включении транзистора по схеме с общей базой и с общим коллектором.

9 УСИЛИТЕЛИ-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА УПРАВЛЯЕМЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

9. 1. Общие замечания

В системах автоматического управления большое распространение получили преобразователи электрических сигналов переменного тока в постоянный и постоянного в переменный, построенные на управляемых нелинейных элементах (электронных лампах, транзисторах и т. п.). В электронных устройствах такого назначения (кроме ключевых схем на транзисторах) наряду с преобразованием электрического сигнала происходит одновременное усиление его по мощности за счет энергии источников питания, поэтому они называются усилителями-преобразователями.

Усилители-преобразователи переменного тока в постоянный являются схемами фазочувствительными и носят название фазочувствительных усилителей-преобразователей.

Все схемы фазочувствительных усилителей-преобразователей можно разделить на следующие четыре группы:

- а) однополупериодные усилители-выпрямители;
- б) двухполупериодные усилители-выпрямители;
- в) однополупериодные усилители-демодуляторы;
- г) двухполупериодные усилители-демодуляторы.

В фазочувствительных усилителях-выпрямителях (далее будем называть их усилителями-выпрямителями) при изменении фазы преобразуемого сигнала на 180° изменяется на выходе величина среднего значения тока или напряжения, а направление тока в нагрузке или полярность выходного напряжения остается той же, т. е. схема фазочувствительного усилителя-выпрямителя непереворачиваемая.

В усилителях-демодуляторах, так же как и в демодуляторах на неуправляемых нелинейных элементах, с изменением фазы входного сигнала на 180° изменяется направление результирующего тока в нагрузке или полярность выходного напряжения, т. е. схема усилителя-демодулятора реверсивная.

В системах автоматического управления используются все группы фазочувствительных усилителей-преобразователей, причем нагрузка усилителей может быть как активная, так и комплексная (вида R_a ; $R_a L$; $R_a \parallel C$ и $R_a L \parallel C$).

Схемы усилителей-преобразователей постоянного тока в переменный, подобно схемам преобразователей на нелинейных элементах, могут быть реверсивными и нереверсивными [26].

Рассмотрим лишь реверсивные схемы усилителей-преобразователей, у которых с изменением полярности входного постоянного сигнала изменяется фаза выходного переменного напряжения на 180° . Преобразователи такого типа называются усилителями-модуляторами. Различают усилители-модуляторы однополупериодные и двухполупериодные.

В большинстве случаев усилители-модуляторы используются в каскадах предварительного усиления и преобразования. Нагрузка таких каскадов при бестрансформаторном выходе, как правило, активная.

Наиболее широко применяются усилители-модуляторы, на выходе которых ставится трансформатор. При этом параллельно первичной или вторичной обмотке его при любом типе нагрузки включают емкость, с помощью которой выделяют первую гармонику преобразованного напряжения и фильтруют гармоники более высокого порядка. Индуктивность первичной обмотки трансформатора обычно велика и индуктивное сопротивление ее в применяемом диапазоне частот значительно больше, чем активное сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке. Поэтому нагрузка усилительного каскада в данном случае считается активной.

Усилители-модуляторы, используемые в качестве выходных каскадов, т. е. усилители мощности, работающие на активно-индуктивную нагрузку, применяются весьма редко. Однако и в этом случае параллельно нагрузке включается емкость, с помощью которой компенсируется индуктивное сопротивление и комплексная нагрузка приводится к эквивалентному активному сопротивлению [52].

Таким образом, целесообразно рассматривать работу каскада усилителя-модулятора только на активную нагрузку, так же как и модуляторов на неуправляемых нелинейных элементах.

В системах автоматического управления на вход усилителей-преобразователей во многих случаях необходимо одновременно подавать сигнал как от источника переменного ($U_{ax\sim}$), так и постоянного (U_{ax-}) тока.

Предположим, что в следящем приводе основной управляющий сигнал подается в усилитель-преобразователь от источника переменного тока (например, с индуктивного датчика). Наряду с этим на вход усилителя-преобразователя подается вспомогательный сигнал от источника постоянного тока (цепь обратной связи). Возможно и обратное по значению сочетание сигналов.

Аналогичная комбинация входных напряжений может быть и в том случае, когда сигнал подается от источника напряжения

одного типа, а начальное смещение — от источника напряжения другого типа или используется автоматическое смещение. Поэтому название каскада усилителя-преобразователя будем давать по роду основного сигнала и требуемого преобразования, а расчет усилительных каскадов вести для более общего случая, когда на вход подается одновременно сигнал от источника переменного и постоянного тока.

9. 2. Однополупериодные и двухполупериодные схемы фазочувствительных усилителей-выпрямителей

Однополупериодные усилители-выпрямители применяются в системах автоматического управления относительно редко (например, в электронных реле переменного тока, в нереверсивных схемах электроприводов и т. п.). Вместе с тем, расчет схем усилителей-демодуляторов в режиме максимальной отдачи мощности, когда в одном плече в нагрузку отдается максимальная мощность, а другое плечо заперто, сводится к расчету схемы усилителя-выпрямителя.

Простейшая однополупериодная схема усилителя-выпрямителя представляет собой усилительный каскад, собранный на электронной лампе или транзисторе, основные соотношения для которых получены в гл. 8.

В тех случаях, когда не хватает мощности или крутизны выходной характеристики одного усилительного элемента (лампы или транзистора), применяют *параллельное* включение двух или нескольких усилительных элементов, работающих на одну нагрузку. При расчетах подобный усилительный каскад может быть заменен эквивалентной схемой, имеющей один усилительный элемент с эквивалентными статическими параметрами.

Методику анализа такого каскада рассмотрим на примере однополупериодной схемы усилителя-выпрямителя на двух параллельно включенных электронных лампах (рис. 9-1). Подобная схема может быть заменена схемой с одной лампой, имеющей эквивалентные статические параметры $R_{i_{экс}}$, $S_{экс}$, $\mu_{экс}$ [13].

Так как параметры ламп L_1 и L_2 в общем случае неодинаковы, то параметры эквивалентной лампы определяются из выражений

$$R_{i_{экс}} = \frac{R_{i1}R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2}}; \quad S_{экс} = S_1 + S_2;$$

$$\mu_{экс} = \frac{\mu_1 R_{i2} + \mu_2 R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}}, \quad (9.1)$$

где R_{i1} , S_1 , μ_1 — статические параметры лампы L_1 , а R_{i2} , S_2 , μ_2 — параметры лампы L_2 .

При равенстве параметров обеих ламп параметры эквивалентной лампы примут значения

$$R_{i_{\text{экс}}} = \frac{R_l}{2}; \quad S_{\text{экс}} = 2S; \quad \mu_{\text{экс}} = \mu. \quad (9.2)$$

Включение в усилительный каскад второй лампы приводит при всех типах анодной нагрузки к увеличению мгновенного и среднего значений тока в нагрузке, крутизны динамической сеточной характеристики каскада, к увеличению мощности, рассеиваемой на нагрузке. Однако удвоение ламп в каскаде не означает, что выходные параметры (i_n , I_{cp} , $S_{d\sim}$, P_n и др.) также увеличатся в 2 раза. Степень изменения выходных параметров каскада зависит от типа анодной нагрузки и отношения активной составляющей сопротивления нагрузки к внутреннему сопротивлению эквивалентной лампы, т. е. от

$$\alpha_{R\text{экс}} = \frac{R_a}{R_{l_{\text{экс}}}}. \quad (9.3)$$

В качестве примера рассмотрим случай активной анодной нагрузки ($Z_n = R_a$; $C_n = 0$) в схеме, приведенной на рис. 9-1.

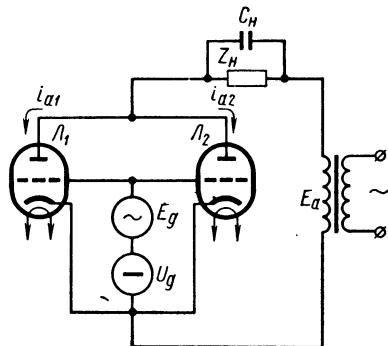


Рис. 9-1. Однополупериодный фазочувствительный усилитель-выпрямитель с параллельным включением двух ламп на одну нагрузку

На основании выражений (8. 23), (8. 26), (8. 27), (9. 2) и (9. 3) нетрудно получить уравнения мгновенного значения тока в эквивалентной лампе (i_{2R}), среднего значения тока в нагрузке (I_{2R}), крутизны динамической характеристики каскада (например, по переменному сигналу $S_{d_{\text{экс}}} \approx$). Эти уравнения показывают, что данные параметры увеличиваются по сравнению с параметрами каскада на одной лампе в одной и той же пропорции, т. е. в m_R раз:

$$m_R = \frac{i_{2R}}{i_R} = \frac{I_{2R}}{I_R} = \frac{S_{d_{\text{экс}}} \approx}{S_{d\approx}} = \frac{1 + \alpha_R}{0,5 + \alpha_R}. \quad (9.4)$$

Подобным же образом изменяются и другие параметры эквивалентного каскада. Зависимость m_R показана на рис. 9-2.

Из этого графика видно, что при активной анодной нагрузке и $\alpha_R \geq 1$ применение параллельного включения двух ламп, работающих на одну нагрузку, мало целесообразно, так как параметры каскада на двух лампах изменяются незначительно по сравнению с одной лампой.

При других типах анодной нагрузки (вида $R_a L$; $R_a \parallel C$; $R_a L \parallel C$) расчет каскада при параллельном включении ламп ведется по тем же формулам, что и для одной лампы (см. гл. 8), но при этом в расчетах нужно брать параметры эквивалентной лампы, определяемые из уравнений (9.1—9.3).

Примеры количественных изменений токов и крутизны показаны ниже.

Графики изменения токов и напряжений при параллельном включении двух ламп, работающих на одну нагрузку, подобны

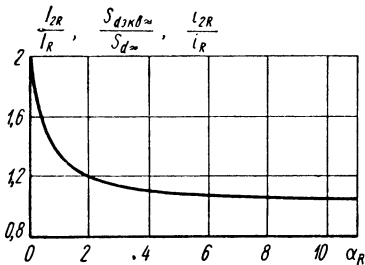


Рис. 9-2. Зависимость отношения токов и крутизны от коэффициента нагрузки $\alpha_R = \frac{R_a}{R_i}$

графикам каскада на одной лампе. Пульсация тока в нагрузке при одной лампе и при двух включенных параллельно лампах, работающих на одну и ту же нагрузку, имеет практически одинаковое значение.

В однополупериодных фазочувствительных усилителях-выпрямителях на транзисторах, в случае необходимости включения двух или нескольких транзисторов в параллель, выходные характеристики изменяются подобно ламповому каскаду. Вместе с тем, при парал-

лельной работе транзисторов весьма важным является равномерность распределения коллекторных токов между транзисторами.

Равенство токов в транзисторах каскада усилителя-выпрямителя можно получить, если обеспечить равенство отношений $\frac{R_{ак}}{\beta}$ в каждом транзисторе. Этого можно достигнуть разными способами: индивидуальным подбором транзисторов с одинаковой крутизной переходной характеристики, включением в цепь базы балластного сопротивления, введением эмиттерной отрицательной обратной связи (R'_e) или совокупностью этих методов. Наиболее эффективным способом является включение сопротивления R'_e [30].

На рис. 9-3, а приведена принципиальная схема двухполупериодного фазочувствительного усилителя-выпрямителя.

Эту схему можно рассматривать как *последовательное* включение двух ламп, работающих на одну нагрузку.

Рассмотрим особенности расчета таких каскадов на разные виды нагрузок [54]. На рис. 9-3, а лампы L_1 и L_2 работают в разные полупериоды анодного напряжения, но ток по нагрузке протекает в одном направлении при любых сочетаниях входных сигналов. Переменный сигнал подается на сетки ламп в фазе ($+E_g$)

или в противофазе ($-E_g$) с анодным напряжением, а постоянный сигнал одинаковой полярности — на сетки обеих ламп.

При активной анодной нагрузке $Z_H = R_a$ лампы работают поочередно и независимо друг от друга (рис. 9-3, б) и среднее значение анодного тока в нагрузке будет в 2 раза больше анодного тока одной лампы, определяемого уравнением (8. 26). Крутизна выходной характеристики, коэффициент усиления каскада и мощность, отдаваемая в нагрузку в этом случае, будут в 2 раза больше по сравнению с каскадом на одной лампе.

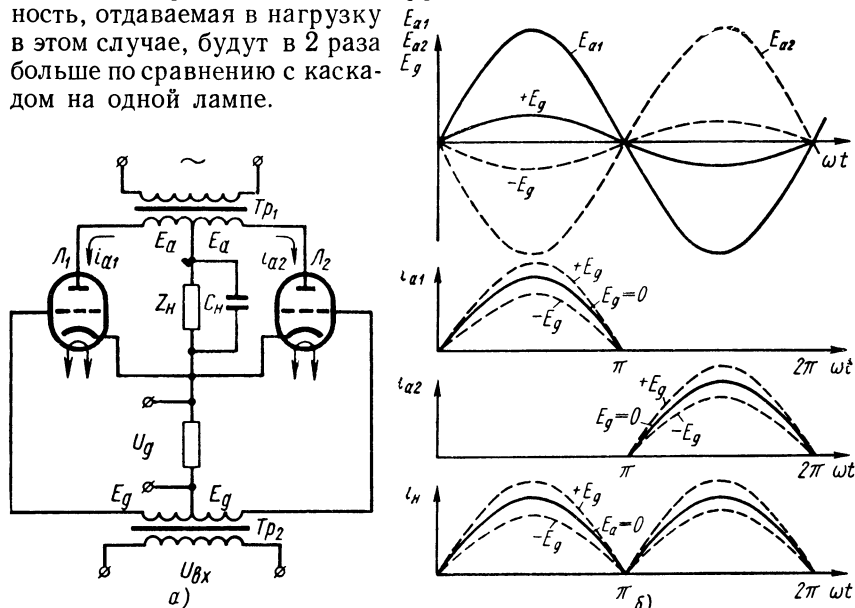


Рис. 9-3. Схема двухполупериодного усилителя-выпрямителя

При активно-емкостной нагрузке (вида $R_a \parallel C$), хотя лампы работают поочередно, ток одной лампы и углы его отсечки зависят от величины тока другой лампы из-за напряжения на емкости. Если отрицательный постоянный сигнал на сетках не очень большой, то при включении даже небольшой емкости конденсатор не успевает разряжаться к началу очередного импульса анодного тока.

Среднее значение тока и напряжения на нагрузке двухполупериодного усилителя-выпрямителя на основании выражений (8.38—8.41) можно с достаточной для практики точностью определять по формулам

$$I_{RCH} = \frac{2}{\pi R_i} [V\sqrt{2}(E_a \pm \mu E_g) K_{RC,II} - (U_0 - \mu U_g) S_{KII}]; \quad (9. 5)$$

$$E_{RCH} = \frac{2\alpha_R}{\pi} [V\sqrt{2}(E_a \pm \mu E_g) K_{RC,II} - (U_0 - \mu U_g) S_{KII}]. \quad (9. 6)$$

Используя эти уравнения, легко получить выражения для определения крутизны выходной характеристики и коэффициента усиления каскада:

а) по переменному сигналу при неизменном постоянном сигнале

$$S_{RCII} \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{RC,II} S;$$

$$\mu_{RCII} \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \alpha_R K_{RC,II} \mu; \quad (9.7)$$

б) по постоянному сигналу при неизменном переменном сигнале

$$S_{RCII} \approx \frac{2}{\pi} S_{KII} S; \quad \mu_{RCII} \approx \frac{2}{\pi} \alpha_R S_{KII} \mu. \quad (9.8)$$

Графики $K_{RC,II} = f(\operatorname{tg} \lambda, \alpha_R)$ и $S_{KII} = f(\alpha_R)$ представлены на рис. 9-4.

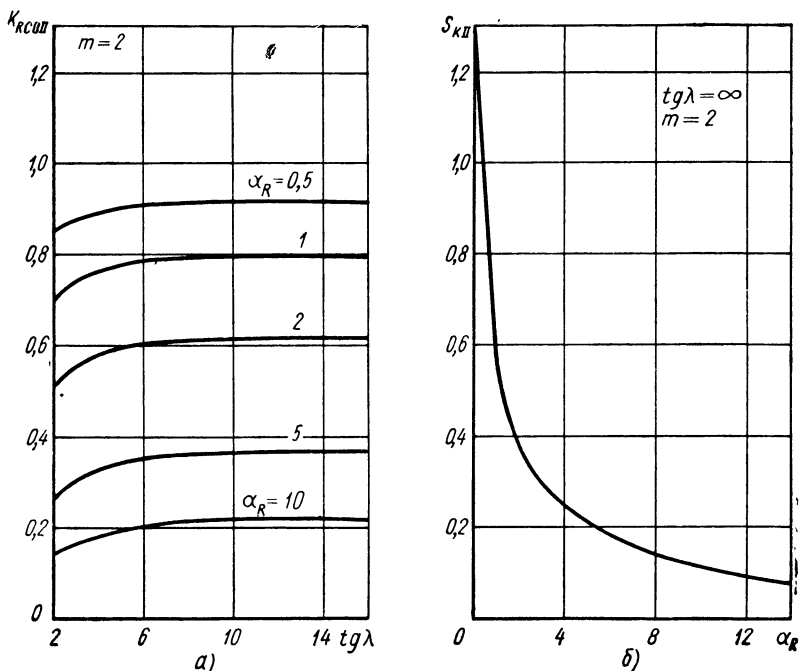


Рис. 9-4. Графики зависимости коэффициентов:

$$a - K_{RC,II} = f(\operatorname{tg} \lambda; \alpha_R); \quad б - S_{KII} = f(\alpha_R)$$

На рис. 9-5 приведены кривые изменения токов и напряжений при работе каскада (см. рис. 9-3) на активно-индуктивную нагрузку (вида $R_a L$), которые показывают, что момент отпирания ламп зависит от величины и полярности напряжения на нагрузке. Лампы отпираются в тот момент, когда напряжение от источника

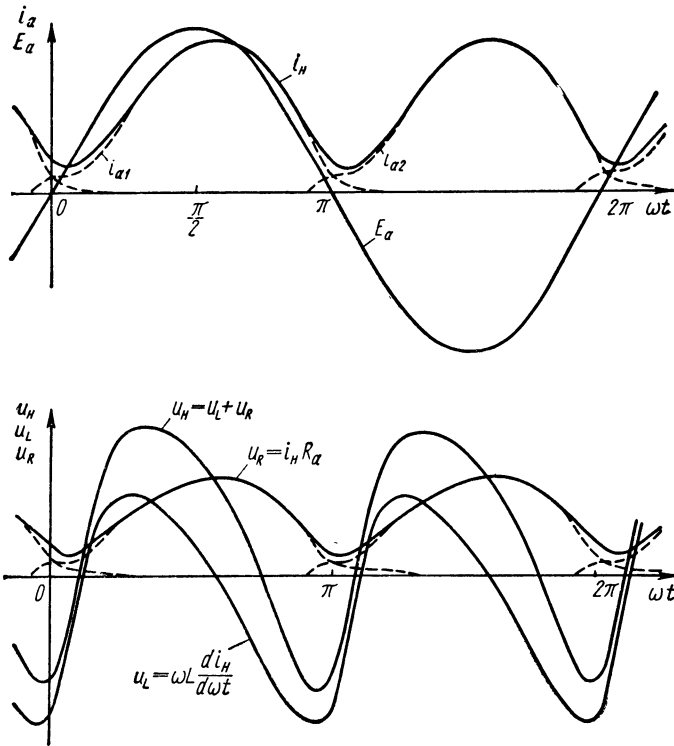


Рис. 9-5. Кривые изменения токов и напряжений при активно-индуктивной нагрузке вида $R_a L$

анодного питания подается еще минусом к аноду лампы. Это происходит вследствие того, что падение напряжения на индуктивности ($U_L = \omega L \frac{di_H}{d\omega t}$) в это время плюсом приложено к анодам лампы и по величине оно больше напряжения источника анодного питания. Некоторую часть периода анодного напряжения лампы работают на нагрузку одновременно. Вследствие этого, при переменных сигналах на сетках лампы и малых отрицательных или нулевых значениях напряжения постоянного сигнала (что

характерно для режимов максимальной отдачи мощности) ток в нагрузке протекает не импульсами, а непрерывно, изменяясь только по амплитуде. Поэтому среднее значение тока (I_{nRL}) в каскаде (см. рис. 9-3) при нагрузке вида $R_a L$ более чем вдвое превышает среднее значение анодного тока (I_{RL}) одной лампы, работающей на ту же нагрузку.

Аналитическое определение среднего значения тока в нагрузке в рассматриваемом случае является сложной и громоздкой задачей. Вместе с тем, многочисленные эксперименты показали, что для триодного режима работы ламп при расчетах (ошибка не превышает 1—5%) среднее значение тока в каскаде с нагрузкой $R_a L$ может быть определено заменой индуктивной нагрузки активной, равной омическому сопротивлению обмотки индуктивности. В этом случае расчет не представляет трудностей.

Для пентодов и лучевых тетродов среднее значение анодного тока можно получить с достаточной для инженерного расчета точностью, как удвоенное значение анодного тока одной лампы, работающей на ту же индуктивную нагрузку.

Как следует из рассмотренного выше, включение параллельно активно-индуктивной нагрузке даже небольшой емкости приводит к значительному уменьшению пульсации тока и некоторому увеличению среднего значения анодного тока и крутизны. Аналитически получить выражение для определения среднего значения анодного тока и других параметров двухполупериодного усилителя-выпрямителя с нагрузкой вида $R_a L \parallel C$ при всех значениях емкости пока не представляется возможным. Однако эксперименты показали, что для триодов и лучевых тетродов (пентодов), включенных в триодном режиме, инженерный расчет двухполупериодной схемы с нагрузкой вида $R_a L \parallel C$ можно свести к нагрузке вида R_a или $R_a \parallel C$, где R_a — активное сопротивление обмотки индуктивности. При этом с увеличением значения емкости уменьшается коэффициент пульсации тока в нагрузке, а точность расчета повышается.

В каскадах на лучевых тетродах и пентодах с нагрузкой вида $R_a L \parallel C$ подобное допущение при расчетах также справедливо, если величина емкости такова, что пульсация тока в эквивалентной активно-емкостной нагрузке не превышает 50—60% [53, 54].

Следует иметь в виду, что коэффициент пульсации тока в нагрузке вида $R_a L \parallel C$ для пентодов и лучевых тетродов будет в 4—6 раз меньше, а для триодов в 1,5—2 раза меньше, чем при $R_a \parallel C$, если принять R_a равным активному сопротивлению обмотки индуктивности и одинаковое значение емкости.

При сравнении схем включения двух ламп, работающих на одну нагрузку, видны определенные преимущества последовательного включения перед параллельным. В случае последовательного

включения при всех типах анодной нагрузки среднее значение анодного тока, крутизна выходной характеристики каскада, а следовательно, и отдаваемая мощность значительно больше, чем при параллельном включении. Одновременно с этим, при одних и тех же параметрах элементов каскада пульсация тока в нагрузке

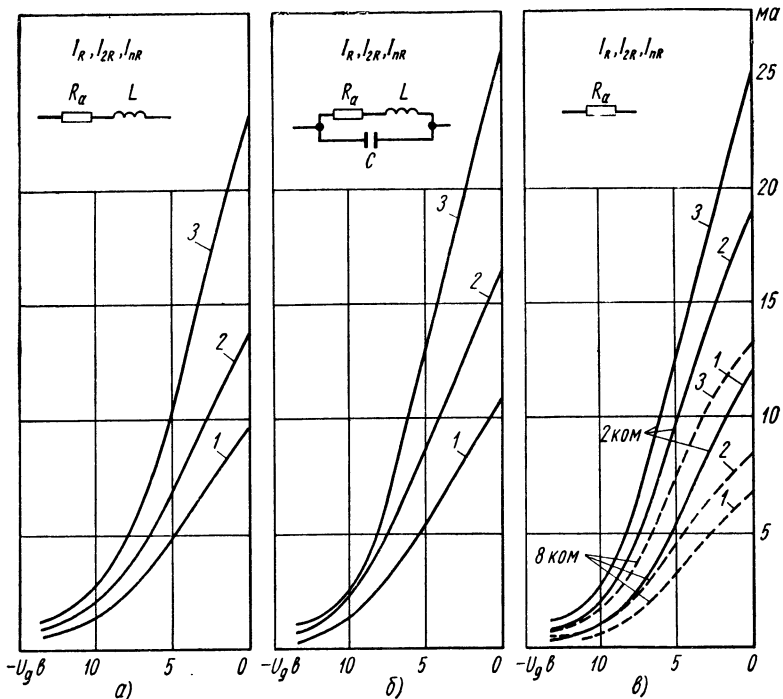


Рис. 9-6. Выходные характеристики каскадов усилителей-выпрямителей на одной и двух лампах для нагрузки:

а) $R_a L$; б) $R_a L \parallel C$; в) R_a ; 1 — анодный ток I_R на одной лампе 6Н8; 2 — анодный ток I_{2R} на двух лампах 6Н8, включенных параллельно; 3 — анодный ток I_{nR} на двух лампах 6Н8, включенных последовательно

вида $R_a \parallel C$ и $R_a L \parallel C$ при последовательном включении ламп в 3—6 раз меньше, чем при параллельном. Вследствие этого для получения одной и той же величины пульсации или среднего значения тока в нагрузке при последовательном включении требуется значительно меньшая величина емкости.

Кроме того, выходное сопротивление каскада при последовательном включении ламп примерно в 2 раза больше, чем при параллельном, поэтому постоянная времени всего усилительного каскада значительно меньше.

На рис. 9-6 в качестве примера даны выходные характеристики каскадов на одной и двух лампах 6Н8 для нагрузок вида R_a , $R_a L$ и $R_a L \parallel C$. Подобный вид имеют графики и при других типах нагрузок. Из графиков видно, что крутизна выходной характеристики при параллельном подключении второй лампы (кривые 2) увеличивается незначительно, а при последовательном (кривые 3) возрастает более чем в 2 раза по сравнению с каскадом на одной лампе.

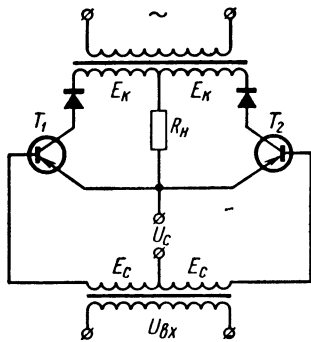


Рис. 9-7. Двухполупериодная схема фазочувствительного усилителя-выпрямителя на транзисторах

В двухполупериодной схеме фазочувствительного усилителя-выпрямителя, представленной на рис. 9-7, в разные полупериоды поочередно через транзисторы T_1 и T_2 протекают коллекторные токи, пропорциональные управляющим сигналам.

Если нагрузка каскада активная, то токи в транзисторах не зависят друг от друга (обратными токами диодов D_1 и D_2 ввиду их малости пренебрегаем), поэтому выходные параметры рассматриваемой схемы можно определить, удваивая параметры одного из плеч каскада, каждое из которых является однополупериодным усилителем-выпрямителем.

При активно-емкостной нагрузке в коллекторной цепи вида $R_a \parallel C$ расчет следует вести по приведенным для электронных каскадов графикам $K_{RC_0\Pi}$ и $S_{K\Pi}$ и формулам

$$\left. \begin{aligned}
 I_{nRC\Pi} &= \frac{2}{\pi r_{вых}} [V\sqrt{2} (E_k \pm \beta_n E_c) K_{RC_0\Pi} - (U_{on} - \beta_n U_c) S_{K\Pi}]; \\
 E_{nRC\Pi} &= R_n I_{nRC\Pi}; \\
 S_{nRC\Pi} &\approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{RC_0\Pi} \frac{\beta_n}{r_{вых}}; \quad S_{nRC\Pi} \approx \frac{2}{\pi} S_{K\Pi} \frac{\beta_n}{r_{вых}}; \\
 K_{nRC\Pi} &\approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{RC_0\Pi} \frac{R_n}{r_{вых}} \beta_n; \quad K_{nRC\Pi} \approx \frac{2}{\pi} S_{K\Pi} \beta_n \frac{R_n}{r_{вых}}.
 \end{aligned} \right\} (9.9)$$

При активно-индуктивной нагрузке с параллельно включенной емкостью (вида $R_a L \parallel C$) общие соображения по изменению выходных параметров каскада и методике их определения, приведенные для двухполупериодных фазочувствительных усилителей-выпрямителей на электронных лампах, остаются справедливыми и для транзисторных схем.

Большим недостатком схем двухполупериодных усилителей-выпрямителей на транзисторах (рис. 9-7) является наличие пара-

зитных базовых токов, имеющих место в оба полупериода работы схемы при несовпадении фаз коллекторного и сигнального напряжений. Способы их устранения рассматриваются в п. 9.3.

9.3. Однополупериодные усилители-демодуляторы

Структура схем однополупериодных усилителей-демодуляторов зависит от типа нагрузки (дифференциальная или недифференциальная), а также от числа усилительных элементов (один или два), используемых в схеме.

На рис. 9-8 приведены шесть возможных вариантов однополупериодных усилителей-демодуляторов: три схемы для недифференциальной нагрузки и три для дифференциальной нагрузки¹.

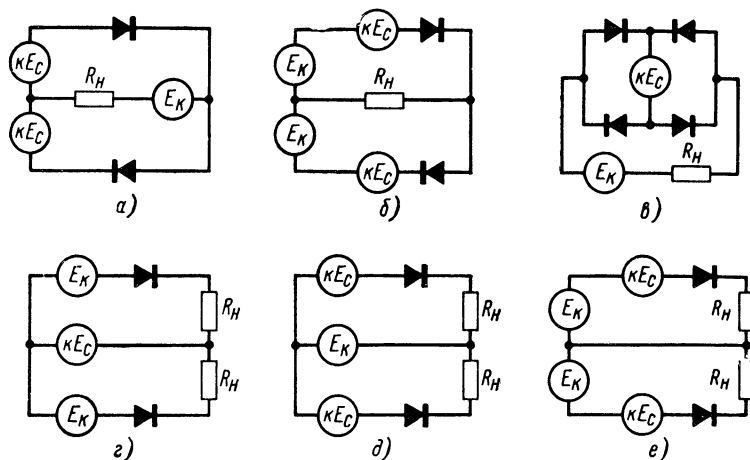


Рис. 9-8. Варианты структурных схем однополупериодных усилителей-демодуляторов

Схемы усилителей-демодуляторов, у которых токи через усилительные элементы протекают только в один полупериод опорного напряжения (рис. 9-8, д), будем называть схемами группы А, а в разные полупериоды (рис. 9-8, а, в, г) — схемами группы Б.

Графики изменения мгновенных значений токов в нагрузке в схемах группы А представлены на рис. 9-9, а, а группы Б — на рис. 9-9, б.

Усилители-демодуляторы группы А могут быть построены только с использованием двух усилительных элементов. Следует

¹ В структурных схемах усилителей-демодуляторов (рис. 9-8) усилительные элементы (управляемые нелинейные элементы) обозначены условным индексом κE_C .

подчеркнуть, что схемы, построенные на двух усилительных элементах, позволяют одновременно вести управление усилителем-демодулятором как сигналом от источника переменного напряжения, так и сигналом от источника постоянного напряжения. Если в схеме используются два источника опорного напряжения (две обмотки трансформатора) и два усилительных элемента, то она может работать как усилитель группы А или Б (см. рис. 9-8, б, е).

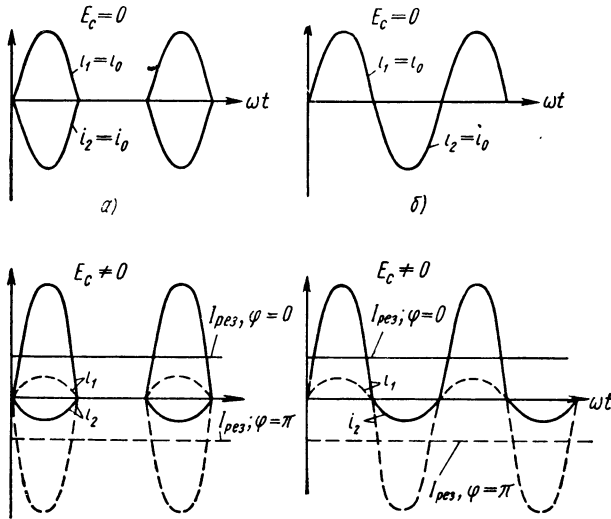


Рис. 9-9. Графики изменения мгновенных значений токов при активной нагрузке однополупериодных усилителей-демодуляторов:

а — группы А; б — группы Б

При использовании в схемах усилительных элементов (электронных ламп, тиратронов или тиристоров), обладающих выпрямительными свойствами, в схемах, приведенных на рис. 9-8, а, б, д, е, диоды оказываются излишними.

С точки зрения получения среднего значения выходного напряжения (тока) все схемы однополупериодных усилителей-демодуляторов эквивалентны. Однако в схемах группы А при отсутствии входного сигнала и равенства параметров плеч не только средние, но и мгновенные значения выходного напряжения (или результирующего тока) равны нулю.

В схемах группы Б, хотя среднее значение выходного напряжения (результирующего тока) при отсутствии входного сигнала и равно нулю, в то же время мгновенные значения их могут достигать большой величины и зависят от начального смещения.

Для улучшения параметров каскада и сглаживания пульсации выходного напряжения (тока) параллельно сопротивлению нагрузки усилителя-демодулятора обычно включается емкость. Графики изменения токов в усилительных элементах и в нагрузке (на примере схем, показанных на рис. 9-8, а и 9-8, б) приведены на рис. 9-10. При отсутствии входного сигнала в схемах группы А

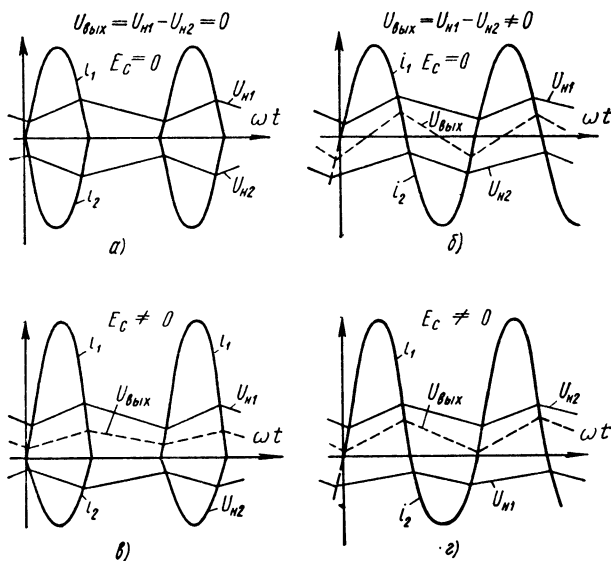


Рис. 9-10. Графики изменения токов и напряжений в однополупериодных усилителях-демодуляторах при активно-емкостной нагрузке:

а — группа А, $E_C = 0$; б — группа Б, $E_C = 0$; в — группа А, $E_C \neq 0$; г — группа Б, $E_C \neq 0$

пульсация тока в каждом плече каскада уменьшается, а выходное напряжение при активно-емкостной нагрузке будет равно нулю (рис. 9-10, а).

В схемах группы Б пульсация тока в нагрузке каждого плеча уменьшается, но на выходе появляется переменная составляющая результирующего напряжения $U_{вых} = U_{н1} - U_{н2}$ (рис. 9-10, б). Максимальная амплитуда переменной составляющей $U_{вых}$ зависит от величины емкости, включенной параллельно нагрузке, а частота изменений этого напряжения равна частоте источников опорного напряжения.

При наличии входного сигнала в схемах группы А пульсация выходного напряжения меньше, чем в каждом из плеч (рис. 9-10, в).

В схемах группы Б пульсация выходного напряжения будет больше, чем в плечах каскада (рис. 9-10, *з*).

Сравнивая схемы усилителей-демодуляторов группы А и Б, нетрудно видеть, что в схемах группы А при одних и тех же параметрах каскада для обеспечения одинакового коэффициента пульсации выходного напряжения потребуется значительно меньшая величина емкости, чем в схемах группы Б.

Однополупериодные усилители-демодуляторы, работающие на недифференциальную нагрузку (например, на обмотку якоря или возбуждения двигателя, обмотки управления электромеханическим преобразователем или магнитным усилителем и т. п.), являются выходными каскадами усилителей мощности и расчет их ведется на режим максимальной отдачи мощности. В этом случае, обычно одно плечо преобразователя заперто, а с другого снимается максимальная мощность.

Таким образом, расчет схемы сводится к определению параметров и характеристик одного плеча усилителя-демодулятора, т. е. к расчету каскада однополупериодного усилителя-выпрямителя, рассмотренного в гл. 8.

Дифференциальная нагрузка (со средней точкой или с двумя отдельными плечами) может иметь место как в каскадах усилителей мощности (обмотки управления ЭМУ, дифференциальным электромагнитным реле, электромеханическим преобразователем и т. п.), так и в каскадах предварительного усиления и преобразования, к которым предъявляются требования линейности выходной характеристики во всем диапазоне изменения входного сигнала, максимального коэффициента усиления и крутизны, высокой стабильности нуля и др. Расчет схем усилителей-демодуляторов, работающих на дифференциальную нагрузку, является более общим случаем.

Рассмотрим конкретные примеры построения и методику расчета схем однополупериодных усилителей-демодуляторов на электронных лампах и транзисторах.

На рис. 9-11 представлена простейшая схема усилителя, собранного по структурной схеме, приведенной на рис. 9-8, *д*, выполняющего функции однополупериодного усилителя-демодулятора (при одном переменном входном сигнале), усилителя постоянного тока (при одном постоянном входном сигнале) или функции обоих типов усилителей одновременно.

Данная схема получила наиболее широкое распространение в следящих приводах автоматических устройств под названием дифференциальной схемы фазового моста или фазового дискриминатора.

В этой схеме в одной лампе (положим L_1) анодное и сеточное напряжения совпадают по фазе, а в другой (L_2) противоположны.

При изменении фазы входного сигнала на 180° , наоборот, анодное и сеточное напряжения будут совпадать по фазе в лампе L_2 и противоположны в L_1 . Входной сигнал от источника постоянного тока подается на сетку одной лампы плюсом, а на сетку другой минусом.

Для простоты рассмотрения принципа работы таких схем примем, что анодная нагрузка ламп активная, т. е. $Z_H = R_a$; $C_H = 0$. В этом случае графики изменения токов в плечах схемы будут соответствовать изменению токов в усилителях-демодуляторах группы А (см. рис. 9-9, а).

Если входные сигналы равны нулю, то в полупериод положительного анодного напряжения при равенстве параметров плеч схемы анодные токи i_{a1} и i_{a2} , протекающие по нагрузке в разных направлениях, будут одинаковые по величине и равны токам покоя ламп, т. е. $i_{a1} = i_{a2} = i_{a0}$. При этом напряжение на выходе усилителя равно нулю: $U_{вых} = (i_{a1} - i_{a2}) R_a = 0$.

При подаче входного сигнала (мгновенная полярность показана на рис. 9-11) ток в одном плече увеличивается по сравнению с током покоя ($i_{a1} > i_{a0}$), а в другом уменьшается ($i_{a2} < i_{a0}$). В результате, на выходе появится напряжение, пропорциональное разности токов ламп $U_{вых} = (i_{a1} - i_{a2}) R_a$, причем полярность выходного напряжения будет определяться большим по величине током. При смене фазы или полярности входного сигнала на 180° полярность выходного напряжения изменится на обратную.

В каскадах усиления и преобразования напряжения обычно при расчетах необходимо знать среднее значение выходного напряжения или результирующего тока.

В общем случае мгновенное значение напряжения на выходе каскада (рис. 9-11) равно разности падений напряжений u_{z1} и u_{z2} на сопротивлениях нагрузки (Z_H) от токов i_{a1} и i_{a2} , т. е. $u_{вых} = u_{z1} - u_{z2}$. Среднее значение выходного напряжения за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$

$$U_{вых} = \frac{1}{2\pi} \int u_{вых} d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int u_{z1} d\omega t - \frac{1}{2\pi} \int u_{z2} d\omega t = U_{cp1} - U_{cp2}, \quad (9.10)$$

где U_{cp1} и U_{cp2} — средние значения падений напряжений на анодных нагрузках ламп L_1 и L_2 .

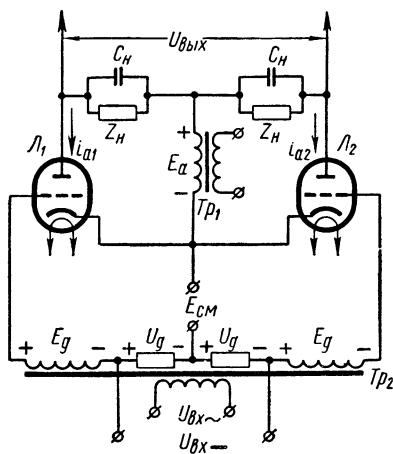


Рис. 9-11. Однополупериодный электронный усилитель-демодулятор группы А

Выходное напряжение также пропорционально среднему значению результирующего тока.

$$I_{рез} = I_{cp1} - I_{cp2}. \quad (9.11)$$

В каскадах усиления мощности при каждом значении сигнала на выходе необходимо знать не выходное напряжение, а результирующий ток или результирующий магнитный поток, т. е. разность магнитных потоков, создаваемых в обмотках нагрузки. В свою очередь, результирующий ток и магнитный поток пропорциональны разности токов, протекающих в обмотках нагрузки.

Рассмотрим работу схемы, представленной на рис. 9-11, когда на вход подается одновременно сигнал от источника переменного и постоянного напряжений. Будем считать, что в эти сигналы включено начальное сеточное смещение ($E_{см}$), для создания которого может быть использовано напряжение от источника постоянного или переменного тока, либо автоматическое смещение, эквивалентное смещению от источника переменного тока.

Мгновенные значения токов в лампах L_1 и L_2 , протекая по обмоткам с числом витков W , создают потоки Φ_1 и Φ_2 , пропорциональные $i_{a1}W$ и $i_{a2}W$, но направленные навстречу друг другу.

Среднее значение результирующего потока будет пропорционально среднему значению результирующего тока $I_{рез}$

$$\begin{aligned} \Phi_{рез} &= \Phi_1 - \Phi_2 = f(I_{cp1}W) - f(I_{cp2}W) = \\ &= f[W(I_{cp1} - I_{cp2})] = f(I_{рез}W). \end{aligned} \quad (9.12)$$

Определим среднее значение результирующего тока за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

В гл. 8 было показано, что среднее значение анодного тока в лампе при любом типе анодной нагрузки может быть выражено формулой

$$I_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a \pm \mu E_g}{R_{\Sigma}} K_z, \quad (9.13)$$

где K_z — коэффициент нагрузки, имеющий различные значения в зависимости от вида нагрузки и режима работы лампы (K_R , K_{RC} , K_{RL}). Следовательно, уравнение (9.11) можно представить в общем виде

$$I_{рез} = \frac{\sqrt{2}}{\pi R_{\Sigma}} [E_a (K_{z1} - K_{z2}) + \mu E_g (K_{z1} + K_{z2})]. \quad (9.14)$$

Найдем выражение среднего значения выходного напряжения и результирующего тока, коэффициента усиления и крутизны вы-

ходной характеристики каскада для конкретных видов анодных нагрузок ламп.

Активная нагрузка $Z_n = R_a$; $C_n = 0$ может найти применение в предварительных каскадах усиления напряжения.

Кроме того, анализ каскадов с активной нагрузкой необходим вследствие того, что при более сложных видах анодной нагрузки расчет можно свести к расчету каскада с активной нагрузкой.

При активной нагрузке среднее значение напряжения на выходе каждого плеча $U_{R_{cp1}} = R_a I_{R1}$ и $U_{R_{cp2}} = R_a I_{R2}$, а на выходе каскада (см. рис. 9-11)

$$U_{R_{вых}} = R_a (I_{R1} - I_{R2}) = R_a I_{рез}. \quad (9.15)$$

Коэффициенты нагрузки в формулах (9.13) и (9.14), равные $K_{z1} = K_{R1}$ и $K_{z2} = K_{R2}$, определяются из уравнения (8.7) для соответствующих сигналов.

Тогда выражение (9.14) примет вид

$$I_{R_{рез}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{E_a}{R_i + R_a} (K_{R1} - K_{R2}) + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\mu E_g}{R_i + R_a} (K_{R1} + K_{R2}). \quad (9.16)$$

Среднее значение напряжения на выходе каскада на основании выражений (9.15) и (9.16)

$$U_{R_{вых}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_a E_a}{R_i + R_a} (K_{R1} - K_{R2}) + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \mu E_g (K_{R1} + K_{R2}). \quad (9.17)$$

Коэффициент усиления каскада (рис. 9-11) по переменному сигналу при неизменном или нулевом сигнале от источника постоянного тока можно найти, используя выражения (9.17), (8.7), (8.3) и (8.4):

$$\mu_{\phi R} \approx \frac{\partial U_{R_{вых}}}{\partial E_g} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \mu (\cos \epsilon_{01} + \cos \epsilon_{02}), \quad (9.18)$$

где ϵ_{01} — угол отсечки отпираания тока в лампе, у которой анодное и сеточное напряжения совпадают по фазе, а ϵ_{02} — угол отсечки отпираания тока в лампе при противоположных фазах.

При небольших значениях сигналов от источника постоянного тока углы отсечки ϵ_{01} и ϵ_{02} малы по величине и можно считать, что $\cos \epsilon_{01}$ и $\cos \epsilon_{02}$ равны единице; тогда

$$\mu_{\phi R} \approx \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \mu.$$

Рассуждая аналогично и используя те же уравнения, получаем коэффициент усиления по постоянному сигналу при нулевом или неизменном сигнале от источника переменного тока

$$\mu_{\phi R \approx} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_g} = \frac{R_a}{R_i + R_a} \mu \left(1 - \frac{\varepsilon_{01} + \varepsilon_{02}}{\pi} \right).$$

При небольших значениях сигналов от источника постоянного тока

$$\mu_{\phi R \approx} = \frac{R_a}{R_i + R_a} \mu.$$

Выходное напряжение в однополупериодном усилителе-деמודуляторе при активной нагрузке имеет прерывистое, пульсирующее значение с частотой, равной частоте источника анодного питания. Поэтому параллельно активному сопротивлению практически всегда включают емкость.

Активно-емкостная нагрузка вида $R_a \parallel C$ (рис. 9-11; $Z_n = R_a$) имеет наибольшее применение в усилителях напряжения, так как емкость не только сглаживает пульсацию выходного напряжения (тока), но и увеличивает его среднее значение, коэффициент усиления и крутизну выходной характеристики каскада. В этом случае среднее значение напряжения на нагрузке за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$ на основании формул (9. 10) и (8. 39) имеет вид

$$U_{\text{вых}} = E_{RC1} - E_{RC2} = \frac{2a_R}{\pi} \mu (\sqrt{2} K_{RC0} E_g + S_K U_g). \quad (9. 19)$$

Используя это уравнение, можно получить коэффициенты усиления однополупериодного усилителя-деמודулятора по переменному и постоянному сигналам

$$\mu_{\phi RC \approx} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial E_g} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} a_R K_{RC0} \mu; \quad (9. 20)$$

$$\mu_{\phi RC \approx} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_g} = \frac{2}{\pi} a_R S_K \mu. \quad (9. 21)$$

Выражения (9. 20) и (9. 21) показывают, что коэффициент усиления однополупериодной схемы усилителя-деמודулятора по постоянному или переменному сигналу равен удвоенному коэффициенту усиления отдельной лампы при данном типе нагрузки по соответствующему сигналу.

Так как

$$I_{RC \text{рез}} = I_{RC1} - I_{RC2} = \frac{E_{RC1}}{R_a} - \frac{E_{RC2}}{R_a} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_a},$$

то на основании выражения (9. 19) получим

$$I_{RC\text{ пез}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu}{R_i} (\sqrt{2} K_{RC0} E_g + S_K U_g). \quad (9. 22)$$

Крутизна выходной характеристик каскада $I_{RC\text{ пез}} = f(E_g, U_g)$ будет равна:

по переменному сигналу

$$S_{\phi RC} \approx \frac{\partial I_{RC\text{ пез}}}{\partial E_g} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} K_{RC0} S; \quad (9. 23)$$

по постоянному сигналу

$$S_{\phi RC} \approx \frac{\partial I_{RC\text{ пез}}}{\partial U_g} = \frac{2}{\pi} S_K S. \quad (9. 24)$$

В усилителях-демодуляторах активно-индуктивная нагрузка вида $R_a L$ встречается относительно редко. Методика получения выходных параметров и характеристик для этой нагрузки аналогична виду $R_a \parallel C$. Расчетные соотношения легко определяются на основании выражений (9. 10—9. 14) и соответствующих уравнений, приведенных в п. 8. 2.

При активно-индуктивной нагрузке с параллельно включенной емкостью вида $R_a L \parallel C$ (см. рис. 9-11; $Z_n = R_a L$), как следует из п. 8. 4, с достаточной для практики точностью расчет выходных параметров однополупериодной схемы усилителя-демодулятора на триодах можно вести по формулам для активно-емкостной нагрузки. Расчет выходных параметров усилителя-демодулятора на пентодах сводится к расчету каскада с активной анодной нагрузкой ламп.

Следует указать, что данное положение справедливо для таких величин емкости, включаемой параллельно $R_a L$, при которой пульсация тока в нагрузке меньше 40—50%, что является обычным для усилителей мощности. Величина активного сопротивления берется равной активному сопротивлению обмотки индуктивности.

На рис. 9-12 представлены однополупериодные электронные усилители-демодуляторы группы Б.

Схема на двух лампах (рис. 9-12, а) позволяет вести управление усилителем-демодулятором с одной вторичной обмотки входного трансформатора, а также одновременно сигналом от источника переменного и постоянного тока.

При управлении усилителем-демодулятором группы Б сигналом только от источника переменного тока схема может быть собрана на одной электронной лампе (рис. 9-12, б, в). Рассматриваемые схемы имеют недостатки, свойственные однополупериодным

усилителям-демодуляторам группы Б. Методика расчета данных схем подобна методике, рассмотренной выше для схемы, изображенной на рис. 9-11.

Аналогом ламповых схем (рис. 9-11 и 9-12) могут служить схемы на транзисторах, представленные на рис. 9-13.

Начальное смещение $U_{см}$ в схеме, приведенной на рис. 9-13, а, а также во всех схемах транзисторных усилителей-демодуляторов группы А вводится для устранения паразитных базовых токов

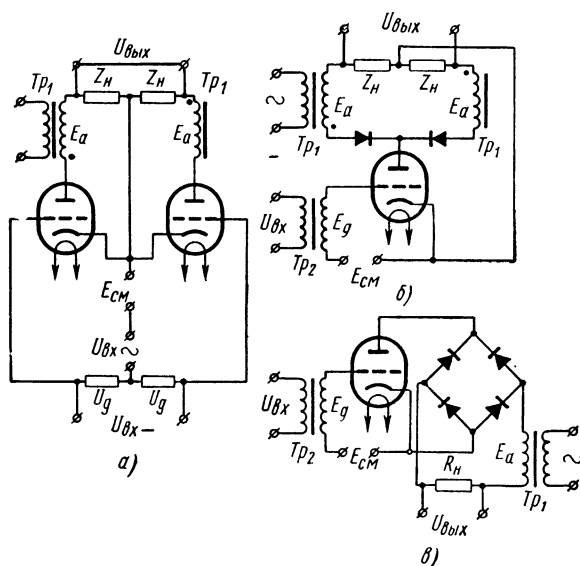


Рис. 9-12. Однополупериодные электронные усилители-демодуляторы группы Б

и получения линейности выходной характеристики. Это смещение должно быть больше величины максимального входного сигнала и подаваться от источника переменного напряжения той же частоты, что и коллекторное напряжение. Тогда в те полупериоды опорного напряжения, когда в коллекторных цепях текут обратные токи диодов и выходное напряжение $U_{вых} = 0$, паразитные токи в схеме будут отсутствовать, так как смещение в этот момент запирает транзистор по цепи база-эмиттер.

Большим недостатком данного способа устранения паразитных базовых токов является то, что при отсутствии входного сигнала в плечах нагрузки текут большие токи покоя, разность которых зависит от идентичности параметров триодов. Следовательно, величина остаточного тока в схеме существенно зависит от параметров триодов и не может быть стабильной при изменении тем-

пературы даже в случае предварительной балансировки плеч. Необходимую стабильность начальных параметров схемы получают обычными методами стабилизации положения рабочей точки.

С точки зрения стабильности начальных параметров схемы и устранения паразитных базовых токов лучшими свойствами обладают схемы усилителей-демодуляторов группы Б, построен-

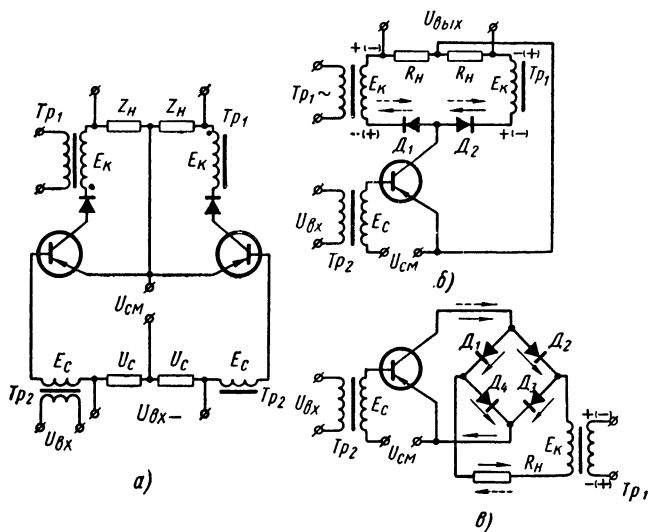


Рис. 9-13. Однополупериодные транзисторные усилители-демодуляторы:
 а — группы А; б и в — группы Б

ные на одном усилительном элементе (рис. 9-13, б, в). В этих схемах в оба полупериода и при любой фазе напряжения входного сигнала коллекторная цепь может проводить ток.

На рис. 9-13, б при входном сигнале, равном нулю, и мгновенных значениях напряжений, соответствующих первому полупериоду (полярность без скобок), через диод D_1 по левой половине нагрузки протекает ток, пропорциональный $S_i I_{к0}$, а через диод D_2 — обратный ток диода $I_{д2\text{обр}}$ (токи показаны на схеме сплошными стрелками).

Во втором полупериоде, наоборот, через диод D_2 по правой половине нагрузки течет ток $S_i I_{к0}$, а через диод D_1 — обратный ток диода $I_{д1\text{обр}}$ (токи показаны на схеме пунктиром). Таким образом, остаточный ток в данной схеме не зависит от параметров транзистора и определяется только разностью обратных токов диодов, достигая нескольких десятков микроампер [30].

При входном сигнале, отличном от нуля, и мгновенной полярности, указанной на схеме, в первом полупериоде через диод D_1 и левое плечо нагрузки потечет большой коллекторный ток, пропорциональный $U_{вх}$, а через диод D_2 по-прежнему будет течь обратный ток диода $I_{\partial 2 \text{ обр}}$. Во втором полупериоде через диод D_2 потечет ток $I_{к0}$, а через диод D_1 обратный ток диода $I_{\partial 1 \text{ обр}}$. Таким образом, среднее значение выходного напряжения будет большим и пропорциональным входному сигналу. Полярность выходного напряжения определяется большим коллекторным током.

С изменением фазы входного сигнала на 180° изменится полярность выходного напряжения.

На рис. 9-13, в остаточный ток также не зависит от параметров транзистора и определяется разностью обратных токов диодов

$$I_{ост} = I_{\partial 1 \text{ обр}} + I_{\partial 3 \text{ обр}} - I_{\partial 2 \text{ обр}} - I_{\partial 4 \text{ обр}}$$

На схеме токи, протекающие через транзистор в первый полупериод коллекторного напряжения (полярность без скобок), показаны сплошными стрелками, а во второй — пунктирными.

Как было указано в п. 8.3, основные соотношения для расчета однополупериодного каскада фазочувствительного усилителя-выпрямителя на электронной лампе и на транзисторе имеют подобный вид.

Следовательно, для транзисторных схем однополупериодного усилителя-демодулятора расчетные соотношения будут иметь вид, аналогичный ламповым схемам с соответствующей заменой параметров $\alpha_R = \alpha_{nR}$; $\mu = \beta_n$; $R_i = r_{вых}$ и др.

Из-за нелинейности начального участка входной характеристики транзистора (рис. 9-13) выходная характеристика усилителей-демодуляторов, т. е. зависимость среднего значения тока коллектора (или напряжение на нагрузке) от входного сигнала имеет также нелинейный участок. Чтобы исключить эту нелинейность, в схемы усилителей-демодуляторов вводится начальное сеточное смещение $U_{см}$, напряжение для которого берется от независимого источника (вторичная обмотка на трансформаторе коллекторного напряжения) или с помощью делителя напряжения от источника коллекторного напряжения.

9. 4. Двухполупериодные усилители-демодуляторы

Двухполупериодные схемы усилителей-демодуляторов широко применяются в системах автоматического управления. В этих схемах устраняется большинство недостатков, свойственных схемам однополупериодных усилителей-демодуляторов (малое среднее значение и большая пульсация выпрямленного тока, малая крутизна выходной характеристики и мощность, отдаваемая в нагрузку, и др.).

Двухполупериодные усилители-демодуляторы строятся из двух однополупериодных схем, представленных на рис. 9-8. В свою очередь, двухполупериодные схемы можно разделить на три группы: схемы с параллельным включением усилительных элементов (рис. 9-14, а—в), схемы с двумя выпрямительными мостиками (рис. 9-14, г—е) и крестообразные схемы (рис. 9-14, ж, з).

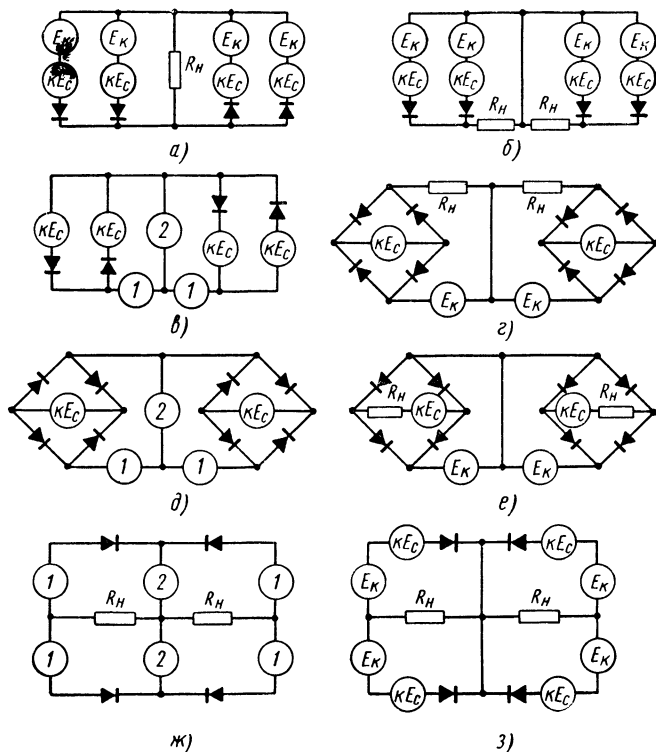


Рис. 9-14. Структурные схемы двухполупериодных усилителей-демодуляторов

В зависимости от типа нагрузки (дифференциальная или недифференциальная) она занимает в схеме, приведенной на рис. 9-14, в, д, ж, место элемента 1 или 2. При этом соответственно изменяется число источников опорного напряжения (одна или две обмотки трансформатора).

В схеме, показанной на рис. 9-14, а, б, в, ж, з, при четырех усилительных элементах можно одновременно управлять усилителем-демодулятором сигналами не только от источника переменного, но и от источника постоянного тока.

Если в качестве усилительного элемента используется прибор, обладающий выпрямительными свойствами (электронная лампа, тиратрон и т. д.), то в схемах с параллельным включением их, а также в крестообразных схемах (при четырех усилительных элементах) нет необходимости в постановке диодов.

В двухполупериодных схемах усилителей-демодуляторов за оба полупериода по нагрузке протекает четыре тока от двух или четырех усилительных элементов. В нагрузке со средней точкой или с двумя независимыми плечами, находящимися в одной магнитной системе за период работы схемы, возможны два варианта прохождения тока:

1) ток одного направления протекает в оба полупериода по одному плечу нагрузки;

2) ток одного направления в первом полупериоде протекает по одному плечу, а во втором полупериоде по другому плечу нагрузки.

Если необходим вариант 1, схема должна быть собрана из двух однополупериодных усилителей-демодуляторов группы А (например, рис. 9-14, в), если же необходим вариант 2, то схема собирается из двух однополупериодных схем группы Б (например, рис. 9-14, г).

Следует подчеркнуть, что *двухполупериодные усилители-демодуляторы, собранные на двух однополупериодных усилителях-демодуляторах группы Б* (рис. 9-8, в, г), являются более надежными схемами. В случае выхода из строя одного из усилительных элементов, если при этом не закорачивается цепь питания, усилитель-демодулятор из двухполупериодного превращается в однополупериодный и соответственно изменяются все выходные параметры, но управляемость схемы и балансировка сохраняются.

Если же двухполупериодная схема составлена из двух однополупериодных схем группы А, то при выходе из строя одного усилительного элемента нарушается работа всего усилителя.

Рассмотрим подробнее работу и вопросы расчета двухполупериодных усилителей-демодуляторов на примере электронных и транзисторных схем.

Принципиальная двухполупериодная схема устройства, выполняющая функции усилителя-демодулятора ($U_g = 0$), усилителя постоянного тока ($E_g = 0$) или функции обоих типов усилителей одновременно, работающих на дифференциальную нагрузку, представлена на рис. 9-15, а, в, а на недифференциальную нагрузку — на рис. 9-15, б.

Кривые изменения токов и напряжений в схеме, приведенной на рис. 9-15, а при $Z_n = R_n$, $C_n = 0$ и $U_g = 0$, показаны на рис. 9-16 для трех режимов работы:

а) входной сигнал равен нулю;

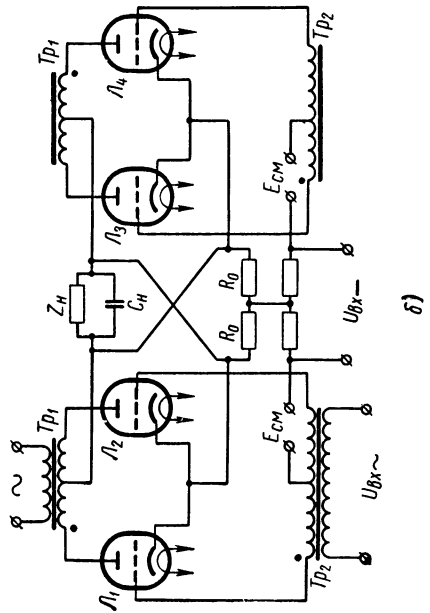
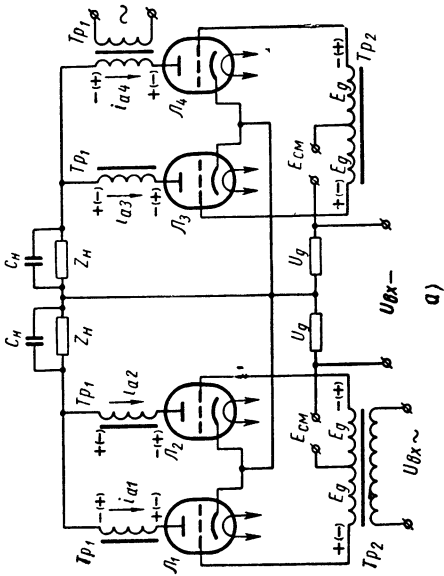
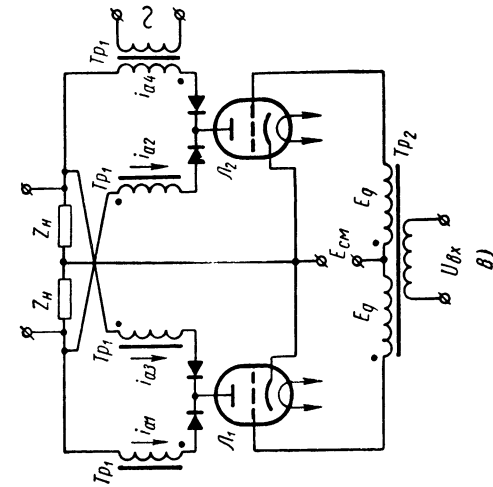


Рис. 9-15. Двухполупериодные электронные усилители-демодуляторы:

а — на нагрузку со средней точкой; б — на нагрузку без средней точки; в — на нагрузку со средней точкой при одном переменном входном сигнале

б) фаза входного сигнала показана на схеме (мгновенная полярность входного сигнала без скобок);

в) фаза входного сигнала отличается от предыдущего случая на 180° (мгновенная полярность входного сигнала в скобках).

Из рис. 9-15, а видно, что одновременно работают только две лампы: в первом полупериоде лампы L_1 и L_4 , а во втором — L_2 и L_3 , причем в лампах L_1 и L_2 напряжение на сетках совпадает по фазе с анодным напряжением, а в лампах L_3 и L_4 напряжение

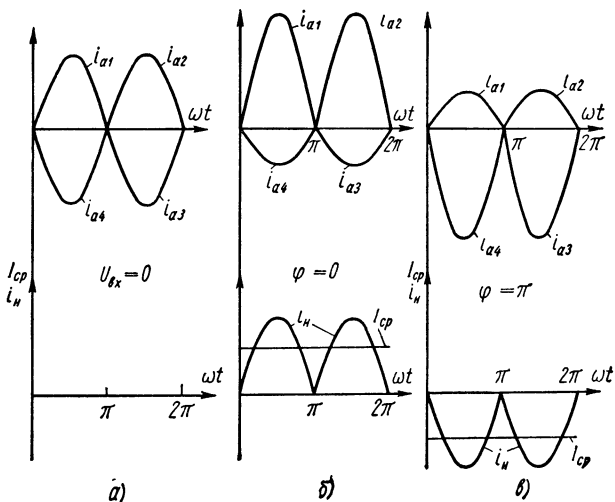


Рис. 9-16. Кривые изменения токов и напряжений:

а) $U_{вх} = 0$; б) $\varphi = 0$; в) $\varphi = \pi$

находится в противофазе. Таким образом, каждая пара ламп (L_1 и L_4 , L_2 и L_3) составляет однополупериодный усилитель-демодулятор. Если параметры обоих плеч схемы одинаковы, то при входных сигналах, равных нулю, выходное напряжение или результирующий средний ток (поток) также равны нулю.

При подаче входного сигнала ток в лампах одного плеча усилителя увеличивается, а в лампах другого плеча уменьшается и на выходе появляется результирующий средний ток (поток) или выходное напряжение, пропорциональное разности токов ламп ($i_{a1} - i_{a4}$ и $i_{a2} - i_{a3}$). Полярность выходного напряжения будет определяться большими по величине токами (i_{a1} и i_{a2}). С изменением фазы на 180° или полярности входного сигнала изменится полярность выходного напряжения.

Если на вход подается сигнал только переменного тока, то двухполупериодная схема усилителя-демодулятора может быть

собрана на двух лампах (см. рис. 9-15, в). Принцип работы и кривые изменения токов и напряжений подобны рассмотренным выше.

Анализируя работу схем двухполупериодных усилителей-демодуляторов, нетрудно видеть, что каждая из них может быть представлена либо двумя однополупериодными усилителями-демодуляторами, либо двумя двухполупериодными усилителями-выпрямителями.

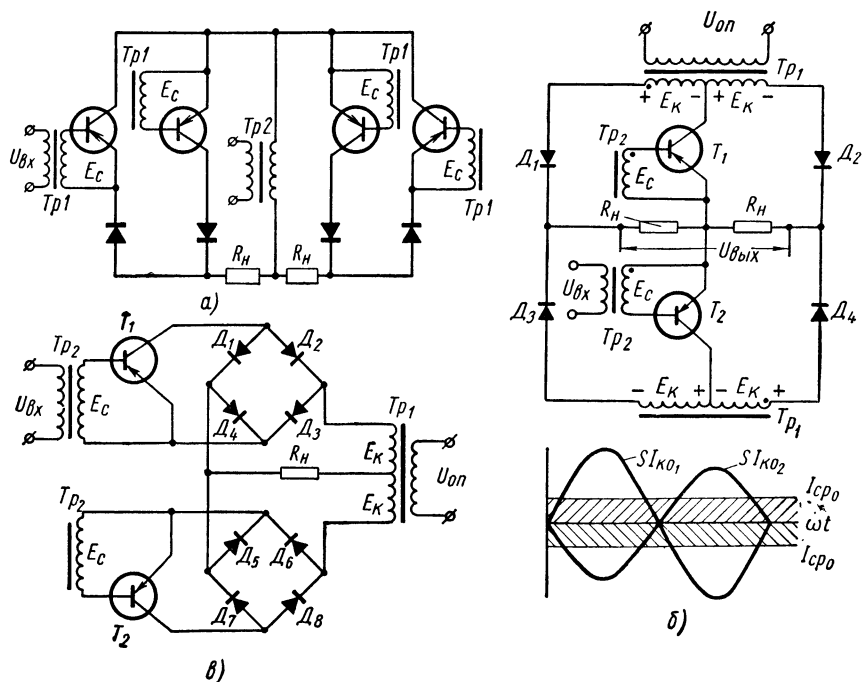


Рис. 9-17. Двухполупериодные транзисторные усилители-демодуляторы:

а — с параллельным включением транзисторов; б — крестообразная схема; в — с двумя выпрямительными мостиками

На рис. 9-17, а показана схема двухполупериодного усилителя-демодулятора с параллельным включением транзисторов на нагрузку со средней точкой. Поменяв местами источник коллекторного напряжения и сопротивления нагрузки, можно получить схему, работающую на нагрузку без средней точки. В этих схемах паразитные базовые токи устраняются только за счет начального смещения.

Более рациональными являются схемы, собранные на двух однополупериодных усилителях-демодуляторах группы Б. На рис. 9-17, в представлена схема с двумя выпрямительными

мостиками на недифференциальную нагрузку. Если в этой схеме нагрузку и источник коллекторного напряжения поменять местами, получим схему, работающую на дифференциальную нагрузку.

При входном сигнале, равном нулю, среднее значение тока в нагрузке (или выходное напряжение) определяется только разностью обратных токов диодов и не зависит от параметров транзисторов, а также от изменения режима их работы. Остаточный ток в нагрузке будет равен

$$I_{\kappa 0} \approx (I_{\partial 1 \text{ обр}} + I_{\partial 3 \text{ обр}} + I_{\partial 5 \text{ обр}} + I_{\partial 7 \text{ обр}}) - (I_{\partial 2 \text{ обр}} + I_{\partial 4 \text{ обр}} + I_{\partial 6 \text{ обр}} + I_{\partial 8 \text{ обр}}).$$

В этой схеме, как и в ее однополупериодном варианте, невозможно появление паразитных базовых токов.

Крестообразная схема двухполупериодного усилителя-демодулятора на транзисторах показана на рис. 9-17, б. В этой схеме, как и в предыдущей, среднее значение тока в нагрузке при отсутствии входного сигнала определяется только разностью обратных токов диодов и не зависит от параметров транзисторов

$$I_{\kappa 0} \approx (I_{\partial 2 \text{ обр}} + I_{\partial 4 \text{ обр}}) - (I_{\partial 1 \text{ обр}} + I_{\partial 3 \text{ обр}}),$$

а паразитные базовые токи в схеме отсутствуют.

В двухполупериодных схемах, несмотря на то, что усилительные элементы работают поочередно, ток одного усилительного элемента и углы его отсечки зависят от величины тока другого усилительного элемента (кроме каскадов с активной нагрузкой). Поэтому при определении выходных параметров и характеристик двухполупериодной схемы усилителя-демодулятора целесообразно находить среднее значение выходного напряжения как разность средних значений напряжений *двух двухполупериодных схем усилителей-выпрямителей*. При этом нужно считать, что на один усилитель сигнал подается в фазе, на другой — в противофазе с опорным напряжением, а постоянный сигнал — на разные усилители противоположной полярностью.

Крутизна и коэффициент усиления в двухполупериодных усилителях-демодуляторах получаются в 2 раза большими, чем в усилителях-выпрямителях.

При активной нагрузке схему двухполупериодного усилителя-демодулятора проще рассматривать как схему, которая состоит из *двух однополупериодных схем усилителей-демодуляторов*. Поэтому выходные параметры будут равны удвоенным значениям (9.16)—(9.24) параметров однополупериодной схемы.

В схемах двухполупериодных усилителей-демодуляторов, так же как и в однополупериодных, можно включать начальное

смещение для улучшения линейности выходной характеристики, вводить отрицательную обратную связь для стабилизации параметров и увеличения входного сопротивления, использовать параллельное включение усилительных элементов и т. п.

9. 5. Однополупериодные усилители-модуляторы

Схемы однополупериодных усилителей-модуляторов имеют вид, подобный однополупериодным усилителям-демодуляторам группы А (см. рис. 9-8, б, д, е), причем нагрузка обычно включается во вторичную обмотку выходного трансформатора.

Начальное смещение в схемах усилителей-модуляторов подается от источника переменного или постоянного напряжения, а в электронных схемах используется также автоматическое смещение, которое эквивалентно смещению от источника переменного напряжения.

Рассмотрим принцип работы и методику расчета однополупериодного усилителя-модулятора на примере более общего случая, когда начальное смещение подается от источника переменного напряжения E_{g0} , а схема собрана на электронных лампах (рис. 9-18) по структуре схемы, приведенной на рис. 9-8, е. С помощью емкости C_n выходной контур настраивается на частоту источника опорного (анодного) напряжения.

Если входной сигнал U_g равен нулю, то при равенстве параметров плеч модулятора по первичным обмоткам трансформатора Tr_2 текут равные и противоположные по направлению анодные токи покоя i_{a0} . Эти токи создают равные, но противоположные магнитные потоки, в результате чего напряжения на вторичной обмотке выходного трансформатора и в нагрузке равны нулю.

При входном сигнале, отличном от нуля, ток в одной лампе возрастает, а в другой уменьшится по сравнению с током покоя, и в первичной обмотке выходного трансформатора появится результирующий магнитный поток, по форме подобный и по величине пропорциональный току $i_{рез} = i_{a1} - i_{a2}$. Этот поток наводит во вторичной обмотке трансформатора Tr_2 напряжение, пропорциональное результирующему магнитному потоку $\Phi_{рез} = f(i_{рез}\omega)$.

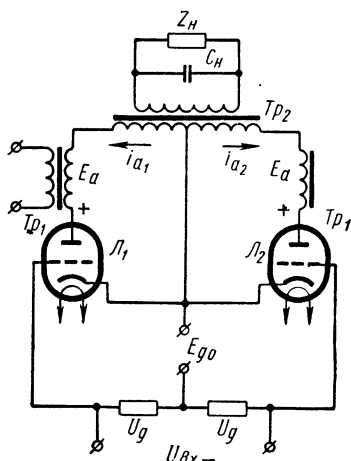


Рис. 9-18. Однополупериодный усилитель-модулятор

Определим зависимость изменения результирующего тока от параметров схемы и режима работы. Анодные нагрузки ламп считаем активными.

Мгновенные значения токов в плечах схемы, в соответствии с мгновенными значениями напряжений в схеме, приведенной на рис. 9-18, на основании уравнений (8. 2) и (8. 3), могут быть представлены в виде

$$i_{a1} = \frac{E_{m0}}{R_{\Sigma}} (\sin \omega t - \sin \varepsilon_{01}); \quad (9. 25)$$

$$i_{a2} = \frac{E_{m0}}{R_{\Sigma}} (\sin \omega t - \sin \varepsilon_{02}), \quad (9. 26)$$

где $E_{m0} = E_{am} - \mu E_{gm0}$; $R_{\Sigma} = R_i + R_a$;

R_a — сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке выходного трансформатора Tr_2 ;

$\varepsilon_{01} = \arcsin \frac{U_0 - \mu U_g}{E_{m0}}$ и $\varepsilon_{02} = \arcsin \frac{U_0 + \mu U_g}{E_{m0}}$ — углы отсечки анодного тока соответственно в лампах L_1 и L_2 .

Для определения гармонических составляющих тока в нагрузке необходимо разложить уравнения (9. 25) и (9. 26) в тригонометрический ряд Фурье.

Уравнение разложения функции $i_a = f(\omega t)$ в тригонометрический ряд Фурье в общем случае имеет вид¹

$$f(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t),$$

где

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \cos n\omega t d\omega t, \quad a \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega t) \sin n\omega t d\omega t.$$

Постоянная составляющая разложения уравнения (9. 25)

$$\begin{aligned} I_{R01} &= \frac{a_{01}}{2} = \frac{E_{m01}}{\pi R_{\Sigma}} \left[\cos \varepsilon_{01} - \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon_{01} \right) \sin \varepsilon_{01} \right] = \\ &= \frac{E_{m0}}{\pi R_{\Sigma}} K_{R1}. \end{aligned} \quad (9. 27)$$

¹ А т а б е к о в Г. И. Гармонический анализ и операторный метод. Оборонгиз, 1956.

Первая гармоническая составляющая разложения того же уравнения

$$\begin{aligned} i_{1a1} &= \frac{E_{m0}}{2\pi R_{\Sigma}} (\pi - 2\varepsilon_{01} - \sin 2\varepsilon_{01}) \sin \omega t = \\ &= \frac{E_{m0}}{2\pi R_{\Sigma}} K_{\varepsilon M1} \sin \omega t = F_{11} \sin \omega t; \end{aligned} \quad (9.28)$$

здесь $F_{11} = \frac{E_{m0}}{2\pi R_{\Sigma}} K_{\varepsilon M1}$, а $K_{\varepsilon M1}$ — тригонометрическая функция

$$K_{\varepsilon M1} = \pi - 2\varepsilon_{01} - \sin 2\varepsilon_{01}. \quad (9.29)$$

График зависимости $K_{\varepsilon M} = f(\sin \varepsilon_0)$ представлен на рис. 9-19. Вышие нечетные гармонические составляющие (начиная с третьей) могут быть выражены общей формулой

$$\begin{aligned} i_{\kappa a1} &= -\frac{E_{m0}}{\pi R_{\Sigma}} \sum_{\kappa=3, 5, 7, \dots}^{\infty} \left[\frac{1}{\kappa(\kappa-1)} \sin(\kappa-1)\varepsilon_{01} + \right. \\ &\left. + \frac{1}{\kappa(\kappa+1)} \sin(\kappa+1)\varepsilon_{01} \right] = F_{\kappa} \sin \kappa \omega t, \end{aligned} \quad (9.30)$$

где κ — нечетные целые числа, начиная с трех.

Все четные гармонические составляющие разложения уравнения (9.25) в общем виде можно представить в виде

$$\begin{aligned} i_{ma1} &= \frac{E_{m0}}{\pi R_{\Sigma}} \sum_{m=2, 4, 6, \dots}^{\infty} \left[\frac{1}{m+1} \cos(m+1)\varepsilon_{01} - \right. \\ &\left. - \frac{1}{m-1} \cos(m-1)\varepsilon_{01} + \frac{2}{m} \sin \varepsilon_{01} \sin \varepsilon_{01} \right] \times \\ &\times \cos m \omega t = F_m \cos m \omega t, \end{aligned} \quad (9.31)$$

где m — четные целые числа, начиная с двух.

Разложение уравнения (9.26) в тригонометрический ряд Фурье имеет вид, подобный выражениям (9.27)—(9.31), но вместо ε_{01} необходимо подставлять значения ε_{02} , а следовательно, $K_{\varepsilon M2}$ вместо $K_{\varepsilon M1}$.

Таким образом, составляющие результирующего тока $i_{рез}$ можно получить как разность соответствующих составляющих токов i_{a1} и i_{a2} . Основная (первая) гармоника результирующего тока имеет вид

$$i_{1рез} = i_{1a1} - i_{1a2} = \frac{E_{m0}}{2\pi R_{\Sigma}} (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}) \sin \omega t. \quad (9.32)$$

Максимальная амплитуда первой гармонической составляющей разложения тока получится при $\sin \omega t = 1$

$$I_{1pm} = \frac{E_{m0}}{2\pi R_{\Sigma}} (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}). \quad (9.33)$$

Следовательно, максимальная амплитуда первой гармоники выходного напряжения

$$\begin{aligned} U_{1pm} &= R_{\kappa} I_{1pm} = \\ &= \frac{E_{m0}}{2\pi R_{\Sigma}} R_{\kappa} (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}). \end{aligned} \quad (9.34)$$

Считаем, что коэффициент трансформатора $Tr_2 \ n_T = 1$ и $R_a = R_{\kappa}$.

Действующее значение выходного переменного тока и напряжения

$$\begin{aligned} I_{1p} &= \frac{E_a - \mu E_{g0}}{2\pi (R_i + R_a)} [2\varepsilon_{02} - 2\varepsilon_{01} + \\ &+ (\sin 2\varepsilon_{02} - \sin 2\varepsilon_{01})] = \\ &= \frac{E_a - \mu E_{g0}}{2\pi (R_i + R_a)} (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}); \end{aligned} \quad (9.35)$$

$$\begin{aligned} U_{1p} &= R_a I_{1p} = \frac{E_a - \mu E_{g0}}{2\pi} \times \\ &\times \frac{R_a}{R_i + R_a} (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}). \end{aligned} \quad (9.36)$$

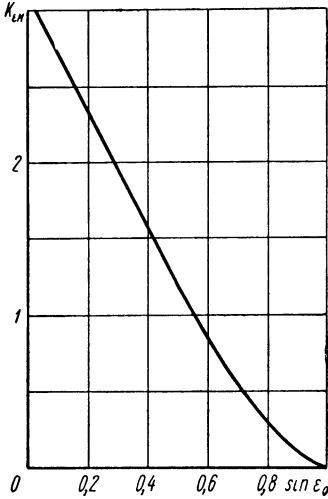


Рис. 9-19. График зависимости $K_{\varepsilon M} = f(\sin \varepsilon_0)$

Введем понятие коэффициента преобразования усилителя-модулятора (коэффициент усиления) K_{κ} , равный изменению амплитуды первой гармоники выходного напряжения модулятора U_{1pm} при изменении величины входного напряжения ($U_{ex} = 2U_g$) на 1 в. На основании выражений (9.34), (9.29), (8.3) и (8.4) получим

$$K_{\kappa} = \frac{\partial U_{1pm}}{\partial U_{ex}} = \frac{\mu R_a}{\pi (R_i + R_a)} (\cos \varepsilon_{01} + \cos \varepsilon_{02}). \quad (9.37)$$

Постоянная составляющая результирующего тока I_{Rp} в первичной обмотке трансформатора может быть получена как разность постоянных составляющих разложения в ряд Фурье уравнений токов i_{a1} и i_{a2}

$$I_{Rp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{E_a - \mu E_{g0}}{R_i + R_a} (K_{R1} - K_{R2}). \quad (9.38)$$

Гармонические составляющие более высоких порядков определяются аналогичным образом на основании уравнений (9.30) и (9.31).

Схемы однополупериодных усилителей-модуляторов на транзисторах могут быть рассчитаны подобно ламповым. Однако следует указать, что транзисторные модуляторы такого типа практического применения не нашли из-за трудности обеспечения стабильности начальных параметров схемы, особенно при изменении температуры и режима работы [30].

9. 6. Двухполупериодные усилители-модуляторы

Двухполупериодные усилители-модуляторы так же, как и однополупериодные, могут быть построены только на двух нелинейных усилительных элементах. Вместе с тем, они имеют значительные преимущества по сравнению с однополупериодными: коэффициент преобразования в 2 раза больше, нелинейные искажения выходного напряжения значительно меньше, отсутствует постоянная составляющая тока в первичных обмотках выходного трансформатора и др.

Структурные схемы двухполупериодных усилителей-модуляторов подобны двухполупериодным схемам усилителей-демодуляторов (см. рис. 9-14). Вместе с тем, если переменный входной сигнал в усилителях-демодуляторах подается сравнительно просто (обычно со вторичных обмоток входного трансформатора), то в усилителях-модуляторах подавать постоянный сигнал значительно труднее. Поэтому не все структурные схемы усилителей-модуляторов практически могут быть реализованы. Однако в усилителях-модуляторах при использовании выходного трансформатора значительно проще решается задача включения нагрузки и могут быть построены новые структурные схемы, отличные от схем усилителей-демодуляторов.

Наиболее рациональные схемы двухполупериодных усилителей-модуляторов строятся на двух усилительных элементах. На рис. 9-20 в качестве примера представлены схемы на электронных лампах и транзисторах, собранные по крестообразной схеме (рис. 9-20, а, б) и по схеме с двумя выпрямительными мостиками (рис. 9-20, в, г).

В том случае, когда необходимо на вход усилителя-модулятора одновременно подавать сигнал как от источника постоянного, так и от источника переменного напряжения, схемы можно построить только на четырех усилительных элементах (рис. 9-21).

Рассмотрим принцип работы и указания по расчету двухполупериодной схемы с активной нагрузкой ($C_n = 0$) на примере,

приведенном на рис. 9-20, а. Кривые изменения токов в плечах схемы и первой гармоники результирующего напряжения показаны на рис. 9-22. В каждый полупериод работы схема представляет собой однополупериодный усилитель-модулятор. При этом в оба полупериода схема работает на одних и тех же лампах.

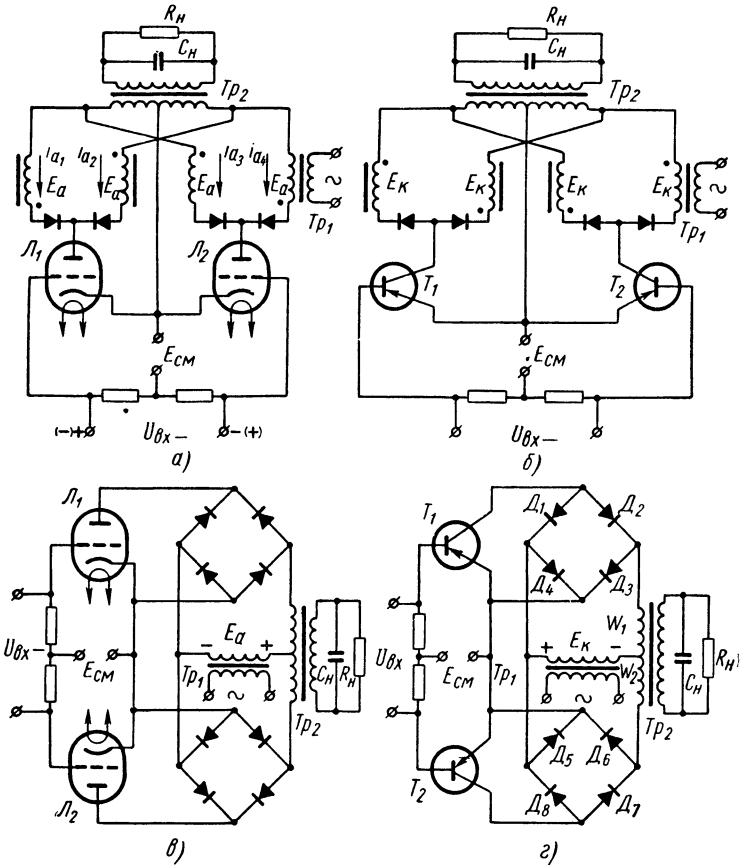


Рис. 9-20. Схемы двухполупериодных усилителей-модуляторов:
а и в — на электронных лампах; б и г — на транзисторах

Нетрудно видеть, что результирующая постоянная составляющая разложения токов, а также результирующие составляющие всех четных гармоник за период $T = \frac{2\pi}{\omega}$ будут равны нулю.

Двухполупериодные усилители-модуляторы

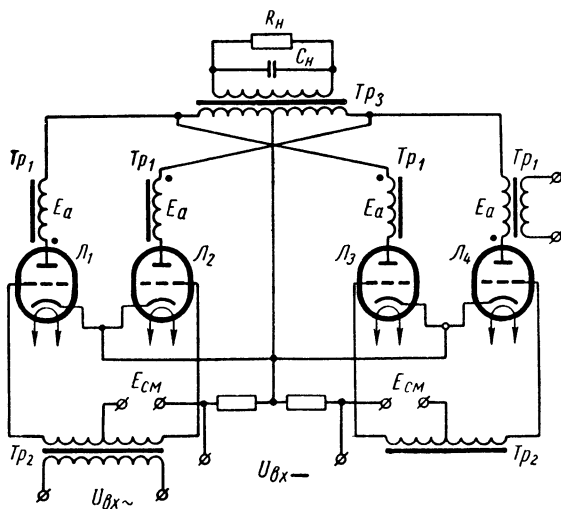


Рис. 9-21. Схема двухполупериодного усилителя-модулятора, управляемого сигналом от источника постоянного и переменного тока

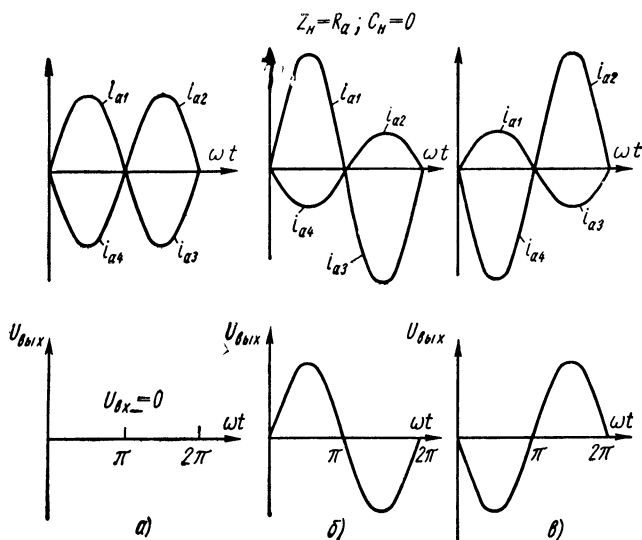


Рис. 9-22. Кривые изменения токов в плечах схемы и первой гармоники выходного напряжения при $Z_H = R_a$ и $C_H = 0$:
 а) $U_{вх} = 0$; б) $U_{вх} \neq 0$ (полярность на схеме — без скобок (рис. 20, а));
 в) $U_{вх} \neq 0$ (полярность на схеме — в скобках)

Первая гармоническая составляющая выходного тока I_{R_m} и напряжения U_{R_m} , коэффициент преобразования двухполупериодного усилителя-модулятора K_{2m} будут в 2 раза больше по сравнению с однополупериодным усилителем-модулятором:

$$\begin{aligned} U_{R_m} &= 2U_{1p} = \frac{E_a - \mu E_{g0}}{\pi(R_a + R_i)} R_a (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}); \\ I_{R_m} &= 2I_{1p} = \frac{E_a - \mu E_{g0}}{\pi(R_a + R_i)} (K_{\varepsilon M1} - K_{\varepsilon M2}); \\ K_{2m} &= 2K_m = \frac{2\mu R_a}{\pi(R_i + R_a)} (\cos \varepsilon_{01} + \cos \varepsilon_{02}). \end{aligned} \quad (9.39)$$

Коэффициент нелинейных искажений выходного (результующего) переменного напряжения определяется уравнением

$$K_{нл} = \frac{\sqrt{F_{3p}^2 + F_{5p}^2 + \dots}}{F_{1p}}. \quad (9.40)$$

Значения результирующих максимальных амплитуд $F_{\kappa p}$ нечетных гармоник (начиная с третьей) можно найти, используя выражение (9.30),

$$F_{\kappa p} = F'_\kappa - F''_\kappa, \quad (9.41)$$

где F'_κ — удвоенная максимальная амплитуда нечетных гармоник для ламп с углами отсечки ε_{01} ;

F''_κ — для ламп с углами отсечки ε_{02} .

Результирующая максимальная амплитуда первой гармоники выходного тока определяется на основании уравнений (9.33) и равна $F_{1p} = 2I_{1p}$.

На рис. 9-23 показаны графики зависимости максимальных амплитуд нечетных гармоник в функции углов отсечки ε_0 в относительных величинах, т. е.

$$F_{\kappa 0} = \frac{F_\kappa}{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_{m0}}{R_\Sigma}}. \quad (9.42)$$

Используя эти графики, легко определить значения F'_κ и F''_κ , а по выражениям (9.41) и (9.40) — коэффициент нелинейных искажений.

В усилителях-модуляторах на транзисторах особое внимание должно быть уделено остаточным напряжениям или токам при $U_{\text{вх}} = 0$. Методику их определения рассмотрим на примере двухполупериодной схемы с двумя выпрямительными мостиками на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером (см. рис. 9-20, з). При отсутствии входного напряжения $U_{\text{вх}} = 0$ и мгновенной полярности, указанной на рисунке, по первичной

обмотке ω_1 выходного трансформатора протекают ток транзистора T_1 и обратные токи диодов D_1 и D_3 , т. е. $i_{\omega_1} = S I_{\kappa 01} + I_{\partial 1 \text{обр}} + I_{\partial 3 \text{обр}}$, а при обмотке ω_2 — ток транзистора T_2 и обратные токи диодов D_6 и D_8 , т. е. $i_{\omega_2} = S I_{\kappa 02} + I_{\partial 6 \text{обр}} + I_{\partial 8 \text{обр}}$. Эти токи создают направленные встречно магнитные потоки, пропорциональные токам i_{ω_1} и i_{ω_2} (принимаяем $\omega_1 = \omega_2 = \omega$).

Напряжение на вторичной обмотке выходного трансформатора, т. е. на нагрузке, будет пропорционально результирующему потоку, который, в свою очередь, пропорционален разности токов i_{ω_1} и i_{ω_2} :

$$i_{1нт} = i_{\omega_1} - i_{\omega_2} \approx \approx (S_{i1} I_{\kappa 01} - S_{i2} I_{\kappa 02}) + (I_{\partial 1 \text{обр}} + I_{\partial 3 \text{обр}} - I_{\partial 6 \text{обр}} - I_{\partial 8 \text{обр}}).$$

Для второго полупериода опорного напряжения уравнение тока $i_{1нт}$ аналогичное и отличается только разностью обратных токов диодов $(I_{\partial 2 \text{обр}} + I_{\partial 4 \text{обр}} - I_{\partial 5 \text{обр}} - I_{\partial 7 \text{обр}})$.

Таким образом, амплитуду первой гармоники остаточного напряжения можно считать, примерно, равной

$$U_{1нт} = i_{1нт} R_n \approx R_n [(S_{i1} I_{\kappa 01} - S_{i2} I_{\kappa 02}) + (I_{\partial 1 \text{обр}} + I_{\partial 3 \text{обр}} - I_{\partial 6 \text{обр}} - I_{\partial 8 \text{обр}})].$$

Данное выражение показывает, что напряжение на нагрузке при $U_{ex} = 0$ в рассматриваемой схеме зависит от коэффициентов нестабильности, начальных коллекторных токов транзисторов и разности обратных токов диодов. Вследствие этого уровень остаточного напряжения велик и меняется с изменением температурного режима работы схемы.

Рассмотренные в данной главе модуляторы на транзисторах целесообразно применять лишь в тех случаях, когда преобразуется постоянный сигнал значительной мощности и при этом не предъявляется жестких требований к уровню остаточного напряжения и к его стабильности.

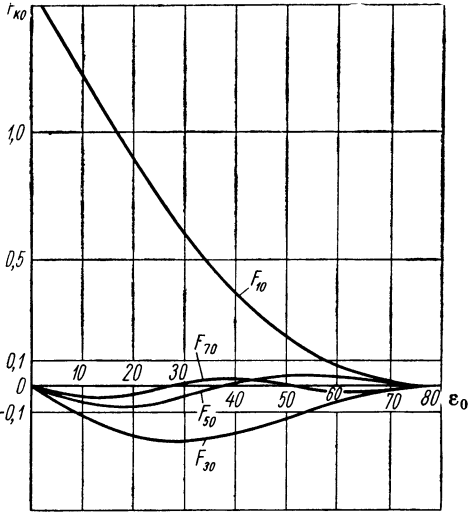


Рис. 9-23. График зависимости максимальных амплитуд нечетных гармоник результирующего тока в функции углов отсечки ϵ_0

9. 7. Демодуляторы и модуляторы на транзисторах, работающих в режиме ключа

Как следует из характеристик, показанных на рис. 1-26, транзистор обладает свойством двухсторонней проводимости по цепи эмиттер-коллектор, если на эмиттер относительно базы подается напряжения $U_{\delta\delta}$, опирающейся полярностью. При этом падение напряжения на транзисторе очень мало, так как сопро-

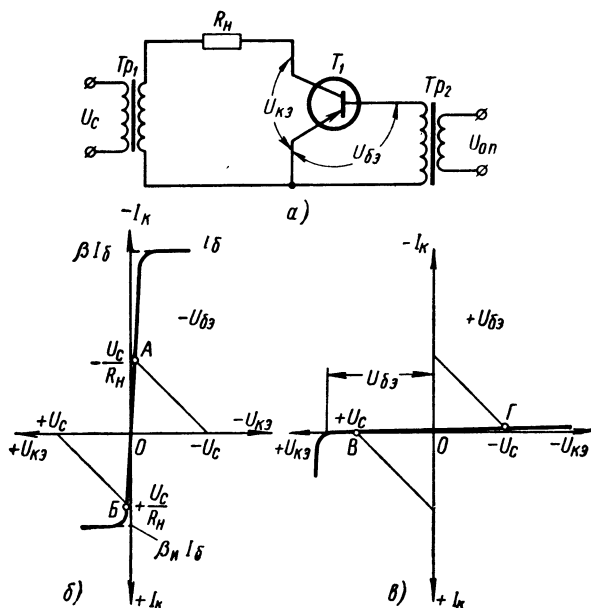


Рис. 9-24. Однополупериодный демодулятор на одно-транзисторном ключе:

а — схема; б — выходные характеристики транзистора при $U_{\delta\delta} < 0$; в — выходные характеристики транзистора при $U_{\delta\delta} > 0$

тивление цепи эмиттер-коллектор германиевых транзисторов составляет несколько *ом*, а кремниевых — несколько десятков *ом*.

Если же на эмиттер относительно базы подается напряжение запирающей полярности, то сопротивление транзистора в цепи коллектор-эмиттер в обоих направлениях будет порядка 0,5—1 *Мом* для германиевых и нескольких *Мом* для кремниевых транзисторов [30, 73] при условии, что входное напряжение не превышает запирающего напряжения $U_{\delta\delta}$.

Это свойство транзистора позволяет использовать его как переключатель (ключ), замкнутый при $U_{\delta\delta} < 0$ и разомкнутый при $U_{\delta\delta} > 0$.

Схемы демодуляторов и модуляторов, использующих транзистор в режиме ключа, имеют следующие особенности [30].

Источник сигнала (входного напряжения), выводы эмиттера и коллектора, а также сопротивление нагрузки включаются последовательно в одну цепь. Опорное (коммутирующее) напряжение подается в цепь эмиттер-база или в цепь коллектор-база. При этом в демодуляторах опорное напряжение должно иметь ту же частоту, что и напряжение источника сигнала.

На рис. 9-24, а представлена простейшая схема однополупериодного демодулятора. Если входной сигнал U_c синусоидальный, то опорное напряжение $U_{об}$ может подаваться как от источника прямоугольных, так и синусоидальных колебаний. Наиболее часто в преобразователях такого типа применяется опорное напряжение прямоугольной формы. При этом в течение каждого полупериода ток базы можно считать постоянным по величине.

В работе [74] показано, что, используя аналитические выражения для вольт-амперных характеристик идеализированного транзистора, можно построить входные и выходные характеристики транзистора и определить его параметры при разных режимах работы. При этом токи коллектора, эмиттера и базы определяются уравнениями

$$I_k = \frac{\alpha I_{э0}}{1 - \alpha \alpha_u} \left(e^{\frac{U_{эб}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \frac{\alpha_u I_{к0}}{1 - \alpha \alpha_u} \left(e^{\frac{U_{кб}}{\Phi_T}} - 1 \right); \quad (9.43)$$

$$I_э = \frac{I_{э0}}{1 - \alpha \alpha_u} \left(e^{\frac{U_{эб}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \frac{\alpha_u I_{к0}}{1 - \alpha \alpha_u} \left(e^{\frac{U_{кб}}{\Phi_T}} - 1 \right); \quad (9.44)$$

$$I_б = I_э - I_k = \frac{(1 - \alpha) I_{э0}}{1 - \alpha \alpha_u} \left(e^{\frac{U_{эб}}{\Phi_T}} - 1 \right) + \frac{(1 - \alpha_u) I_{к0}}{1 - \alpha \alpha_u} \left(e^{\frac{U_{кб}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (9.45)$$

где α, α_u — коэффициенты усиления по току в схеме с общей базой при нормальном и инверсном включении транзистора;

$I_{к0}, I_{э0}$ — обратные токи коллекторного и эмиттерного переходов;

$U_{эб}, U_{кб}$ — напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах.

Температурный потенциал Φ_T определяется следующим выражением:

$$\Phi_T = \frac{kT}{q} = \frac{T}{11600} \text{ в.} \quad (9.46)$$

При температуре 20° С ($T = 293^\circ \text{ К}$) величина $\Phi_T \approx 25 \text{ мв}$.

Выражения (9. 43)—(9. 45) справедливы лишь при малых сопротивлениях областей базы, эмиттера и коллектора и при малых плотностях тока, т. е. внутри транзистора учитываются только падения напряжений на самих $p - n$ -переходах.

Коэффициенты усиления по току α и α_u , а также обратные токи переходов $I_{к0}$ и $I_{э0}$ связаны следующим выражением:

$$\alpha I_{э0} = \alpha_u I_{к0}, \quad (9. 47)$$

которое позволяет упростить расчетные уравнения (9. 43)—(9. 45) и получить выражения, удобные для построения выходных характеристик и анализа режимов работы транзистора (см. пп. 10. 2 и 10. 4).

На рис. 9-24, б и в изображены построенные по уравнениям (9. 43)—(9. 47) характеристики транзистора, работающего в режиме ключа, как при нормальном ($U_{кэ} < 0$), так и при инверсном $U_{кэ} > 0$ режиме работы.

При построении выходных характеристик предполагалось, что опорное напряжение подается от источника, имеющего достаточно большое внутреннее сопротивление. Практически это можно осуществить, если в цепь базы включить добавочное сопротивление. При этом опорное напряжение должно быть в несколько раз больше той величины, которую необходимо иметь на $p - n$ -переходе в цепи опорного напряжения.

При отрицательном потенциале базы относительно эмиттера ($U_{бэ} < 0$) сопротивление перехода эмиттер-коллектор мало, и практически все напряжение сигнала прикладывается к нагрузке (рабочие точки А и Б, рис. 9-24, б). Наклон нагрузочной прямой определяется величиной сопротивления нагрузки R_n .

Если же $U_{бэ} > 0$ и $U_c < U_{бэ}$, то сопротивление цепи эмиттер-коллектор велико, и все напряжение сигнала практически приложено к транзистору (рабочие точки В и Г) [30].

При синусоидальном входном сигнале нагрузочная прямая перемещается параллельно самой себе в зависимости от мгновенного значения U_c . Точка пересечения нагрузочной линии с восходящей ветвью выходной характеристики определяет мгновенное значение коллекторного тока, а следовательно, и тока в нагрузке R_n .

Импульсы тока в нагрузке при отпертом транзисторе имеют вид, близкий к синусоидальному. Среднее значение тока в нагрузке приблизительно пропорционально напряжению входного сигнала. Направление этого тока изменяется на противоположное при изменении фазы входного сигнала φ относительно опорного напряжения на 180° . Графики изменения токов и напряжений в демодуляторе представлены на рис. 9-25.

Преобразователи на транзисторном ключе при отсутствии входного сигнала имеют малый уровень токов и напряжений (остаточных) в цепи коллектор-эмиттер при любой полярности опорного напряжения. На рис. 9-26 в увеличенном масштабе показан участок выходных характеристик (см. рис. 9-24, б и в) транзистора вблизи начала координат.

Точки *C* и *D* (рис. 9-26) определяют величину остаточных

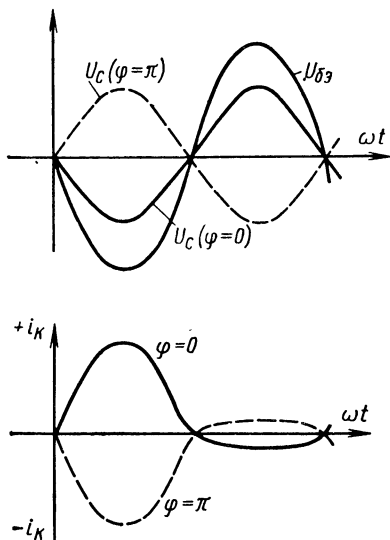


Рис. 9-25. Графики изменения токов и напряжений в схеме демодулятора

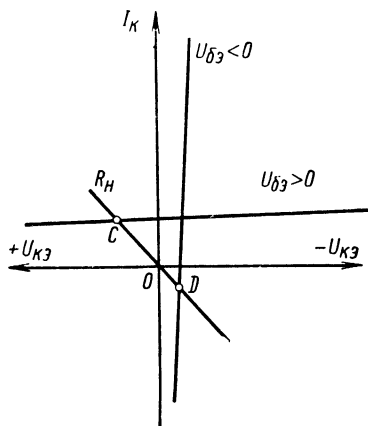


Рис. 9-26. Графическое определение уровней остаточных токов и напряжений

токов и напряжений в цепи коллектор-эмиттер при открытом ($U_{бэ} < 0$) и закрытом ($U_{бэ} > 0$) состоянии транзистора.

При инверсном включении (опорное напряжение подается в цепь база-коллектор) выходные характеристики транзистора будут располагаться значительно ближе к началу координат, чем при подаче опорного напряжения в цепь база-эмиттер.

Величина остаточного напряжения и тока при инверсном включении на порядок ниже, чем при прямом включении транзистора, и измеряется несколькими милливольтами и долями микроампера.

На рис. 9-27 показана схема однополупериодного демодулятора на двухтранзисторном ключе. Эта схема имеет лучшие выходные параметры по сравнению со схемой на однотранзисторном ключе.

Транзисторы, включенные по схеме рис. 9-27, образуют ключ, открытый в один полупериод и закрытый в другой полупериод опорного напряжения, независимо от фазы входного сигнала.

Для уменьшения остаточных токов в подобных схемах обычно используется инверсное включение транзисторов.

Если транзисторы T_1 и T_2 открыты по цепи коллектор-база ($U_{кб} > 0$), то ключ отперт и проводит в обоих направлениях ток, величина которого зависит от входного сигнала и сопротивления нагрузки. Максимальное значение тока ограничивается величиной тока при инверсном включении транзистора.

При полярности напряжения сигнала U_c , показанной на рис. 9-27, ток протекает в направлении, обозначенном сплошными стрелками.

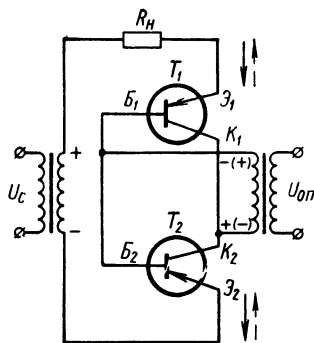


Рис. 9-27. Однополупериодный демодулятор на двух-транзисторном ключе

Падение напряжения на транзисторе очень мало, т. е. схема представляет собой практически идеальный замкнутый ключ.

Если опорное напряжение подается минусом на коллектор (полярность в скобках), то транзистор T_1 открыт по цепи эмиттер-база, а транзистор T_2 заперт как по цепи коллектор-база, так и по цепи эмиттер-база. Поэтому через нагрузку протекают лишь малые токи, равные по величине обратному току запертого транзистора T_2 . В этом состоянии схемы все напряжение источника сигнала приложено к транзистору T_2 , т. е. можно считать, что ключ практически разомкнут.

При изменении фазы входного сигнала на 180° по отношению к опорному напряжению и при $U_{бк} < 0$ оба транзистора будут открыты, и ток начнет протекать в обратном направлении (см. пунктирные стрелки). При $U_{бк} > 0$ запирается транзистор T_1 по цепям коллектор-база и эмиттер-база, и в нагрузке будет течь ток, равный обратному току запертого транзистора T_1 .

Преимуществом схемы ключа с двумя встречно включенными транзисторами по сравнению со схемой ключа на одном транзисторе являются симметричность и лучшая линейность выходной характеристики (рис. 9-28, а), значительно меньший уровень напряжений на нагрузке при отсутствии входного сигнала и значительно большее допустимое обратное напряжение (рис. 9-28, б). Уменьшение напряжения на нагрузке при отсутствии напряжения входного сигнала получается из-за частичной взаимной компенсации остаточных напряжений или токов обоих транзисторов. Коэффициент передачи такой схемы при активной нагрузке не менее 0,3.

Однако следует иметь в виду, что в любых схемах демодуляторов с транзисторными ключами ток в нагрузке не мо-

жет быть больше значения инверсного тока, равного $\beta_u \cdot I_0$ (рис. 9-28, а).

В схемах демодуляторов применяется главным образом ключ на двух транзисторах, так как в этом ключе в отличие от однотранзисторных ключей и схем на диодах нет прямой связи между величинами преобразуемого напряжения сигнала U_c и опорным напряжением $U_{оп}$. Практически в демодуляторах опорное напряжение берется порядка 1—2 в. Этого напряжения вполне достаточно для запириания транзисторов. В режиме же отпертого ключа

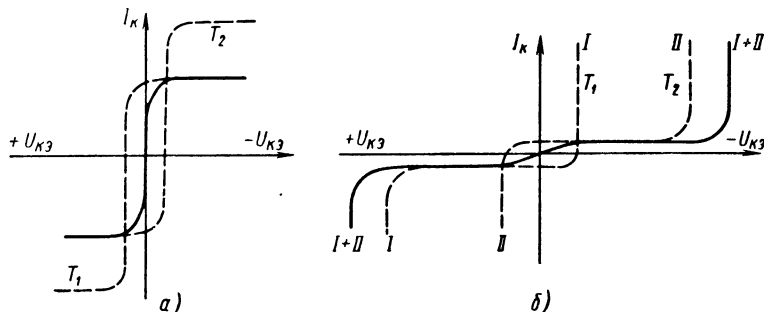


Рис. 9-28. Выходные характеристики двухтранзисторного ключа:

а — при $U_{бк} < 0$; б — при $U_{бк} > 0$

большая часть опорного напряжения гасится на добавочном сопротивлении, включаемом в цепь базы.

Структура демодулятора, использующего двухтранзисторный ключ, подобна структуре диодного демодулятора, построенного по схеме с выпрямительным мостиком (см. рис. 7-3, д — для однополупериодной схемы и рис. 7-8, а — для двухполупериодных схем).

Однополупериодному демодулятору на двухтранзисторном ключе (см. рис. 9-27) свойственны характерные недостатки однополупериодного демодулятора (большая пульсация выходного тока, низкий коэффициент передачи, наличие постоянной составляющей тока в первичной обмотке входного трансформатора и др.). Недостатки однополупериодных схем демодуляторов устраняются в двухполупериодных схемах, которые можно получить из двух симметрично расположенных относительно нагрузки однополупериодных демодуляторов. В двухполупериодных схемах при активной нагрузке коэффициент передачи достигает 0,6—0,7. Схема двухполупериодного демодулятора, работающего на недифференциальную нагрузку, показана на рис. 9-29.

Применение транзисторных ключей в схемах модуляторов обеспечивает высокую линейность выходной характеристики,

низкий уровень остаточных напряжений и высокую термостабильность этих устройств.

Схемы модуляторов целесообразно строить с использованием двухтранзисторных ключей с инверсным включением триодов, при этом подбор транзисторов можно вести лишь из условия минимума остаточных напряжений и токов.

В схемах модуляторов нагрузка чаще всего включается во вторичную обмотку выходного трансформатора (рис. 9-30), что позволяет легко выделить основную (первую) гармонику выход-

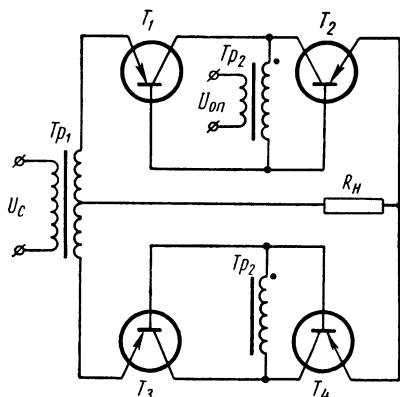


Рис. 9-29. Двухполупериодный демо-модулятор на транзисторных ключах

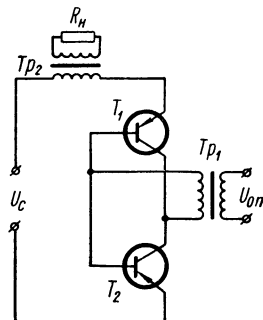


Рис. 9-30. Однополупериодный модулятор с трансформаторным выходом на двухтранзисторном ключе

ного напряжения. При этом облегчаются также условия согласования выходного сопротивления датчика сигнала и входного сопротивления модулятора. При наличии в схеме выходного трансформатора входная и выходная цепи имеют гальваническую развязку.

В ряде схем, особенно при очень низких уровнях преобразуемого сигнала, применять выходной трансформатор нельзя из-за наводок от силовых сетей и других элементов усилителей. В этом случае применяется реостатно-емкостная связь модулятора с нагрузкой.

В качестве примера такой связи на рис. 9-31 приведены принципиальные и эквивалентные схемы однополупериодных модуляторов с одним и двумя ключами, которые допускают значительную величину максимального выходного напряжения при малом уровне остаточного сигнала и имеют высокую линейность выходной характеристики.

В тех случаях, когда уровень остаточных напряжений должен быть особенно низок (например, в усилителях постоянного тока

с большим коэффициентом усиления и при очень малых величинах входных сигналов), применяются специальные схемы с компенсацией остаточных напряжений.

В двухполупериодных схемах модуляторов, которые могут быть построены из двух однополупериодных схем (см. рис. 9-30),

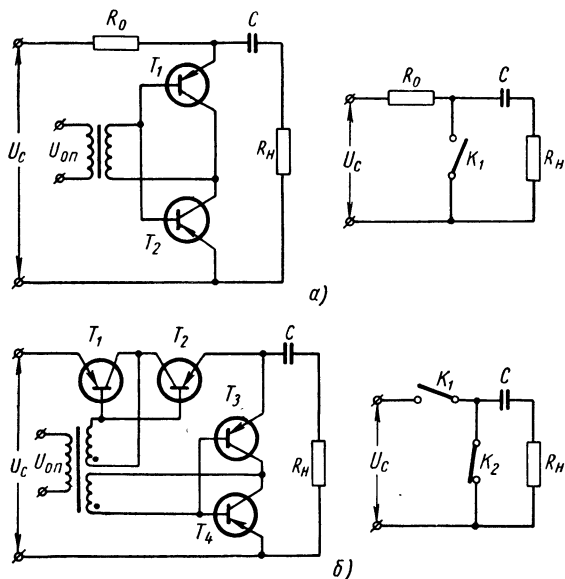


Рис. 9-31. Однополупериодный модулятор с реостатно-емкостным выходом:

a — принципиальная и эквивалентная схемы модулятора с одним двухтранзисторным ключом; *б* — принципиальная и эквивалентная схемы модулятора с двумя двухтранзисторными ключами

коэффициент передачи примерно в 2 раза больше однополупериодного модулятора. В этих схемах отсутствуют подмагничивающие токи в первичной обмотке выходного трансформатора. Улучшение параметров модулятора в данном случае не оправдывает применения в схеме удвоенного числа транзисторов и обмоток трансформатора. Поэтому двухполупериодные модуляторы применяются весьма редко.

Подробный анализ схем и расчет модуляторов на транзисторных ключах рассмотрены в работе [1].

10 ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

10. 1. Области применения режима переключения

Мощность, потребляемая от источника питания, частично выделяется в нагрузку, частично рассеивается в выходной цепи усилителя. Во всех случаях важно, чтобы мощность, рассеиваемая в выходной цепи усилителя, была минимальной. Особенно это важно при значительной величине мощности в нагрузке.

Мощность, рассеиваемая в выходной цепи усилительного прибора, определяется положением рабочей точки на нагрузочной прямой. Рассматривая семейство выходных характеристик транзистора (рис. 10-1), можно отметить три характерных положения рабочей точки.

В первом положении, в состоянии насыщения, ток в нагрузке максимален, но напряжение коллектор-эмиттер мало. Поэтому в первом положении рассеиваемая мощность P_D мала.

Во втором положении, в состоянии отсечки, напряжение коллектор-эмиттер близко к напряжению питания, но ток в нагрузке предельно мал. Поэтому во втором положении рассеиваемая мощность также мала.

В третьем положении ток в нагрузке равен половине тока короткого замыкания, напряжение коллектор-эмиттер равно половине напряжения питания. В этом положении рассеиваемая мощность максимальна:

$$P_{D \max} = U_n^2 / 4R_n.$$

В режиме класса А рабочая точка колеблется около положения 3, поэтому при заданном положении нагрузочной прямой рассеиваемая мощность максимальна.

В режиме класса В рабочая точка движется от положения 2 к положению 1 и обратно. Рассеиваемая мощность при том же положении нагрузочной прямой становится меньше.

В режиме переключения рабочая точка длительно находится в положениях 1 или 2, скачком переходя из одного в другое. Рассеиваемая мощность становится минимально возможной.

Существует два принципиально различных способа использования транзистора в режиме переключения.

Коммутирующее напряжение E_k , изменяющееся во времени по раз навсегда заданному закону (рис. 10-2, а), можно подвести

к цепи эмиттер-база (или коллектор-база). Тогда цепь эмиттер-коллектор может быть использована как прерыватель тока, создаваемого источником сигнала E_c в сопротивлении нагрузки. В данном случае усилительные свойства транзистора не используются, транзистор является пассивным переключателем. Этот режим называют ключевым. Транзистор в ключевом режиме с успехом применяется в маломощных модуляторах и демодуляторах. Основные достоинства транзистора в ключевом режиме — малая мощность, затрачиваемая в цепи коммутации, высокий к. п. д. выходной цепи, хорошая линейность и стабильность характеристик.

Импульсное напряжение сигнала E_c , позволяющее изменять соотношение между длительностью открытого и закрытого состояния транзистора (рис. 10-2, б) можно подвести к цепи эмиттер-база. Тогда цепь эмиттер-коллектор может быть использована как прерыватель тока, создаваемого источником питания E_n в сопро-

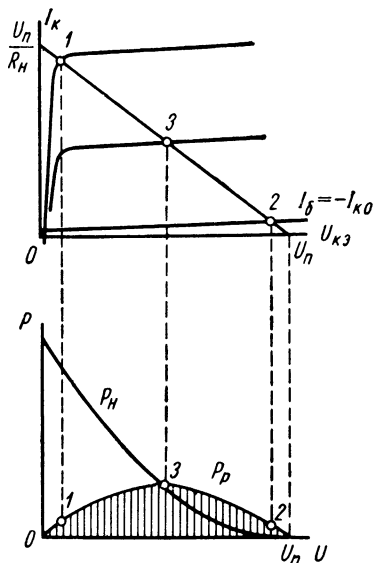


Рис. 10-1. Зависимость мощности в нагрузке и мощности рассеивания от положения рабочей точки

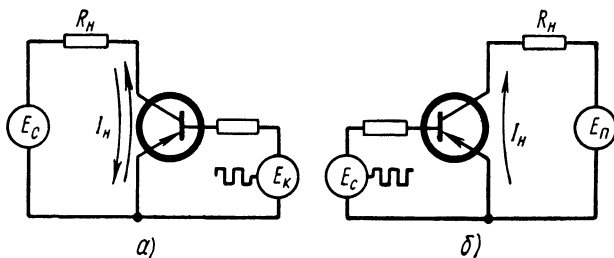


Рис. 10-2. Транзистор в режиме переключения:

а — как пассивный переключатель; б — как активный переключатель

тивлении нагрузки. В этом случае транзистор используется одновременно как прерыватель и усилитель мощности, поэтому является активным переключателем.

Известны два направления применения транзисторов в режиме активного переключения. Первое направление связано с использованием транзисторов в переключающих устройствах, предназначенных для переработки информации, заданной в виде электрических импульсов (например, в вычислительных машинах дискретного действия). Это направление характеризуется низким уровнем мощности сигналов при максимально высоком быстродействии. Второе направление связано с применением транзисторов в силовых переключающих устройствах, предназначенных для импульсного регулирования значительной мощности в цепях управления электрических машин и электромагнитных механизмов, а также для статического преобразования электрической энергии. Данное направление характеризуется значительным уровнем мощности при максимально высоком к. п. д.

Энергетические достоинства импульсного метода регулирования мощности наиболее полно проявляются при наличии индуктивного накопителя энергии, роль которого выполняет или индуктивность собственно нагрузки, или дополнительная индуктивность. При индуктивно-активном характере нагрузки форма тока может совершенно не соответствовать форме напряжения. Например, питая индуктивно-активную цепь прямоугольным напряжением, можно при достаточно малой длительности периода коммутации по сравнению с постоянной времени цепи нагрузки получить в ней постоянный ток с весьма малыми пульсациями. В других случаях можно получить переменный ток с достаточно малым содержанием высших гармоник.

10. 2. Аналитическое выражение характеристик транзисторов

Как следует из уравнений (9. 43)—(9. 45), ток в цепи любого электрода транзистора определяется двумя составляющими, каждая из которых зависит от полярности и величины напряжений на переходах.

Приведем указанные уравнения к более простому виду, используя то обстоятельство, что у современных транзисторов величина α весьма близка к единице и практически равна 0,95—0,99, величина $\alpha_u = (0,3 \div 0,8)$. Поэтому представляется возможным ввести следующее приближенное выражение:

$$\frac{\alpha_u}{1 - \alpha\alpha_u} \approx \frac{\alpha_u}{1 - \alpha_u} = \beta_u. \quad (10. 1)$$

Очевидно, что величина β_u практически равна 0,5—4. Используя выражения (9. 47) и (10. 1) вместо уравнений (9. 43), (9. 44)

и (9. 45), получим следующие выражения для токов в цепях электродов транзистора:

$$I_{\kappa} \approx I_{\kappa 0} \beta_u \left[\left(e^{\frac{U_{\text{эб}}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \frac{1}{\alpha_u} \left(e^{\frac{U_{\kappa б}}{\Phi_T}} - 1 \right) \right]; \quad (10. 2)$$

$$I_{\text{э}} \approx I_{\kappa 0} \beta_u \left[\frac{1}{\alpha} \left(e^{\frac{U_{\text{эб}}}{\Phi_T}} - 1 \right) - \left(e^{\frac{U_{\kappa б}}{\Phi_T}} - 1 \right) \right]; \quad (10. 3)$$

$$I_{\text{б}} \approx I_{\kappa 0} \beta_u \left[\frac{1}{\beta} \left(e^{\frac{U_{\text{эб}}}{\Phi_T}} - 1 \right) + \frac{1}{\beta_u} \left(e^{\frac{U_{\kappa б}}{\Phi_T}} - 1 \right) \right], \quad (10. 4)$$

где $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$.

Сочетание полярностей и величин напряжений на переходах определяет различные состояния (режимы) транзистора.

Как уже говорилось, транзистор может находиться в трех состояниях — активном, насыщения, отсечки. При работе в режиме переключения транзистор находится в активном состоянии только в течение времени переключения, т. е. перехода из режима отсечки в режим насыщения и обратно.

Большинство методов анализа и расчета транзисторных каскадов, работающих при малом сигнале, например в режиме усиления переменного тока (гл. 5), не имеет физического смысла для анализа и расчета каскадов, работающих в режиме переключения.

Исключается возможность представления транзистора линейным активным четырехполюсником. Теряют смысл все ранее рассмотренные методы стабилизации рабочей точки и коэффициенты неустойчивости S_i и вариаций A .

Качественно изменяется методика определения мощности, рассеиваемой в транзисторе. Коэффициент использования по мощности не может быть однозначно определен для режима переключения. Он становится существенно зависимым как от свойств транзистора, так и от реактивности нагрузки.

Из всех параметров, характеризующих транзистор в активной области, самыми важными становятся постоянные времени τ_{α} и $\tau_{\text{б}}$, определяющие скорость переключения транзистора.

Основное внимание должно быть теперь обращено на способы осуществления режимов насыщения и отсечки. Поэтому необходимо знать характеристики транзистора в первую очередь в этих состояниях.

10. 3. Состояние насыщения

Состояние насыщения (рис. 10-3) характеризуется положительной полярностью напряжений на обоих переходах.

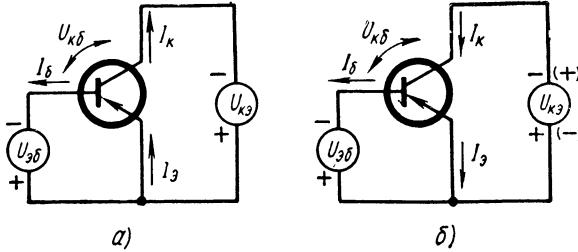


Рис. 10-3. Транзистор в состоянии насыщения:

a — при положительных направлениях токов эмиттера и коллектора; *б* — при отрицательных направлениях токов эмиттера и коллектора

Очевидно, что коллекторный и эмиттерный токи в зависимости от соотношения между $U_{эб}$ и $U_{кб}$ могут иметь положительное (рис. 10-3, *a*) или отрицательное направление (рис. 10-3, *б*).

Согласно выражению (10. 2), коллекторный ток равен нулю при напряжении коллектор-эмиттер

$$U_{кэ0} = U_{кб} - U_{эб} = \varphi_T \ln \alpha_{ц}.$$

Ток базы при всех вариациях $U_{эб}$ и $U_{кб}$ имеет неизменное направление.

На рис. 10-4 выполнено построение для определения выходной характеристики транзистора в области насыщения.

Согласно выражению (10. 2), кривая *OAB* представляет собой переходную характеристику транзистора $I_к = f(U_{эб})$; кривая *BCO* — переходная характеристика транзистора $I_к = f(U_{кб})$. Для кривой *BCO* начало координат в точке *B*. Эта же

Рис. 10-4. Выходная характеристика транзистора в области насыщения, ограниченная переходной характеристикой

кривая в координатах $I_к, U$ является выходной характеристикой транзистора $I_к = f(U_{кэ})$ при заданном $U_{эб}$.

Определим дифференциальную крутизну переходных характеристик *OAB* и *BCO*.

Дифференцируя уравнение (10. 2) по $U_{эб}$, получим выражение для дифференциальной крутизны при прямом включении транзистора

$$S_{\partial. np} = \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial U_{эб}} = I_{\kappa 0} \beta_u \frac{1}{\Phi_{\tau}} e^{\frac{U_{эб}}{\Phi_{\tau}}}. \quad (10. 5)$$

Дифференцируя уравнение (10. 2) по $U_{кб}$, получим выражение для дифференциальной крутизны при инверсном включении транзистора

$$S_{\partial. u} = \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial U_{кб}} = I_{\kappa 0} (\beta_u + 1) \frac{1}{\Phi_{\tau}} e^{\frac{U_{кб}}{\Phi_{\tau}}}. \quad (10. 6)$$

Из выражений (10. 5) и (10. 6) при $U_{эб} = U_{кб} = U$ получим

$$S_{\partial. u} = S_{\partial. np} \frac{\beta_u + 1}{\beta_u} = \frac{1}{\alpha_u} S_{\partial. np}$$

Следовательно, если известна величина $S_{\partial. np}$ при определенном напряжении $U_{эб}$, величина $S_{\partial. u}$ однозначно выражается через $S_{\partial. np}$ и α_u .

Учитывая, что

$$R_{вых} = \frac{1}{S_{\partial. u}}, \quad (10. 7)$$

получим выражение для определения выходного сопротивления транзистора в состоянии насыщения

$$R_{вых} = \frac{\alpha_u}{S_{\partial. np}} = \alpha_u R_{ex. б}. \quad (10. 8)$$

Таким образом, аналитически определяется характер выходного сопротивления транзистора в состоянии насыщения. Это сопротивление близко к линейному в широком диапазоне токов коллектора. Величина выходного сопротивления транзистора в области насыщения оказывается сказанной с входным сопротивлением транзистора, измеренным в схеме с общей базой, или с крутизной переходной характеристики.

Реальный транзистор отличается от идеального (для которого строго справедливы полученные выводы) в первую очередь наличием падений напряжений в областях базы, эмиттера и коллектора. Кроме того, теория идеального транзистора справедлива лишь при малых плотностях тока. Однако характеристики реальных транзисторов при значительных плотностях тока по крайней мере качественно вполне соответствуют полученным соотношениям.

В состоянии насыщения входная цепь транзистора характеризуется почти неизменным напряжением

$$U_{бэ} \approx \frac{I_k}{S}.$$

Из выражений (10. 2) и (10. 4) следует, что с увеличением $U_{кб}$ коллекторный ток уменьшается, а ток базы увеличивается. Ток базы резко возрастает при неизменном напряжении база-эмиттер, как только напряжение коллектор-база превысит величину, равную $(4 \div 5) \varphi_T$. При $U_{кб} < (4-5) \varphi_T$ соотношение между токами коллектора и базы сохраняется практически таким же, как в активном состоянии, т. е. $I_k \approx \beta I_b$. С увеличением $U_{кб}$ это соотношение нарушается и появляется избыточный ток базы

$$I_{б.изб} = I_b - \frac{I_k}{\beta}. \quad (10. 9)$$

Состояние насыщения можно охарактеризовать также коэффициентом насыщения

$$q_n = \frac{\beta I_b}{I_k} = 1 + \frac{\beta}{I_k} I_{б.изб}. \quad (10. 10)$$

С увеличением коэффициента насыщения q_n , т. е. с увеличением избыточного базового тока, уменьшается напряжение $U_{кэ}$, т. е. уменьшается выходное сопротивление насыщенного транзистора. Поэтому уменьшается мощность, рассеиваемая в выходной цепи транзистора, но увеличивается мощность, рассеиваемая во входной цепи. При некотором значении базового тока $I_b \approx (2-3) I_k/\beta$ суммарная рассеиваемая мощность становится минимальной.

10. 4. Аппроксимация характеристик транзисторов в состоянии насыщения и расчет цепи насыщения

Результаты анализа характеристик транзисторов в состоянии насыщения позволяют применить различные методы аппроксимации характеристик.

I. В первом приближении насыщенный транзистор может быть «стянут в точку», для чего напряжения база-эмиттер и коллектор-эмиттер полагаются равными нулю (прямая I на рис. 10-5). Это справедливо при условии, что падение напряжений на внешних сопротивлениях в цепях базы и коллектора значительно больше напряжения $U_{бэ}$ и $U_{кэ}$ соответственно. Такая простейшая аппроксимация получила распространение и является вполне оправданной в каскадах с коллекторными токами, не превышающими десятков миллиампер.

II. Выходное сопротивление насыщенного транзистора полагается линейным и равным $R_{вых} = U'_{кз} / I'_к$. Сопротивление $R_{вых}$ измеряется в граничном режиме при $U_{кб} = 0$. Величина $R_{вых}$ близка к величине входного сопротивления транзистора, измеренного в схеме с общей базой при таком же значении коллекторного тока (прямая II на рис. 10-5).

Определенное таким образом выходное сопротивление обязательно превышает истинное (кроме режима $U_{кб} = 0$), но в большинстве случаев такая аппроксимация вполне применима.

III. Выходное сопротивление насыщенного транзистора полагается линейным и равным $\alpha_u / S_{д. пр}$, т. е. крутизна характеристики в области насыщения определяется в соответствии с уравнением (10.8) по дифференциальной крутизне переходной характеристики в граничном режиме. Данный метод аппроксимации наиболее точен, но требует учета нелинейности характеристики при подходе к граничному режиму.

IV. Входная цепь транзистора в состоянии насыщения может быть с достаточной степенью точности представлена как источник напряжения

$$U_{бз} = I_k / S,$$

где I_k — коллекторный ток насыщенного транзистора.

Напряжение $U_{бз}$ определяется непосредственно по переходной характеристике в граничном режиме.

Транзистор может быть установлен в режим насыщения двумя способами: заданием напряжения коллектор-база или тока базы.

Практическим методом осуществления режима насыщения транзистора является создание тока базы, превышающего I_k / β , с учетом минимально возможного значения коэффициента усиления по току β_{min} .

Полагая в общем случае э. д. с. источника в цепи управления E_0 не равной напряжению питания U_n (рис. 10-6), получим следующее выражение для определения необходимой величины сопротивления R_0 :

$$R_0 = \frac{E_0 - U_{бз}}{I_б}. \quad (10.11)$$

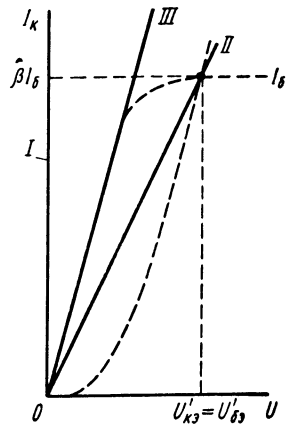


Рис. 10-5. Различные методы аппроксимации выходной характеристики транзистора в области насыщения

При работе в граничном режиме

$$I_{\delta} = \frac{I_{\kappa}}{\beta}, \quad I_{\kappa} = \frac{U_n - U_{\delta\delta}}{R_n}.$$

Тогда

$$R_0 = \frac{E_0 - U_{\delta\delta}}{U_n - U_{\delta\delta}} \beta R_n. \quad (10.12)$$

В частном случае при $E_0 = U_n$ получим

$$R_0 = \beta R_n. \quad (10.13)$$

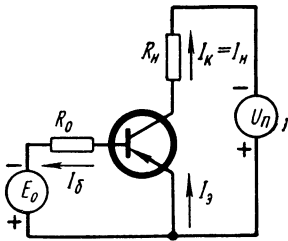


Рис. 10-6. Схема каскада с насыщенным транзистором

Установить транзистор в граничный режим током базы практически невозможно из-за сложной зависимости β от температуры и коллекторного тока. Поэтому величина R_0 должна быть обязательно меньше вычисленной по формуле (10.12) или (10.13). При этом создается избыточный базовый ток, и транзистор будет находиться в состоянии насыщения.

10. 5. Состояние отсечки и расчет цепи запирания

Переход от активного состояния к состоянию отсечки происходит при прямом включении транзистора в режиме $I_{\delta} = 0$. Из выражения (10.3) получим

$$U_{\delta\delta_0} = -\varphi_T \ln(1 - \alpha). \quad (10.14)$$

Выражение (10.14) определяет минимально необходимое напряжение источника в цепи эмиттер-база для получения режима $I_{\delta} = 0$, если этот режим осуществляется без разрыва цепи. При $\alpha = 0,9$ получим $U_{\delta\delta_0} = 2,3\varphi_T$; при $\alpha = 0,99$ $U_{\delta\delta_0} = -4,6\varphi_T$.

Состояние отсечки характеризуется отрицательной полярностью напряжений на обоих переходах (рис. 10-7).

Тогда согласно уравнениям (10.2)—(10.4) получим

$$I_{\kappa} \approx -I_{\kappa_0} \beta_u \left(1 - \frac{1}{\alpha_u}\right) = I_{\kappa_0}; \quad (10.15)$$

$$I_{\delta} \approx -I_{\kappa_0} \beta_u \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) = -I_{\kappa_0} \frac{\beta_u}{\beta}; \quad (10.16)$$

$$I_{\delta} \approx -I_{\kappa_0} \beta_u \left(\frac{1}{\beta} + \frac{1}{\beta_u}\right) = -I_{\kappa_0} \left(1 + \frac{\beta_u}{\beta}\right). \quad (10.17)$$

В состоянии отсечки коллекторный и эмиттерный токи являются минимально возможными. Запирающее напряжение эмиттер-база

должно быть больше напряжения $U_{зб0}$, определяемого выражением (10.14). Следует заметить, что в состоянии отсечки ток, втекающий в базу, не равен сумме обратных токов эмиттерного и коллекторного переходов. Практически этот ток весьма близок к $I_{к0}$.

Вольт-амперные характеристики транзистора, определяющие зависимость коллекторного тока и тока базы от напряжения эмиттер-база, изображены на рис. 10-8.

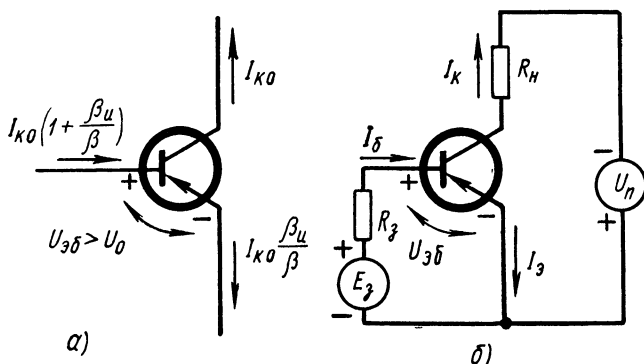


Рис. 10-7. Транзистор в состоянии отсечки:

а — соотношения между токами электродов; б — схема включения источника запирающего напряжения

Так как любой реальный источник запираания транзистора может быть представлен как источник э. д. с. $E_з$ с определенным внутренним сопротивлением $R_з$, определим эти параметры источника из условий обеспечения состояния отсечки. Источник должен обеспечить в цепи базы ток, равный приблизительно $I_{к0}$ при напряжении $U_{зб}$, превышающем $U_{зб0} \approx 5\varphi_T$.

На рис. 10-9 изображены характеристики $I_б = f(U_{бз})$ при отрицательной полярности напряжения на эмиттерном переходе, совмещенные с характеристиками $I_к = f(I_б)$, при двух значениях обратного коллекторного тока $I_{к0}$ с учетом его изменения на величину $\Delta I_{к0}$. Выполненное построение иллюстрирует необходимость выбора величины $R_з$ в соответствии с уравнением

$$R_з \leq \frac{E_з - U_{зб0}}{I_{к0 \max}}. \quad (10.18)$$

Если ток короткого замыкания источника запирающего напряжения больше $I_{к0 \max}$, то коллекторный ток транзистора будет минимально возможным, не превышающим обратного тока коллекторного перехода.

Если ток короткого замыкания источника запирающего напряжения будет меньше $I_{к0 \max}$ на величину $I_{б \text{ нед}}$, то коллекторный ток транзистора увеличится на величину $\Delta I_{к} = \beta I_{б \text{ нед}}$.

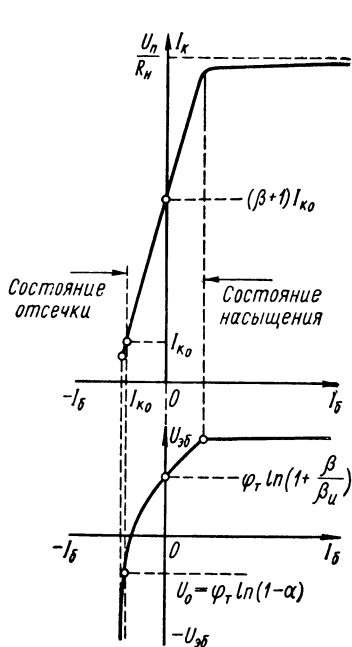


Рис. 10-8. Зависимость коллекторного тока и тока базы от напряжения эмиттер-база

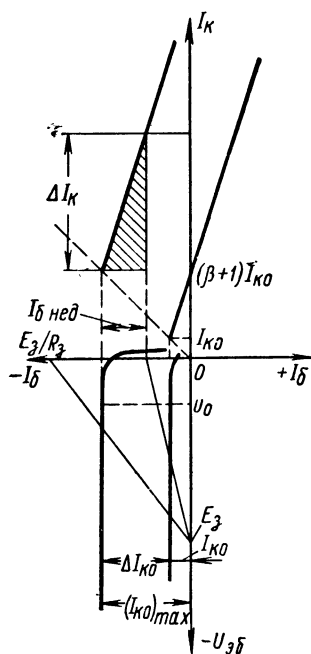


Рис. 10-9. Зависимость коллекторного тока от параметров источника запирающего напряжения

Поэтому выполнение условия (10.18) является совершенно необходимым для статического запирающего транзистора, т. е. осуществления режима отсечки.

10.6. Общие методы расчета цепи управления транзистором в режиме переключения

В транзисторных каскадах, работающих в режиме переключения, источники напряжений насыщения и запирающего напряжения взаимодействуют таким образом, чтобы при скачкообразном изменении э. д. с. этих источников и неизменных сопротивлений схемы транзистор был либо насыщен, либо заперт. Источники напряжений насыщения и запирающего напряжения могут быть включены параллельно

или последовательно. Изменяться могут э. д. с. обоих источников или только одного из них.

В качестве примера рассмотрим схему управления транзистором с параллельным включением источников отпирающего E_o и запирающего E_3 напряжений (рис. 10-10). Величина E_3 постоянная. Величина э. д. с. источника насыщения может при неизменной полярности изменяться скачком от $E_o = U_n$ до $E_o = E_1 \ll U_n$. Необходимо определить величины сопротивлений R_o и R_3 , при которых транзистор будет насыщен, если $E_o = U_n$, и будет заперт, если $E_o = E_1$.

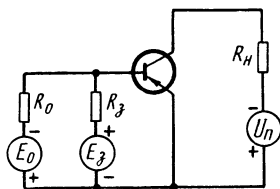


Рис. 10-10. Схема цепи управления транзистором с параллельным включением источников отпирающего и запирающего напряжений

В состоянии насыщения между базой и эмиттером должно быть напряжение $U_{бэ} = U_0$ при вытекающем токе базы $I_б$.

В состоянии отсечки между базой и эмиттером должно быть напряжение противоположной полярности $U_{бэ} = U_3$ при токе, втекающем в базу и равном $I_{к0}$.

Эквивалентные схемы для двух состояний транзистора изображены на рис. 10-11.

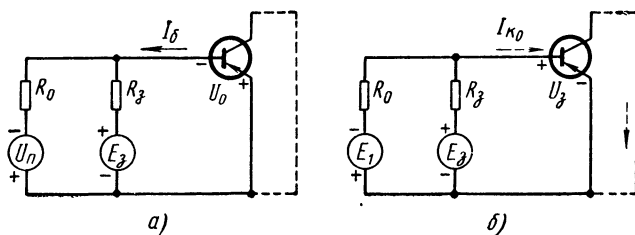


Рис. 10-11. Эквивалентная схема для двух состояний транзистора:
а — для насыщенного состояния; б — для запертого состояния

Применяя метод узловых напряжений, получим два уравнения, описывающих два состояния цепи управления:

$$U_{бэ} = U_0 = \frac{\frac{U_n}{R_o} - \frac{E_3}{R_3}}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_3} + \frac{I_б}{U_{бэ}}};$$

$$-U_3 = \frac{\frac{E_1}{R_o} - \frac{E_3}{R_3}}{\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_3} + \frac{I_{к0}}{U_3}}.$$

При заданных U_0 , U_3 , U_n , E_1 , E_3 , I_6 и $I_{\kappa 0}$ эта система уравнений решается относительно R_0 и R_3 . В результате решения получим

$$R_0 = \frac{U_n(E_3 - U_3) - E_3(E_1 + U_3 + U_0) - E_1U_0}{(E_3 + U_0)I_{\kappa 0} + (E_3 + U_3)I_6};$$

$$R_3 = \frac{U_n(E_3 - U_3) - E_3(E_1 + U_3 + U_0) - E_1U_0}{(U_n - U_0)I_{\kappa 0} + (E_1 + U_3)I_6}.$$

Величины R_0 и R_3 , полученные в результате анализа, обеспечивают насыщенное или запертое состояние транзистора при всех предусмотренных изменениях его параметров. Следует подчеркнуть, что определение сопротивлений схемы без решения системы уравнений в общем случае невозможно. Любые другие значения сопротивлений могут не обеспечить существования необходимых режимов транзистора. Различные практические схемы всегда могут быть приведены к данному простейшему виду и рассчитаны так, что при заданном разбросе параметров транзисторов будет обеспечена их взаимозаменяемость.

10. 7. Гальванические цепи связи в транзисторных усилителях, работающих в режиме переключения

Все варианты построения цепей гальванической связи могут быть рассмотрены на примере двухкаскадного усилителя. В схеме без источника запирающего напряжения (рис. 10-12, а) при запертом транзисторе T_1 транзистор T_2 будет насыщен, если сопротивление R_1 выбрать в соответствии с соотношением

$$R_1 < \beta_2 R_n.$$

При насыщенном транзисторе T_1 транзистор T_2 не будет заперт, так как напряжение коллектор-эмиттер транзистора T_1 приложено в отпирающей полярности к выводам база-эмиттер транзистора T_2 . Независимо от текущего значения тока нагрузки, ток, непрерывно протекающий в сопротивлении R_1 , приблизительно равен U_n/R_1 . Мощность, рассеиваемая в сопротивлении связи R_1 , не зависит от текущего значения мощности в нагрузке и определяется выражением

$$P_1 \approx I_{н. \max} \frac{U_n}{\beta_2} = \frac{P_{н \max}}{\beta_2}.$$

Мощность, рассеиваемая непрерывно в сопротивлении связи, как правило, превышает мощность, рассеиваемую в оконечном

транзисторе T_2 . Например, при управлении электродвигателем мощность, непрерывно рассеиваемая в сопротивлении связи, соизмерима с номинальной электрической мощностью двигателя. В маломощных переключающих схемах абсолютная величина мощности, рассеиваемой в сопротивлениях связи, не всегда настолько велика, чтобы определять габаритные размеры устройства. Однако уменьшение именно этой мощности является основным условием микроминиатюризации даже маломощных полупроводниковых переключающих устройств.

По мере увеличения выходной мощности переключающих устройств мощность, рассеиваемая в сопротивлениях связи, становится все более значительной. Сопротивления связи превращаются по существу в нагревательные элементы, определяющие габаритные размеры и экономичность транзисторного усилителя.

Для уменьшения мощности, рассеиваемой в цепях связи, необходимо увеличивать коэффициент усиления по току транзистора T_2 и уменьшать напряжение питания предоконечного каскада. Одним из методов увеличения по току является применение составных транзисторов.

В зависимости от места включения источника запирающего напряжения в двухкаскадном усилителе может быть построено пять различных цепей гальванической связи.

Источник запирающего напряжения может быть включен в цепь эмиттера транзистора T_2 . Практически такой источник может быть создан при помощи делителя напряжения. Применение делителя из линейных сопротивлений не является рациональным, так как в этом случае в сопротивлениях делителя рассеивается мощность, соизмеримая с мощностью в нагрузке.

Значительно более выгодным является делитель с одним линейным и одним нелинейным сопротивлениями. В качестве нелинейного сопротивления делителя рационально применить кремниевый диод (рис. 10-12, б). Напряжение на диоде E_s при малом токе делителя может быть получено около 1 в, причем оно незначительно увеличивается при насыщении транзистора T_2 .

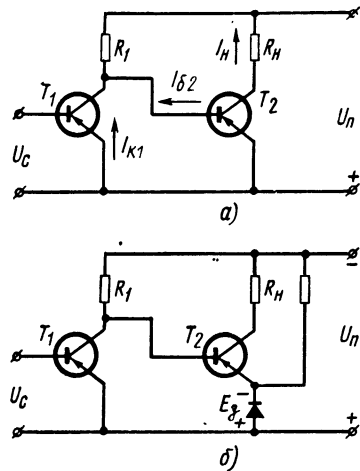


Рис. 10-12. Схемы связи двух транзисторов, работающих в режиме переключения:

а — схема, не обеспечивающая запираения второго транзистора; б — схема с нелинейным делителем напряжения

Практически достаточно иметь ток делителя при запертом транзисторе T_2 равным максимально возможному обратному току его коллекторного перехода.

С увеличением тока нагрузки становится значительной мощность, рассеиваемая в диоде при насыщенном транзисторе T_2 . Поэтому область применимости данной схемы ограничена токами нагрузки до нескольких ампер.

Источник запирающего напряжения может быть включен в цепь эмиттера или коллектора транзистора T_1 . При этом возможны три места включения этого источника (рис. 10-13).

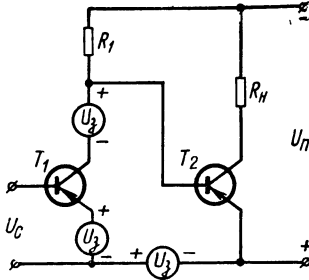


Рис. 10-13. Три возможных места включения дополнительного источника запирающего напряжения

Во всех этих случаях требуется специальный низковольтный выпрямитель, который наиболее удобно питать от транзисторного автогенератора. При наличии выпрямителя легко осуществляется форсированное запирающее напряжение транзистора T_2 , что позволяет уменьшить мощность, рассеиваемую во время переключений.

Очевидно, что из трех возможных мест включения источника запирающего напряжения (рис. 10-13) в любом практическом случае используется только одно. Единственным требованием к источникам запирающего напряжения является величина напряжения U_3 , которая должна превышать напряжение коллектор-эмиттер насыщенного транзистора T_1 . Практически величина U_3 выбирается равной 2—4 в.

Цепи связи с дополнительными источниками рационально применять только в мощных транзисторных усилителях, рассчитанных на максимальный ток в нагрузке не менее нескольких ампер.

Источник запирающего напряжения может быть включен в цепь базы транзистора T_2 . Это место включения источника запирающего напряжения (пятое) допускает два схемных решения.

В первом случае последовательно в цепь базы транзистора T_2 включается выпрямитель (рис. 10-14, а). Диоды этого выпрямителя не позволяют получить насыщенное состояние транзистора T_2 при запирающей T_1 . Поэтому выпрямитель обязательно должен быть нагружен на сопротивление, величина которого определяется выражением

$$R_{ш} \leq \frac{U_3}{I_{\text{б2}}}$$

Этот метод применяется редко, так как по сравнению с тремя предыдущими (см. рис. 10-13) не имеет никаких преимуществ, а включение сопротивления $R_{ш}$ требует увеличения мощности выпрямителя.

Во втором случае запирающее напряжение получается как падение напряжения на сопротивлении, включенном между базой T_2 и коллектором T_1 . Широко известны схемы с линейным сопротивлением [31], применяемые в маломощных устройствах, например в триггерах. В более мощных схемах разделительное сопротивление

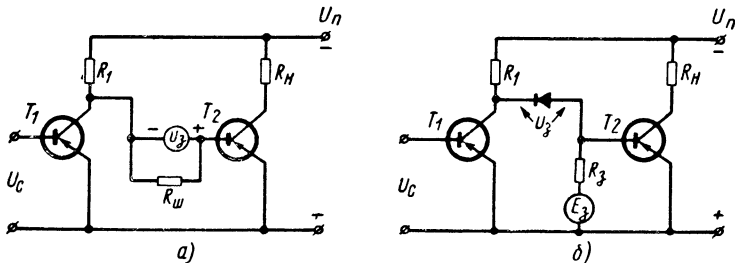


Рис. 10-14. Схемы с источником запирающего напряжения в цепи базы второго транзистора:

а — с отдельным источником в цепи базы; *б* — с нелинейным разделительным сопротивлением в цепи базы

ние желательно иметь нелинейным. В качестве такого сопротивления удобно использовать кремниевый диод (рис. 10-14, б). Требование к диоду заключается в том, чтобы падение напряжения на нем U_3 на 0,3—0,5 в превышало напряжение коллектор-эмиттер насыщенного транзистора T_1 .

Величина э. д. с. источника запирающего напряжения E_3 и ограничительное сопротивление R_3 определяются из следующего условия, выполнение которого гарантирует статическое запираение транзистора T_2 :

$$E_3 - R_3 I_d - R_3 (I_{к02})_{\max} = U_3 - U_{кэ1},$$

где I_d — ток диода, необходимый для получения напряжения U_3 ;

$U_{кэ1}$ — напряжение коллектор-эмиттер насыщенного транзистора T_1 .

Основным достоинством пятого варианта включения источника запирающего напряжения (рис. 10-14, б) является возможность использования одного источника для запираения неограниченного числа транзисторов.

10. 8. Особенности коммутации индуктивно-активной нагрузки

Процессы в каскаде, работающем в режиме переключения, существенно зависят от вида нагрузки, которая может быть активной, емкостной, индуктивной или комплексной.

В дальнейшем рассматриваются процессы в каскадах с индуктивно-активной нагрузкой, так как она является основным видом нагрузки регуляторов систем автоматического управления.

Рассмотрим процессы в каскаде с индуктивно-активной нагрузкой при питании постоянным напряжением и при прямоуголь-

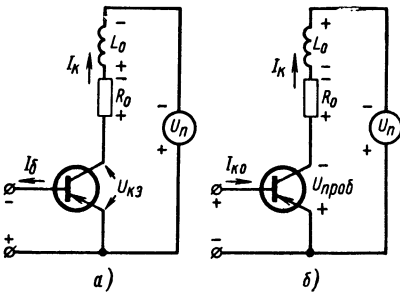


Рис. 10-15. Два состояния выходной цепи транзистора с индуктивно-активной нагрузкой:

а — транзистор насыщен; *б* — транзистор заперт

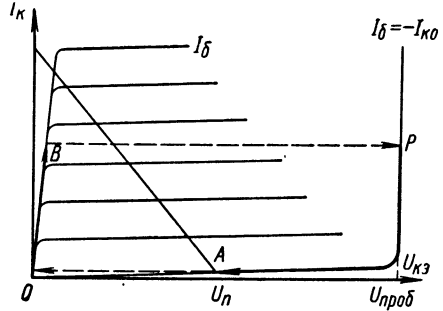


Рис. 10-16. Процессы в выходной цепи транзистора с индуктивно-активной нагрузкой

ном управляющем напряжении (рис. 10-15). Во время импульса ток в нагрузке возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau \approx L_0/R_0$, достигая к концу импульса величины $I_{L \max}$. При запираии транзистора по цепи базы коллекторная цепь также запирается. В индуктивности возникает э. д. с. самоиндукции.

Процессы в схеме следует рассматривать с учетом нелинейности характеристик транзистора в предпробойной области и невозможности скачка тока в момент коммутации (рис. 10-16). При резком запираии триода рабочая точка быстро перемещается из положения *В* в положение *Р*, после чего по мере уменьшения тока перемещается в точку *А*. Очевидно, что при запираии транзистора разрыва цепи нагрузки не происходит.

Можно считать, что при переходе из состояния насыщения в запертое изменяется лишь падение напряжения на транзисторе от величины $U_{кэ} \ll U_n$ до $U_{проб} > U_n$. Мощность, рассеиваемая в транзисторе в точке *Р* и других точках предпробойной части характеристик, весьма значительна и может привести к необрати-

тому повреждению триода (пробую) из-за местного перегрева коллекторного перехода.

Очевидно, что индуктивно-активная нагрузка должна быть дополнена элементами, препятствующими появлению перенапряжения на транзисторе при его запирании.

Рассмотрим процессы в каскаде с индуктивно-активной нагрузкой, шунтированной активным сопротивлением. Шунтирующее сопротивление может представлять собой эквивалентное сопротивление потерь, специальный шунт или пересчитанное сопротивление нагрузки трансформатора (рис. 10-17, а).

Во время импульса ток в нагрузке состоит из двух составляющих. В шунтирующем сопротивлении скачком устанавливается ток $I_{ш} \approx U_n / R_{ш}$. В ветви с индуктивностью ток экспоненциально возрастает, достигая к концу импульса величины $I_{L \max}$.

При запирании триода ток $I_{L \max}$ замыкается через шунтирующее сопротивление, постепенно уменьшаясь. Максимальное напряжение на нагрузке (т. е. на шунтирующем сопротивлении или индуктивности) равно $R_{ш} I_{L \max}$ с полярностью, указанной на рис. 10-17, б.

При прочих равных условиях, чем меньше максимальный намагничивающий ток в индуктивности, тем меньше будет обратное напряжение на запертом триоде

$$U_{кэ \max} = U_n + R_{ш} I_{L \max}.$$

При изменении $R_{ш}$ от нуля до бесконечности напряжение на запертом триоде изменяется от U_n по $U_{n \text{ проб}}$. При $R_{ш} = \infty$ получим, как частный случай, предыдущий пример.

Наилучшие условия работы транзистора будут созданы при нелинейном сопротивлении $R_{ш}$. При этом необходимо, чтобы $R_{ш}$ было велико при открытом транзисторе и близко к нулю при его запирании. Этим требованиям вполне удовлетворяет диод, включенный параллельно индуктивной нагрузке.

При наличии замыкающего (блокирующего) диода напряжение на нагрузке, если идеализировать насыщенный транзистор и диод, может быть равным или напряжению питания каскада, или

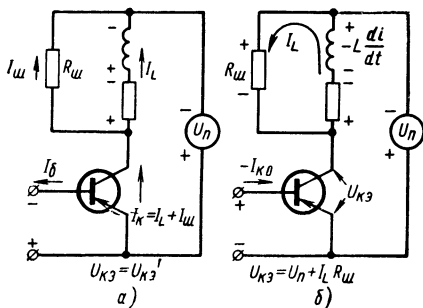


Рис. 10-17. Два состояния выходной цепи транзистора с индуктивно-активной нагрузкой при наличии шунтирующего сопротивления: $U_{кэ}$ — напряжение коллектор-эмиттер насыщенного транзистора

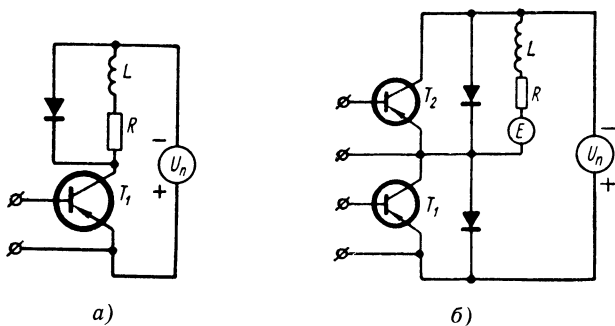
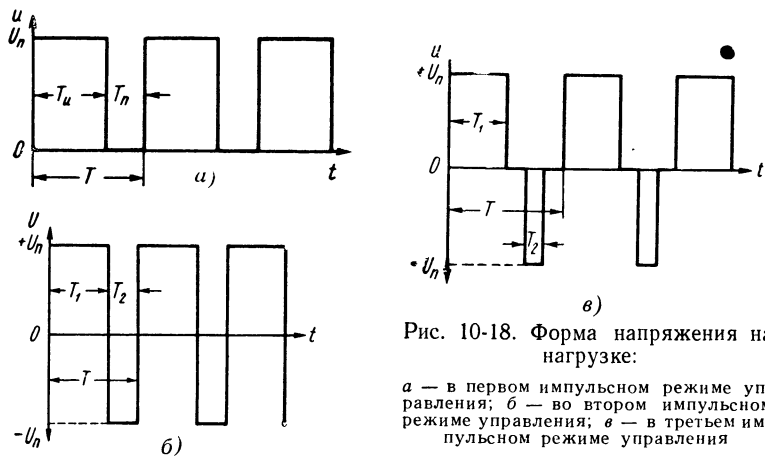


Рис. 10-19. Схемы каскадов в режиме переключения:
 а — с включающим транзистором и замыкающим диодом; б — с включающим и замыкающим транзисторами

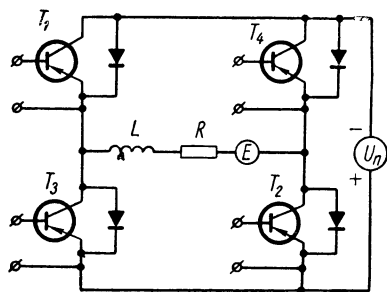


Рис. 10-20. Мостовая схема каскада с одним источником питания

нулю, т. е. можно считать, что нагрузка питается от источников напряжения, скачкообразно изменяющегося от U_n до нуля.

Безразрывно коммутируя цепь нагрузки при питании от источника постоянного напряжения, получим режим питания нагрузки прямоугольным напряжением. При этом можно осуществить три различных импульсных режима.

1. Питание нагрузки от источника прямоугольного пульсирующего напряжения неизменной полярности (рис. 10-18, *а*) при

$$T_u + T_n = T.$$

2. Питание нагрузки от источника прямоугольного переменного напряжения импульсами чередующейся полярности, следующими непрерывно (рис. 10-18, *б*). При этом $T_1 + T_2 = T$.

3. Питание нагрузки от источника прямоугольного переменного напряжения импульсами чередующейся полярности с промежутками (рис. 10-18, *в*). При этом $T_1 + T_2 \leq T$.

Перечисленные три режима питания нагрузки могут быть практически реализованы в различных конкретных схемах.

Из всех возможных схем наибольшее практическое значение имеют следующие три схемы:

схема (рис. 10-19, *а*) с включающим транзистором и замыкающим диодом для регулирования тока в индуктивно-активной нагрузке;

схема (рис. 10-19, *б*) с включающим и замыкающим транзисторами для регулирования тока в индуктивно-активной нагрузке с противо-э. д. с.;

мостовая схема (рис. 10-20) с четырьмя транзисторами для регулирования и реверсирования тока в индуктивно-активной нагрузке (можно с противо-э. д. с.) в любом из трех режимов.

10. 9. Определение гармонических составляющих тока в комплексной нагрузке каскадов, работающих в режиме переключения

При анализе каскадов с транзисторами, работающими в режиме переключения, основным вопросом является определение среднего значения или первой гармоники тока в нагрузке в зависимости от режима цепи управления.

Строго говоря, полупроводниковые приборы, обеспечивающие коммутацию тока в нагрузке, обладают нелинейными вольт-амперными характеристиками. Но так как падение напряжения на полупроводниковых приборах, проводящих ток, мало по сравнению с напряжением питания, а токи утечки запертых приборов ($I_{к0}$) малы по сравнению с номинальными токами в нагрузке, то полупроводниковые приборы при определении тока в нагрузке

приближенно могут быть представлены идеальными переключателями. Это позволяет существенно упростить нахождение основных закономерностей в схеме и, что наиболее важно, при рассмотрении эквивалентной схемы свести роль нелинейных элементов к соответствующим изменениям напряжения, подводимого к линейной цепи нагрузки.

После такого преобразования задача сводится к определению среднего значения тока (постоянной составляющей тока) в линейной комплексной нагрузке, питаемой от источника несинусоидального напряжения.

Ток от источника несинусоидального напряжения в комплексной нагрузке определяется как сумма токов, создаваемых каждой гармонической составляющей несинусоидального напряжения в сопротивлении, которое представляет нагрузка для данной гармоники

$$I = \sum_0^n \frac{U_n}{Z_n},$$

где U_n — напряжение n -й гармоники в разложении несинусоидального напряжения;

Z_n — полное сопротивление нагрузки на частоте n -гармоники. Среднее значение тока в нагрузке ($n = 0$) равно

$$I_{cp} = I_0 = \frac{U_0}{R_0},$$

где U_0 — среднее выпрямленное значение несинусоидального напряжения;

R_0 — сопротивление нагрузки для постоянного тока.

Определим среднее выпрямленное значение тока в индуктивно-активной нагрузке при трех возможных режимах питания.

В первом режиме при безразрывном токе в нагрузке и наличии противо-э. д. с. E среднее значение напряжения определяется выражением

$$U_0 = U_n \frac{T_u}{T} - E;$$

тогда

$$I_{cp} = \frac{1}{R_0} \left(U_n \frac{T_u}{T} - E \right). \quad (10.19)$$

Во втором режиме при тех же условиях получим

$$U_0 = U_n \frac{T_1 - T_2}{T} - E = U_n \left(2 \frac{T_1}{T} - 1 \right) - E;$$

$$I_{cp} = \frac{1}{R_0} \left[U_n \left(2 \frac{T_1}{T} - 1 \right) - E \right]. \quad (10.20)$$

В третьем режиме при тех же условиях будем иметь

$$U_0 = U_n \frac{T_1 - T_2}{T} - E;$$

$$I_{cp} = \frac{1}{R_0} \left(U_n \frac{T_1 - T_2}{T} - E \right). \quad (10. 21)$$

Очевидно, что среднее выпрямленное значение безразрывного тока в индуктивно-активной нагрузке при питании ее от источника импульсного напряжения не зависит ни от частоты питающего напряжения, ни от постоянной времени цепи нагрузки и полностью определяется средним значением напряжения и активным сопротивлением нагрузки. Соотношения между T и τ или f и τ определяют лишь величину пульсаций тока в нагрузке.

Наибольший практический интерес для применения в полупроводниковых регуляторах среднего значения тока имеют первый и второй режимы, так как они осуществляются при наиболее простой коммутации входных цепей транзисторов. Третий режим при соблюдении условия $T_1 = T_2$ может быть использован в импульсных регуляторах первой гармоники напряжения, например, для управления электродвигателями переменного тока.

10. 10. Каскад с индуктивно-активной нагрузкой, блокированной диодом

Значительный интерес представляет простейшая схема каскада с индуктивно-активной нагрузкой, блокированной диодом (см. рис. 10-19, а). Диаграмма токов для этой схемы изображена на рис. 10-21. Во время импульса ток возрастает по экспоненте с постоянной времени $\tau \approx L_0/R_0$, стремясь к предельной величине $I_m \approx U_n/R_0$. При запираании транзистора по цепи базы коллекторная цепь также запирается, э. д. с. самоиндукции поддерживает ток в цепи индуктивность-диод. Этот ток спадает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau \approx L_0/R_0$. Обратное напряжение на транзисторе в данной схеме практически не превышает напряжения питания U_n . Во время паузы ток через транзистор не протекает.

В режиме установившихся колебаний увеличение тока за время импульса равно уменьшению его за время паузы, и ток во времени периодически изменяется от I_{\min} до I_{\max} (рис. 10-21).

Мгновенные значения токов во время импульса и паузы определяются следующими выражениями:

$$i_u(t) = I_m \left(1 - \frac{e^{a\kappa_s} - e^a}{1 - e^a} e^{-\frac{t}{\tau}} \right); \quad (10. 22)$$

$$i_n(t) = I_m \frac{1 - e^{-a\kappa_s}}{1 - e^{-a}} e^{-\frac{t - T_u}{\tau}}, \quad (10. 23)$$

где

$$\kappa_3 = \frac{T_u}{T}; \quad a = \frac{T}{\tau}; \quad I_m = \frac{U_n}{R_0}.$$

Учитывая граничные условия

$$\begin{aligned} i_u(T_u) &= i_n(T_u); \\ i_u(0) &= i_n(T), \end{aligned}$$

определим максимальное и минимальное значения токов

$$I_{\max} = I_m \frac{1 - e^{-a\kappa_3}}{1 - e^{-a}}; \quad (10.24)$$

$$I_{\min} = I_m \frac{e^{-a(1-\kappa_3)} - e^{-a}}{1 - e^{-a}}. \quad (10.25)$$

Среднее значение тока в индуктивности, как было показано, определяется выражением

$$I_{cp} = I_m \kappa_3. \quad (10.26)$$

Очевидно среднее значение тока нагрузки зависит от коэффициента заполнения κ_3 , так же, как от напряжения питания. Следовательно, при импульсном управлении каскадом с индуктивно-активной нагрузкой, блокированной диодом, среднее значение тока в индуктивности пропорционально отношению

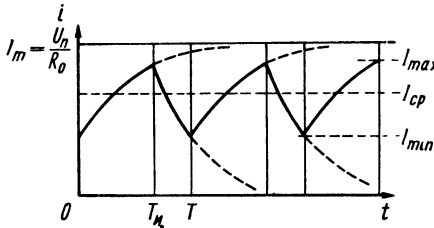


Рис. 10-21. Диаграммы напряжения и тока в индуктивно-активной нагрузке, блокированной диодом

длительности импульса к периоду управляющего напряжения, т. е. пропорционально коэффициенту заполнения κ_3 и не зависит от пульсаций тока. Ток в индуктивно-активной нагрузке всегда безразрывен.

Удвоенная амплитуда (размах) пульсаций тока определяется выражением

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = I_m \frac{(1 - e^{-a\kappa_3})(1 - e^{-a(1-\kappa_3)})}{1 - e^{-a}}. \quad (10.27)$$

Исследование этого выражения показывает, что отношение размаха пульсаций ΔI к предельному значению тока I_m максимально при $\kappa_3 = 0,5$, т. е. при $T_u = T_n = 0,5T$. При этом

$$\frac{\Delta I_{\max}}{I_m} = \frac{1 - e^{-0,5a}}{1 + e^{-0,5a}}. \quad (10.28)$$

В области малых пульсаций, где изменения тока можно считать линейными, что позволяет ограничиваться двумя первыми членами разложения экспоненциальных функций в выражении (10. 27), получим следующее приближенное выражение для размаха пульсаций тока:

$$\Delta I \approx I_m a \kappa_3 (1 - \kappa_3).$$

При $\kappa_3 = 0,5$

$$\frac{\Delta I_{\max}}{I_m} \approx \frac{T}{4\tau} = \frac{a}{4}.$$

При изменении отношения $a = T/\tau$ процессы в каскаде существенно изменяются.

Полагая $F/\tau \rightarrow \infty$, $T_u/\tau \rightarrow \infty$, $T_n/\tau \rightarrow \infty$, из выражений (10, 24) и (10. 25) получим

$$I_{\max} = \frac{U_n}{R_0}, \quad I_{\min} = 0, \quad I_{cp} = \frac{U_n}{R_0} \kappa_3.$$

Среднее значение тока получается при максимально возможной амплитуде импульсов коллекторного тока. При этом

$$I_{\max} = \frac{1}{\kappa_3} I_{cp}.$$

Полученные соотношения характерны для каскада с активной нагрузкой или при очень редких (бесконечно редких) переключениях для каскада с индуктивно-активной нагрузкой (рис. 10-22, а).

Полагая $T/\tau \rightarrow 0$, $T_u/\tau \rightarrow 0$, $T_n/\tau \rightarrow 0$, после раскрытия неопределенности из выражений (10. 24) и (10. 25) получим

$$I_{\max} = I_{\min} = I_{cp} = \frac{U_n}{R_0} \kappa_3.$$

Среднее значение тока получено при амплитуде импульсов коллекторного тока, равной среднему значению тока в нагрузке.

Амплитуда пульсаций тока в нагрузке равна нулю. В нагрузке течет постоянный ток $I_n = I_{cp}$, для получения которого необходимы импульсы коллекторного тока, также равные I_{cp} (рис. 10-22, в).

Полученные соотношения характерны для каскада с индук-

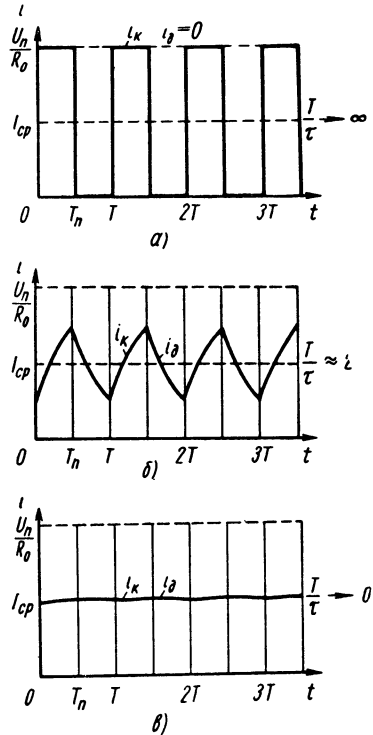


Рис. 10-22. Зависимость формы тока в индуктивно-активной нагрузке от отношения периода прямоугольного напряжения к постоянной времени цепи нагрузки

тивно-активной нагрузкой при очень частых (бесконечно частых) переключениях.

Уменьшение амплитуды импульсов коллекторного тока при заданном среднем значении тока нагрузки по мере уменьшения отношения $a = T/\tau$ очень существенно влияет на энергетические соотношения в каскаде, так как при уменьшении пульсаций тока уменьшается дополнительный нагрев транзисторов и обмотки.

Блокирование индуктивно-активной нагрузки диодом является, как следует из изложенного, весьма эффективным способом, позволяющим осуществить работу транзистора в режиме переключения при отсутствии перенапряжений в момент запираания. Поэтому блокирующий диод необходим в импульсных нереверсивных усилителях среднего значения тока.

Если необходимо обеспечить безразрывность тока в индуктивно-активной нагрузке (рис. 10-22, б) при наличии противо-э. д. с., следует применять схему каскада с включающим и замыкающим транзисторами (см. рис. 10-19, б).

10. 11. Мостовая схема в режиме переключения

Режим импульсного регулирования мощности можно применить в мостовых схемах, обеспечивающих не только регулирование величины, но и изменение направления тока в нагрузке.

Как уже указывалось, в мостовой схеме (см. рис. 10-20) можно осуществить любой из трех рассмотренных импульсных режимов.

При насыщенном транзисторе T_2 и запертом T_4 (или наоборот) можно переключать транзисторы T_1 и T_3 . Таким образом, будет осуществлен первый импульсный режим (см. рис. 10-18, а). Для изменения направления тока в нагрузке необходимо иметь насыщенный транзистор T_3 и запертый T_1 (или наоборот) и переключать транзисторы T_2 и T_4 . Все соотношения для индуктивно-активной нагрузки остаются такими же, как в схеме с блокирующим диодом.

Для осуществления второго импульсного режима (см. рис. 10-18, б) в схеме должны чередоваться только два состояния. В первом состоянии насыщены транзисторы T_1 и T_2 , заперты T_3 и T_4 . Во втором состоянии насыщены транзисторы T_3 и T_4 и заперты T_1 и T_2 . Среднее значение тока в нагрузке при этом определяется выражением

$$I_{cp} = I_m (2\kappa_3 - 1).$$

Пульсации тока в нагрузке будут в 2 раза больше по сравнению с величиной, определяемой выражением (10. 27).

Для осуществления третьего импульсного режима (см. рис. 10-18, в) в схеме чередуются три состояния: насыщены транзисторы T_1, T_2 ; насыщены транзисторы T_2, T_3 (или T_1, T_4); насыщены

транзисторы T_3, T_4 . Остальные транзисторы в каждом из трех состояний должны быть заперты. Если в третьем импульсном режиме $T_1 = T_2$ [см. выражение (10. 21)], то получим импульсный регулятор первой гармоники напряжения, пригодный, например, для управления двухфазным асинхронным двигателем. Обозначив $2T_1/T = \kappa_3$, определим зависимость амплитуды первой гармоники напряжения от относительной длительности импульса

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} U_n \sin \frac{\pi \kappa_3}{2}.$$

При индуктивно-активной нагрузке высшие гармоники тока могут быть достаточно малыми по сравнению с первой гармоникой.

Более детально основные соотношения в мостовых схемах рассмотрены в работе [28].

10. 12. Энергетическое соотношение в режиме переключения

В каскадах, работающих в режиме переключения, ток, потребляемый от источника питания, и ток, протекающий в нагрузке, всегда содержат, кроме необходимой гармонической составляющей, высшие гармоники, вызывающие дополнительный нагрев как усилительных приборов, так и сопротивления нагрузки.

Транзисторы, работающие в режиме переключения, поочередно находятся в трех состояниях: насыщения, активном, отсечки. Поэтому мощность, рассеиваемая в транзисторе, складывается из тех составляющих

$$P_{p\Sigma} = P_{p. \text{нас}} + P_{p. \text{пер}} + P_{p. \text{отс}}.$$

Каждая составляющая мощности определяется выражением

$$P_p = \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_2} i_{\kappa}(t) u_{\kappa_3}(t) dt,$$

где T — период коммутации;
 T_1 и T_2 — время начала и окончания данного состояния соответственно;
 $i_{\kappa}(t)$ — коллекторный ток;
 $u_{\kappa_3}(t)$ — напряжение коллектор-эмиттер.

Мощность, рассеиваемая в транзисторе за время его насыщенного состояния, может быть определена в предположении, что выходное сопротивление транзистора линейно. Тогда

$$P_{p. \text{нас}} = \frac{1}{T} \int_0^{T_u} [i_{\kappa}(t)]^2 R_{\text{вых}} dt.$$

Зависимость $i_k(t)$ для каскада с индуктивно-активной нагрузкой, блокированной диодом, определяется выражением (10. 22). В других схемах и режимах эта зависимость может быть иной. Выполнив необходимые преобразования, получим

$$P_{p. \text{нас}} = I_m^2 R_{\text{вых}} \left(\kappa_3 - M - \frac{MN}{2} \right), \quad (10. 29)$$

где

$$M = \frac{(1 - e^{-a\kappa_3}) [1 - e^{-a(1-\kappa_3)}]}{a(1 - e^{-a})}; \quad (10. 30)$$

$$N = \frac{(1 - e^{-a\kappa_3}) [1 + e^{-a(1-\kappa_3)}]}{1 - e^{-a}}. \quad (10. 31)$$

Проинтегрировав за время паузы $i_n(t)$, согласно выражению (10. 23) определим мощность, рассеиваемую в диоде за время его открытого состояния:

$$P_{p. \partial} = I_m^2 R_{\partial} \frac{MN}{2}. \quad (10. 32)$$

Мощность, рассеиваемая в обмотке, определяется суммированием выражений (10. 29) и (10. 32) при замене $R_{\text{вых}}$ и R_{∂} на R_0

$$P_{p. \text{обм}} = I_m^2 R_0 (\kappa_3 - M). \quad (10. 33)$$

Для области малых пульсаций, где изменения тока можно считать линейными, получим приближенное выражение

$$P_{p. \text{обм}} \approx I_{cp}^2 R_0 \left[1 + \frac{1}{12} a^2 (1 - \kappa_3)^2 \right]. \quad (10. 34)$$

Это выражение наглядно иллюстрирует наличие дополнительной мощности, обусловленной высшими гармониками тока, которые в сумме дают пульсации тока нагрузки. Однако даже при $a = 1$, т. е. $T = \tau$, мощность высших гармоник не превышает 8% от мощности нулевой гармоники. Если же $a = 0,5$, т. е. $T = 0,5\tau$, мощность высших гармоник составляет лишь 2% от мощности нулевой гармоники. Очевидно, что при подобных соотношениях, несмотря на импульсный принцип регулирования мощности, дополнительные потери в нагрузке практически отсутствуют.

Мощность, рассеиваемая в транзисторе за время его насыщенного состояния, согласно выражению (10. 29) не может быть больше $I_m^2 R_{\text{вых}}$.

Полагая напряжение питания равным 27 в, сопротивление обмотки 3 ом, а выходное сопротивление насыщенного транзистора (например, П209) равным 0,1 ом, получим, что максимальная мощность в нагрузке приблизительно равна 240 вт, максималь-

ная мощность, рассеиваемая в насыщенном транзисторе, равна около 8 *вт*. Мощность в нагрузке в 30 раз превышает мощность, рассеиваемую в транзисторе.

В запертом состоянии транзистор также рассеивает определенную мощность

$$P_{p. \text{отс}} = U_n I_{\kappa 0} (1 - \kappa_3). \quad (10. 35)$$

Полагая $U_n = 27 \text{ в}$, $I_{\kappa 0} = 30 \text{ ма}$, получим

$$P_{p. \text{отс}} \approx 0,8 (1 - \kappa_3) \text{ вт}.$$

Третья составляющая мощности — мощность, рассеиваемая за время переключения, зависит от многих факторов [28]. В схеме с индуктивно-активной нагрузкой, блокированной диодом, мощность, рассеиваемая за время переключения, определяется приближенным выражением

$$P_{p. \text{пер}} \approx \frac{I_m U_n T_{\text{пер}}}{2T}, \quad (10. 36)$$

где $T_{\text{пер}}$ — суммарное время включения и выключения транзистора, определяемое его частотными свойствами и методами управления транзистором по цепи эмиттер-база.

Полагая $I_m = 9 \text{ а}$, $U_n = 27 \text{ в}$, $T_{\text{пер}} = 50 \text{ мк/сек}$, $T = 2,5 \text{ м/сек}$, получим $P_{p. \text{пер}} \approx 2,4 \text{ вт}$.

Полученные соотношения свидетельствуют о многообразии факторов, определяющих энергетические соотношения в режиме переключения.

Приведенные расчеты иллюстрируют основное достоинство режима переключения — высокий коэффициент использования транзисторов по мощности. Энергетические соотношения в режиме переключения подробно изложены в работе [28].

10. 13. Транзисторный триггер

Триггер представляет собой электронную схему с релейными характеристиками, обладающую двумя устойчивыми состояниями. Транзисторный триггер (рис. 10-23) состоит из двух транзисторов, гальванически связанных таким образом, что в любом состоянии (кроме кратковременного переходного процесса) один транзистор открыт, а другой — заперт. Открытый транзистор может находиться в активной области или в состоянии насыщения. Широко распространены триггеры, в которых открытый транзистор насыщен. Переход схемы из одного устойчивого состояния в другое происходит лавинообразно, что обусловлено положительной обратной связью.

Предположим, что схема (рис. 10-23) находится в равновесии и токи во всех симметричных цепях одинаковы. Допустим, например, что ток базы транзистора T_1 несколько увеличился. Это приведет к увеличению коллекторного тока и уменьшению напряжения коллектор-эмиттер этого транзистора. Ток в сопротивлении R_2 , т. е. ток базы транзистора T_2 уменьшится, что приведет к уменьшению коллекторного тока и увеличению напряжения коллектор-эмиттер этого транзистора. Ток в сопротивлении R_2' , т. е. ток базы транзистора T_1 , увеличится.

Проследив путь прохождения случайного сигнала, заметим, что начавшийся процесс (увеличение тока базы T_1) автоматически поддерживается и усиливается. Это и есть проявление положительной обратной связи.

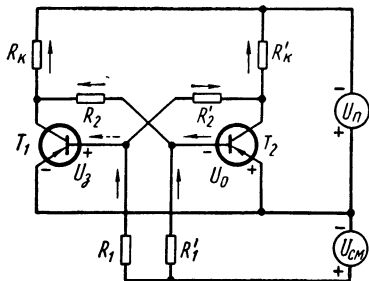


Рис. 10-23. Схема транзисторного триггера с независимым смещением

Процесс увеличения коллекторного тока T_1 и уменьшения коллекторного тока T_2 будет продолжаться до тех пор, пока коэффициент усиления по мощности в петле связи превышает единицу. Влияние тока базы на величину коллекторного тока прекратится, когда один транзистор входит в состояние насыщения, а другой — в состояние отсечки. В этом положении схема может оставаться как угодно долго.

Для перехода схемы в другое устойчивое состояние необходимо управляющим напряжением, подведенным к входным цепям транзисторов, вывести их в активное состояние. После этого процесс переключения может закончиться за счет положительной обратной связи.

Длительность процесса переключения определяется в основном частотными свойствами транзисторов. При применении достаточно высокочастотных транзисторов переключение может произойти за доли микросекунды.

Как известно, триггер нашел широкое применение в вычислительных и логических устройствах дискретного действия; кроме того, триггер может быть использован для преобразования напряжения произвольной формы в прямоугольное импульсное.

Для практического выполнения триггера необходимо осуществить прежде всего статический расчет, т. е. определить величину сопротивлений, обеспечивающих устойчивое состояние схемы.

На рис. 10-24 изображена эквивалентная схема цепей управления транзисторами триггера в состоянии, когда транзистор T_1 заперт, а T_2 — насыщен. Элементарным преобразованием схема

цепей управления транзисторами может быть приведена к виду, изображенному на рис. 10-11.

Для запертого состояния транзистора получим

$$E_3 = U_{см}; \quad R_3 = R_1; \quad E_0 = U_n \frac{R_{вых}}{R'_к + R_{вых}};$$

$$R_0 = R'_2 + \frac{R_{вых}R'_к}{R_{вых} + R'_к}.$$

Для насыщенного состояния транзистора будем иметь

$$E_3 = U_{см}; \quad R_3 = R'_1; \quad E_0 = U_n - I_{к01}R_к; \quad R_0 = R_2 + R_к.$$

В симметричном триггере $R_1 = R'_1$, $R_2 = R'_2$, $R_к = R'_к$.

Следовательно, необходимо определить величину трех сопротивлений, но можно составить только два уравнения для двух состояний

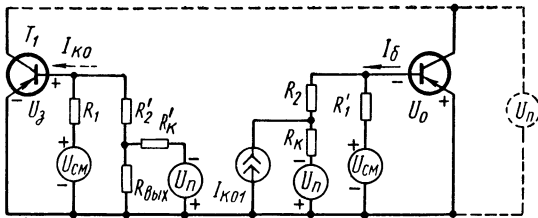


Рис. 10-24. Эквивалентная схема цепей управления транзисторами триггера

транзисторов триггера. Необходимо третье уравнение, чтобы число неизвестных было равно числу уравнений. Таким дополнительным условием может быть соотношение между сопротивлениями R_2 и $R_к$, например $R_2 = mR_к$, где m — заданная величина.

После этого расчет всех сопротивлений схемы может быть выполнен, как показано в п. 6 данной главы.

При приближенных расчетах эквивалентная схема рис. 10-24 может быть несколько упрощена, так как в большинстве случаев соблюдаются следующие условия:

$$R_{вых} \ll R_к; \quad I_{к0}R_к \ll U_n.$$

Тогда для запертого состояния транзистора получим

$$E_3 = U_{см}; \quad R_3 = R_1; \\ E_0 \approx 0; \quad R_0 \approx R_2 = mR_к.$$

Для насыщенного состояния транзистора получим

$$E_3 = U_{см}; \quad R_3 = R'_1 = R_1; \\ E_0 \approx U_n; \quad R_0 = R_2 + R_к = (m + 1)R_к.$$

Упрощенная эквивалентная схема цепей управления транзисторами изображена на рис. 10-25. Следует заметить, что упрощенный подобный вид можно делать только при условии тщательной проверки исходных положений. Заметим также, что статический расчет транзисторных переключающих устройств обеспечивает работоспособность схем без подбора сопротивлений и транзисторов во всем заданном температурном диапазоне, чего нельзя достигнуть, подбирая экспериментально величины сопротивлений схемы.

Основные вопросы теории и методы расчета транзисторных триггеров изложены в работе [31].

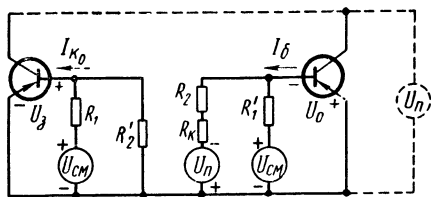


Рис. 10-25. Упрощенные эквивалентные схемы цепей управления транзисторами триггера

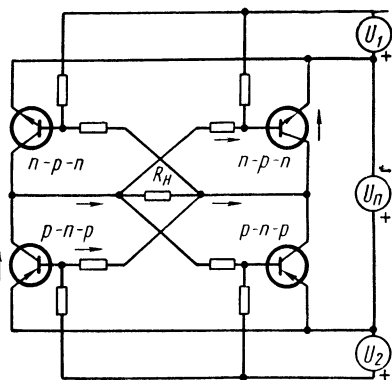


Рис. 10-26. Схема транзисторного мостового триггера

Значительный интерес представляют мостовые триггеры, которые широко применяются в устройствах автоматического управления. Мостовой триггер образуется четырьмя транзисторами. В диагональ мостовой схемы, образованной транзисторами, включается нагрузка.

Мостовой триггер имеет два устойчивых состояния, которые отличаются полярностью напряжения на нагрузке. Поэтому мостовой триггер может быть применен для реверсирования тока в индуктивно-активной нагрузке. Такой нагрузкой может быть обмотка электромагнитного механизма, обмотка возбуждения или якорь электродвигателя постоянного тока.

Транзисторный мостовой триггер является одной из практически возможных схем, которая применяется для осуществления второго импульсного режима управления (см. рис. 10-18, б). Простейшая схема мостового триггера, для осуществления которой требуются транзисторы различного типа проводимости, изображена на рис. 10-26.

Различные схемы мостовых триггеров и методы их расчета описаны в работе [36].

10. 14. Транзисторное реле

Транзисторное реле можно рассматривать как существенно несимметричный триггер, обладающий одним устойчивым состоянием. Во втором состоянии схема может находиться лишь при определенной величине напряжения сигнала. Переход из одного состояния в другое происходит, как и в триггере, лавинообразно со скоростью, определяемой в основном частотными свойствами транзисторов.

В схемном отношении транзисторное реле является двухкаскадным усилителем с гальванической связью, который охвачен положительной обратной связью.

Существуют транзисторные реле с обратной связью по току и с обратной связью по напряжению [37]. Рассмотрим принцип действия транзисторного реле с обратной связью по току.

На рис. 10-27 изображена схема транзисторного реле с обратной связью по току, осуществляемая включением сопротивления R_{oc} в общую эмиттерную цепь двух транзисторов.

При $E_c = 0$ (рис. 10-27) транзистор T_2 будет насыщен, если сопротивление $R_{к1} < \beta_2 R_{к2}$. Падение напряжения на сопротивлении обратной связи $U_{oc1} = (I_{к2} + I_{б2}) R_{oc}$ является запирающим для транзистора T_1 . Транзистор T_1

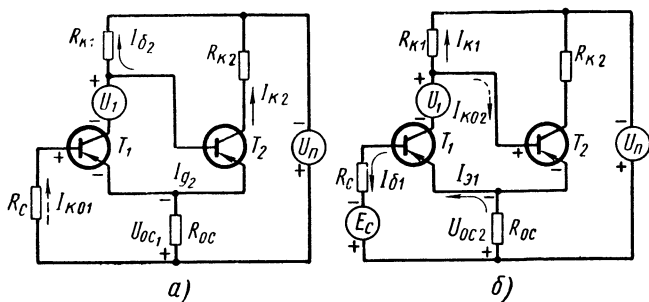


Рис. 10-27. Транзисторное реле:

а — в первом (устойчивом) состоянии; б — во втором состоянии

будет находиться в состоянии отсечки, если сопротивление источника сигнала R_c выбрано в соответствии с условием $R_c < U_{oc1}/I_{к01}$. Следовательно, при правильном выборе величин сопротивлений R_{oc} и $R_{к1}$ в устойчивом состоянии реле транзистор T_1 заперт, а T_2 насыщен. По мере увеличения напряжения E_c с полярностью, указанной на рис. 10-27, б, запирающий ток в цепи базы транзистора T_1 уменьшается, а его коллекторный ток увеличивается. Транзистор T_2 останется насыщенным до тех пор, пока ток базы, равный приблизительно $U_n/R_{к1} - I_{к1}$, будет больше или равен $U_n/\beta_2 R_{к2}$. Если транзистор T_2 был насыщен с избыточным током базы $I_{б.изб}$, он останется насыщенным до тех пор, пока $I_{к1}$ не достигнет величины $I_{б.изб}$.

При дальнейшем увеличении E_c и $I_{к1}$ транзистор T_2 выходит из состояния насыщения, его коллекторный и эмиттерный токи уменьшаются. Поэтому уменьшается напряжение U_{oc} , противодействующее напряжению сигнала.

Уменьшение напряжения U_{oc} при увеличении E_c способствует дополнительному увеличению тока базы транзистора T_1 (положительная обратная связь). Схема лавинообразно переключается во второе состояние, в котором транзистор T_1 насыщен, а T_2 заперт (если в схеме выполняются условия его запираения). В данной схеме (рис. 10-27) для запираения транзистора T_2 применен специальный

источник запирающего напряжения U_1 , включенный в коллекторную цепь транзистора T_1 . Если величина U_1 превышает напряжение коллектор-эмиттер насыщенного транзистора T_1 , транзистор T_2 находится в состоянии отсечки.

Во втором состоянии схемы напряжение на сопротивлении обратной связи $U_{oc} \approx I_{к1} R_{oc}$ во много раз меньше ранее существовавшего напряжения U_{oc1} . Реле будет находиться во втором состоянии до тех пор, пока напряжение источника сигнала E_c не станет меньше величины

$$E_{c2} = U_{oc2} + U_{бэ1} + \frac{R_c I_{к1}}{\beta_1}.$$

После этого начинается лавинообразный переход схемы обратно в первое (устойчивое) состояние. При этом уменьшение E_c будет сопровождаться увеличением U_{oc} , что способствует ускоренному запирающему транзистора T_1 .

Транзисторное реле может быть использовано как усилитель, обеспечивающий первый импульсный режим регулирования. Нагрузка реле $R_{к2}$ может быть индуктивно-активной, блокированной диодом.

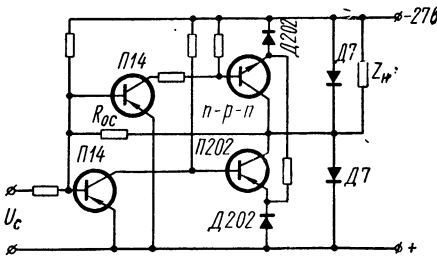


Рис. 10-28. Схема транзисторного переключающего реле

Реле используется также как преобразователь непрерывного изменяющегося напряжения в импульсное. Для этого достаточно к входной цепи реле подвести пилообразное опорное напряжение и медленно меняющееся напряжение сигнала. Длительность импульсов напряжения на нагрузке реле будет пропорциональна напряжению сигнала, а их частота равна частоте опорного напряжения. Очевидно, что коэффициент заполнения также пропорционален напряжению преобразования непрерывно изменяющегося напряжения в импульсное [33].

Существуют другие методы

Существуют другие методы преобразования непрерывно изменяющегося напряжения в импульсное [33]. Транзисторные переключающие реле, имеющие в выходной цепи два последовательно включенных и поочередно переключаемых транзистора, широко применяются в устройствах автоматического управления. Транзисторные переключающие реле являются наиболее универсальными из всех известных транзисторных переключающих схем.

Одно переключающее реле представляет собой схему с включающим и замыкающим транзисторами (см. рис. 10-19, б), необходимую для осуществления первого импульсного режима управления (см. рис. 10-18, а) при индуктивно-активной нагрузке с противо-э. д. с.

Два переключающих реле образуют мостовую схему реверсивного импульсного регулятора, которая может быть применена для осуществления любого из трех импульсных режимов управления. Такая схема без каких-либо изменений ее силовой релейной части может быть использована как реверсивный импульсный регулятор электродвигателя постоянного тока или двухфазного асинхронного двигателя. Различны при этом лишь устройства управления, обеспечивающие необходимую последовательность переключения реле.

Простейшая схема транзисторного переключающего реле изображена на рис. 10-28.

Схемы транзисторных переключающих реле и методы их расчета описаны в работах [28, 29].

10. 15. Транзисторно-магнитный автогенератор прямоугольного напряжения

Транзисторы, работающие в режиме переключения, в сочетании с трансформатором позволяют осуществить схему, обладающую весьма ценными свойствами. Эта схема представляет собой преобразователь постоянного напряжения в переменное прямоугольное.

Основная схема двухтактного транзисторно-магнитного автогенератора изображена на рис. 10-29.

Предположим, что в данный момент времени транзистор T_1 насыщен и по обмотке I протекает его коллекторный ток. Тогда во всех обмотках индуктируются э. д. с. с полярностями, указанными на рис. 10-29. Напряжение, создаваемое на базовой обмотке транзистора T_1 , отпирает его. Напряжение на обмотке IV запирает транзистор T_2 . К выводам коллектор-эмиттер транзистора T_2 приложена сумма напряжения питания и напряжения на обмотке II . Такое состояние схемы может существовать лишь при наличии э. д. с. на всех обмотках. Но э. д. с. существуют только при изменении магнитного потока Φ во времени, так как

$$E = \omega \frac{d\Phi}{dt}.$$

Как только магнитный поток перестанет изменяться, э. д. с. на всех обмотках станут равными нулю, а коллекторные токи обоих транзисторов близкими к $I_{\kappa 0}$. В результате размагничивания сердечника магнитный поток в нем будет изменяться в обратном направлении, и э. д. с. на всех обмотках при этом изменяет полярность. Транзистор T_2 будет насыщен, транзистор T_1 заперт.

Перемагничивание сердечника в обратном направлении будет продолжаться до тех пор, пока поток в нем будет изменяться. Далее все процессы повторяются. Таким образом, транзисторы, работающие как переключатели, поочередно проводят ток от источника питания в коллекторные обмотки.

Транзисторы в схеме автогенератора выполняют две функции: во-первых, они являются бесконтактными переключателями; во-вторых, служат ограничителями тока (коллекторный ток не может быть больше величины βI_b).

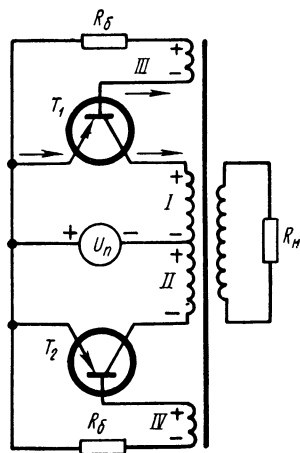


Рис. 10-29. Схема двухтактного транзисторно-магнитного автогенератора прямоугольных колебаний

Форма петли гистерезиса сердечника трансформатора существенно влияет на многие свойства и характеристики автогенератора, основным принципом работы которого является перемагничивание сердечника в таких пределах намагничивающего тока, которые допустимы при данной величине βI_b транзисторов.

Так как перемагничивание сердечника происходит при подключении обмотки к источнику постоянного напряжения через выходную цепь насыщенного транзистора, практически всегда можно выдержать соотношение $U_{кз} \ll U_n$. Тогда напряжение на обмотке неизменно во времени, перемагничивание происходит при заданном напряжении и форма напряжения на всех обмотках не зависит от формы петли гистерезиса.

При любой форме петли гистерезиса определенному диапазону изменения намагничивающего тока ΔI_μ соответствует определенное изменение потока $\Delta \Phi$ и индукции $\Delta B = \Delta \Phi / S$, где S — сечение сердечника трансформатора.

Полагая $E = U_n$, определим длительность одного цикла перемагничивания сердечника, т. е. длительность полупериода прямоугольного напряжения $\Delta t = T/2$.

Интегрируя выражение $U_n dt = \omega S dB$, получим

$$U_n (t_2 - t_1) = \omega S (B_2 - B_1);$$

$$U_n \Delta t = \omega S \Delta B;$$

$$U_n T = 2\omega S \Delta B;$$

$$T = \frac{2\omega}{U_n} \Delta B.$$

Период колебания оказывается прямо пропорциональным изменению индукции во время перемагничивания и обратно пропорциональным напряжению на коллекторной обмотке.

Возможное изменение индукции наиболее просто определяется для сердечника из материала, обладающего прямоугольной петлей гистерезиса. В этом случае предельно возможная индукция является параметром материала и называется индукцией насыщения B_s . В этом случае возможное изменение индукции $\Delta B = 2B_s$ и период колебания определяется выражением

$$T = \frac{4\omega S B_s}{U_n}. \quad (10. 37)$$

Из выражения (10. 37) следует, что связь между периодом колебания и изменением намагничивающего тока при прямоугольной петле гистерезиса отсутствует. При идеально прямоугольной петле гистерезиса этой связи действительно нет, так как в области насыщения изменение намагничивающего тока не сопровождается

изменением индукции и, следовательно, для этого не требуется времени.

Магнитных материалов с идеально прямоугольной петлей гистерезиса нет. Поэтому действительная зависимость периода колебания от параметров элементов схемы является более сложной, чем в выражении (10.37).

Для материалов с произвольной формой петли гистерезиса все зависимости изменяются. Например, при линейной индуктивности период колебания не зависит от напряжения питания. Более подробно процессы в автогенераторе рассмотрены в работе [30].

Транзисторно-магнитные автогенераторы прямоугольного напряжения широко применяются как силовые преобразователи постоянного напряжения в постоянное другой величины или в переменное.

Кроме того, можно использовать автогенераторы прямоугольного напряжения для непосредственного осуществления режима переключения транзисторов. При этом существует несколько вариантов использования автогенераторов.

Первый вариант заключается в том, что в течение одного полупериода сердечник автогенератора перемагничивается под действием напряжения U_1 , а в течение второго полупериода — под действием напряжения $U_2 \neq U_1$. Соответственно различными получаются длительности полупериодов прямоугольного напряжения.

Второй вариант использования автогенераторов основан также на зависимости времени перемагничивания сердечника от напряжения на обмотке. Но в этом случае регулируется напряжение питания всей схемы. В результате частота и амплитуда прямоугольного переменного напряжения получаются пропорциональными напряжению питания. В таком виде управляемый автогенератор может быть использован в качестве преобразователя напряжения в частоту в системе частотного управления синхронным или асинхронным двигателем.

Третий вариант, основан на суммировании прямоугольных переменных напряжений, полученных от двух синхронизированных автогенераторов, при этом угол сдвига фаз между их выходными напряжениями регулируется [33]. Для регулирования угла сдвига фаз используются магнитные усилители, реостатно-емкостные или активно-индуктивные цепи. Принцип формирования суммарного напряжения показан на рис. 10-30, принципиальная схема изображена на рис. 10-31.

Два прямоугольных напряжения U_1 и U_2 снимаются со вторичных обмоток трансформаторов автогенераторов АГ-1 и АГ-2. К выпрямителю B_1 подводится напряжение $U_1 + U_2$, к выпрямителю B_2 — напряжение $U_1 - U_2$. Эти напряжения выпрямляются

и суммируются. Полученное суммарное напряжение является управляющим для транзистора, работающего в режиме переключения.

При изменении угла сдвига фаз между напряжениями U_1 и U_2

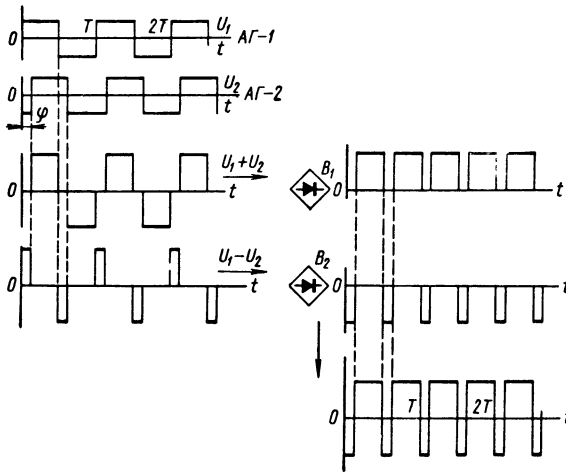


Рис. 10-30. Формирование суммарного управляющего напряжения путем регулирования угла сдвига фаз между напряжениями двух автогенераторов

от нуля до 180° коэффициент заполнения суммарного управляющего напряжения изменяется от 0 до 1.

На основе этой схемы можно получить любое число источников

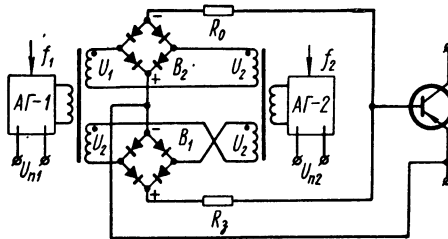


Рис. 10-31. Схема формирования суммарного управляющего напряжения путем регулирования угла сдвига фаз между напряжениями двух автогенераторов

управляющего напряжения для гальванически изолированных входных цепей силовых транзисторов.

Четвертый вариант использования автогенераторов основан на суммировании прямоугольных переменных напряжений, полу-

ченных от двух независимых автогенераторов, частота колебаний которых определяется или напряжением питания U_{n1} и U_{n2} или частотой синхронизирующего напряжения f_1 и f_2 (рис. 10-31).

Процессы формирования суммарного напряжения в данном случае ничем не отличаются от процессов, рассмотренных для предыдущего варианта (рис. 10-30), но угол сдвига фаз φ между напряжением U_1 и U_2 пропорционален интегралу разности частот f_1 и f_2

$$\varphi = \int (f_1 - f_2) dt.$$

Поэтому схема, состоящая из двух автогенераторов, может быть использована как интегрирующее звено астатической системы автоматического регулирования. Это дает возможность весьма простым техническим способом осуществить различные схемы астатических регуляторов и стабилизаторов.

10. 16. Основы применения управляемых вентилялей

Кремниевый управляемый вентилль (тиристор) представляет собой четырехслойную структуру, образованную чередующимися в объеме монокристалла кремния слоями различного типа проводимости (рис. 10-32). Тиристор имеет три вывода. Два из них, анод и катод, образуют силовую цепь, третий вывод является управляющим электродом. Управляющее напряжение подводится между управляющим электродом и катодом.

В отличие от транзистора непрерывное управление током в выходной цепи тиристора невозможно. Тиристор является переключающим полупроводниковым прибором, он применим только для импульсного регулирования мощности в нагрузке. Вольт-амперные характеристики выходной цепи тиристора качественно аналогичны характеристикам тиратрона, несмотря на принципиальное различие физических процессов, лежащих в основе каждого из них. Области применения тиристоров, принципиальные схемы устройств на тиристорах, уравнения, описывающие процессы в цепи нагрузки, те же, что и для соответствующих тиратронных схем.

Вольт-амперная характеристика выходной цепи тиристора существенно зависит от тока в цепи управляющего электрода I_y . Характеристика тиристора при токе управляющего электрода, равном нулю, изображена на рис. 10-33. При отрицательной

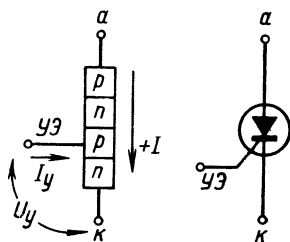


Рис. 10-32. Структура и условное обозначение кремниевое управляемого вентиля (тиристора)

полярности напряжения анод-катод $U_{ак}$ выходная цепь заперта, и (при напряжениях, меньших пробивного) в этой цепи протекает весьма небольшой ток, подобный току утечки запертого диода. Если $U_{ак}$ — положительной полярности, но величина $U_{ак} < U_{вкл}$ (прямого напряжения включения), то в выходной цепи также протекает весьма небольшой ток. При $U_{ак} > U_{вкл}$ ток резко увеличивается, а величина $U_{ак}$ резко падает до величины U_0 .

При появлении тока в цепи управляющий электрод — катод прямое напряжение включения $U_{вкл}$ уменьшается. Поэтому появляется возможность включать ток в нагрузке тиристора не путем

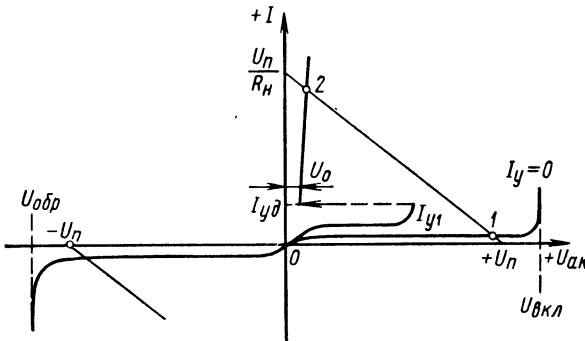


Рис. 10-33. Изменение вольт-амперной характеристики тиристора в зависимости от величины тока управления

увеличения напряжения питания, а путем подачи в необходимый момент импульса тока управления при напряжении питания обязательно меньшем $U_{вкл}$, соответствующем $I_y = 0$.

Исходное состояние схемы при $I_y = 0$ соответствует точке 1 на рис. 10-33. При создании импульса тока управления I_{y1} рабочая точка за несколько микросекунд перемещается в положение 2, и тиристор оказывается в открытом состоянии. После этого ток управления может быть снова равным нулю, или даже обратного направления, но тиристор останется открытым. Запирание выходной цепи тиристора произойдет только при уменьшении тока в выходной цепи до величины, не превышающей I_{y0} . Для этого необходимо уменьшить напряжение питания до нуля или изменить его полярность.

Амплитуда импульса тока управления может быть в десятки и сотни раз меньше амплитуды тока в нагрузке тиристора. Ток управления действует только в течение нескольких микросекунд. Напряжение в цепи управления не требуется более нескольких вольт. Поэтому мощность в нагрузке тиристора в тысячи-миллионы раз превышает среднюю мощность в цепи управления.

Односторонняя управляемость тиристора (выходную цепь нельзя запереть сигналом по цепи управления) предопределяет его применение при питании выходной цепи от источника переменного напряжения. Известны схемы, содержащие дополнительные элементы, обеспечивающие запираение тиристора при питании выходной цепи от источника постоянного напряжения. Однако эти дополнительные элементы (в первую очередь конденсаторы) существенно увеличивают габаритные размеры устройства, что делает применение тиристоров в схемах, питаемых постоянным напряжением, значительно менее рациональным. В этих условиях тиристор трудно конкурировать с транзистором.

Существуют полностью управляемые тиристоры, выходная цепь которых и отпирается, и запирается путем воздействия на цепь управления. Такие тиристоры могут применяться вместо транзисторов или совместно с ними для импульсного регулирования мощности при питании как переменным, так и постоянным напряжениями.

Простейшим, но весьма важным устройством, в котором применяются тиристоры, является регулируемый выпрямитель. Это устройство может быть использовано не только как регулируемый или стабилизированный источник питания, но и как устройство для импульсного регулирования скорости электродвигателей постоянного тока.

Принцип импульсного регулирования мощности при помощи тиристора поясняется простейшей схемой с питанием переменным напряжением при активной нагрузке (рис. 10-34). Схема представляет собой регулируемый однополупериодный выпрямитель и состоит из источника питания, сопротивления нагрузки, тиристора и устройства управления.

Устройство управления служит для преобразования напряжения сигнала U_c в импульсное напряжение, подводимое к управляющему электроду и катоду тиристора. Устройство управления должно обеспечивать изменение угла сдвига фаз ψ между импульсом управляющего напряжения и напряжением питания в зависимости от величины напряжения сигнала. Тогда тиристор в течение положительного полупериода напряжения питания будет заперт в пределах фазовых углов от нуля до ψ и открыт в пределах углов от ψ до π , как показано на рис. 10-35. В течение отрицательного полупериода напряжения питания тиристор будет заперт независимо от напряжения в цепи управления. Форма напряжения на

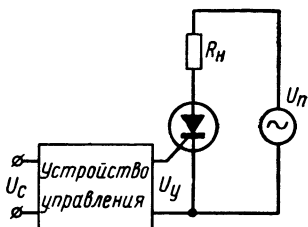


Рис. 10-34. Простейшая схема тиристорного регулируемого выпрямителя

нагрузке и тока в сопротивлении нагрузки показана на рис. 10-35. Среднее значение тока в нагрузке при $U_0 \ll U_n$ определяется следующим выражением:

$$I_{н. ср} \approx \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} \frac{U_{nm} \sin \omega t}{R_n} dt = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_{nm}}{R_n} \cos \psi.$$

Очевидно, что изменяя угол ψ (угол отпирания), можно плавно регулировать среднее значение тока в нагрузке от нуля до максимальной величины

$$(I_{н. ср})_{\max} \approx \frac{U_{nm}}{\pi R_n}.$$

В практических схемах нагрузка тиристорного усилителя почти всегда индуктивно-активная и к ней часто добавляется противо-э. д. с. В этом случае уравнения, определяющие ток в нагрузке, существенно усложняются, так как ток протекает и в течение

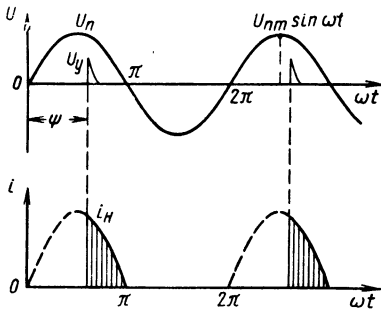


Рис. 10-35. Диаграммы напряжения и тока в выходной цепи однополупериодного регулируемого тиристорного выпрямителя с активной нагрузкой

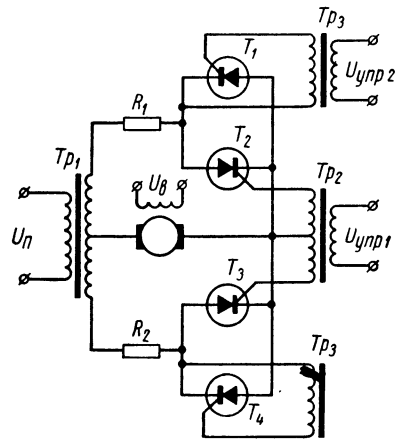


Рис. 10-36. Реверсивный двухполупериодный тиристорный регулятор электродвигателя постоянного тока:

U_{ynp1} и U_{ynp2} — управляющие напряжения для правого и левого вращения якоря

не некоторой части (или даже всего) отрицательного полупериода напряжения питания: он поддерживается за счет э. д. с. самоиндукции, возникающей в индуктивности нагрузки.

Применяя более сложные схемы, на основе тиристоров можно построить двухполупериодные регулируемые выпрямители, реверсивные регуляторы среднего значения тока, регуляторы первой гармоники тока, инверторы и другие устройства.

На рис. 10-36 изображена принципиальная схема двухполупериодного реверсивного тиристорного регулятора электродвигателя постоянного тока. Схема представляет собой сочетание двух регулируемых выпрямителей, создающих на нагрузке (якоре двигателя) напряжения противоположных полярностей. Устройство управления должно обеспечивать регулирование углов отпирания одной пары тиристоров (T_1 и T_4) для одного направления вращения якоря и регулирование углов отпирания другой пары тиристоров (T_2 и T_3) для противоположного направления вращения якоря.

Поскольку входные цепи двух тиристоров (T_1 и T_4) гальванически не связаны с входными цепями двух других тиристоров, необходима трансформаторная связь в цепях управления тиристорами.

При переходных процессах в цепи якоря возможны такие состояния, когда за счет противо-э. д. с. якоря будут одновременно открыты два тиристора (T_2 и T_4 или T_1 и T_3). Для ограничения токов короткого замыкания применяются дополнительные сопротивления R_1 и R_2 .

Двухполупериодный реверсивный регулируемый выпрямитель можно выполнить также по мостовой схеме, что позволяет исключить силовой трансформатор, но требует большего числа силовых полупроводниковых приборов.

11 ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В СХЕМАХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

11. 1. Входные цепи усилителей и преобразователей

Входные цепи усилительно-преобразовательных устройств, как указано в гл. 4, должны обеспечивать оптимальное согласование источника входного сигнала с первым каскадом электронных устройств при допустимом отношении «сигнал—помеха» и минимальных вносимых искажениях.

Оптимальность согласования заключается в обеспечении условий получения от источника входного сигнала либо максимального напряжения, если источник обладает высоким внутренним сопротивлением (электронные лампы, фотоэлементы, термисторы и т. п.), либо максимального тока, если источник обладает низким внутренним сопротивлением (транзисторы, магнитные усилители, потенциометрические и индуктивные датчики и т. п.). В первом случае сопротивление входного устройства должно быть значительно (не меньше чем на порядок) выше внутреннего сопротивления источника, во втором случае сопротивления должны быть равными или близкими по величине.

Все входные цепи, применяемые в ЭУ автоматических систем, делятся на две основные группы: бестрансформаторные и трансформаторные. На рис. 11-1 показаны распространенные схемы бестрансформаторных входных цепей.

На рис. 11-1, *а* и *б* показаны входные цепи с непосредственной связью, применяемые большей частью в усилителях постоянного тока. В таких схемах входное сопротивление определяется величиной активного сопротивления R , которое всегда должно быть значительно больше внутреннего сопротивления источника. В электронных усилителях величина R определяется сопротивлением утечки сетки, а в транзисторных — результирующим сопротивлением цепи смещения входного каскада. Схема *а* применяется для несимметричных входных каскадов, схема *б* — для симметричных. Входные цепи с непосредственной связью не подвержены действию электрических и магнитных полей и вносят наименьшие частотные и фазовые искажения, однако они не обеспечивают разделения постоянной и переменной составляющих входного сигнала

и наиболее чувствительны к низкочастотным помехам, входящим в состав входного сигнала.

Входная цепь с емкостной связью (рис. 11-1, в) применяется только в устройствах переменного тока. Величина емкости C рассчитывается из условия неискаженной передачи полезного сигнала, для чего постоянная времени входной цепи $\tau_{вх}$ выбирается в пределах $\tau_{вх} = RC = (2 \div 5) \frac{1}{f_c}$, где f_c — частота усиливаемого сигнала.

Для полного разделения цепей емкость включается также во второй провод (пунктир на рис. 11-1, в).

Во входных цепях могут применяться также активные устройства (рис. 11-1, г). Наибольшее распространение получили катод-

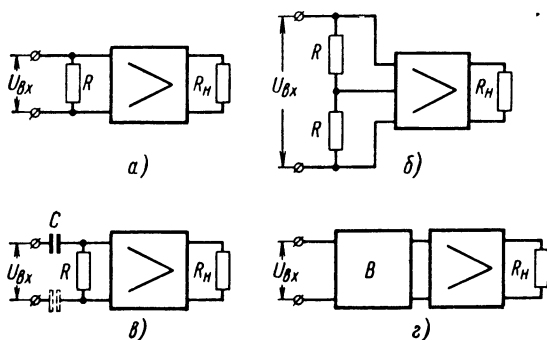


Рис. 11-1. Бестрансформаторные входные цепи:

- а — с непосредственной связью (несимметричный вход);
 б — с непосредственной связью (симметричный вход);
 в — с емкостной связью; г — с активным входным устройством

ные и эмиттерные повторители, благодаря высокому входному сопротивлению и малым частотным и фазовым искажениям.

Трансформаторные входные устройства позволяют полностью развязать цепи источника и входного каскада, упростить согласование элементов и повысить помехоустойчивость ЭУ.

Недостатки трансформаторных устройств: увеличение габаритных размеров и веса ЭУ, чувствительность к внешним магнитным полям, возможность появления добавочных нелинейных искажений и сложность конструкции.

Соображения по выбору параметров и расчету трансформаторных входных устройств приведены в п. 11. 5.

11. 2. Ограничители входных сигналов

В ряде ЭУ (телемеханических систем, основанных на принципе частотной модуляции, моделирующих машин, устройств импульсной техники и пр.) часто требуется ограничить величину выходного сигнала определенным уровнем

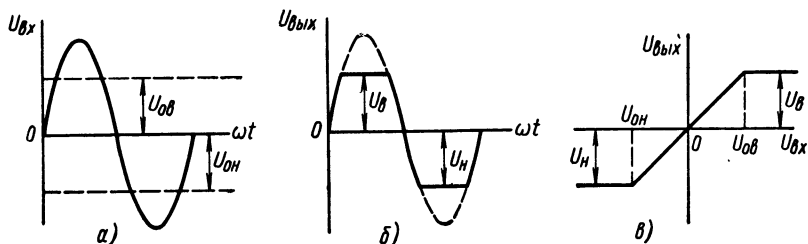


Рис. 11-2. К работе двустороннего ограничителя:

а — форма напряжения на входе ограничителя, $U_{ов}$ и $U_{он}$ — верхний и нижний пороги ограничения; *б* — форма напряжения на выходе ограничителя, U_b и U_n — верхний и нижний уровни ограничения; *в* — статическая характеристика ограничителя

Ограничителями сигналов служат лампы или полупроводниковые устройства, у которых уровень выходного напряжения остается постоянным независимо от величины входного сигнала, если последний становится выше или ниже опре-

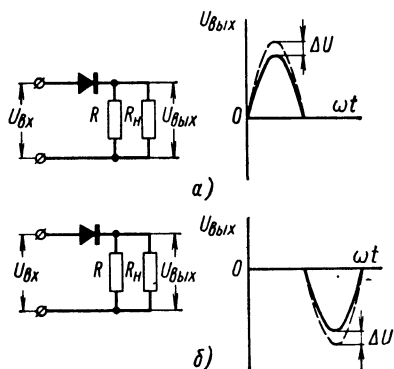


Рис. 11-3. Последовательные диодные ограничители с нулевым порогом ограничения:

а — схема ограничителя снизу и форма выходного напряжения; *б* — схема ограничителя сверху и форма выходного ограничения

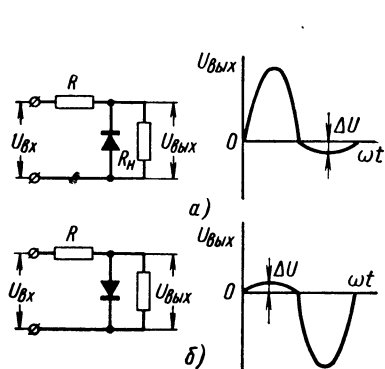


Рис. 11-4. Параллельные диодные ограничители с нулевым порогом ограничения:

а — схема ограничителя снизу и форма выходного напряжения; *б* — схема ограничителя сверху и форма выходного напряжения

деленной величины, называемой порогом ограничения. Если при этом ограничивается максимальное значение $U_{вх}$, то устройство называется ограничителем сверху, если минимальное — ограничителем снизу.

На рис. 11-2 показаны формы входного и выходного сигналов и статическая характеристика двустороннего ограничителя.

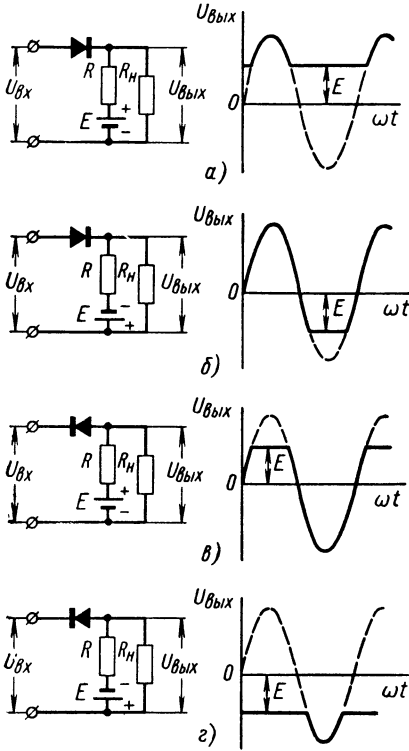


Рис. 11-5. Схемы и формы выходного напряжения последовательных диодных ограничителей с ненулевым порогом ограничения:

а — ограничитель снизу с положительным порогом ограничения; *б* — ограничитель снизу с отрицательным порогом ограничения; *в* — ограничитель сверху с положительным порогом ограничения; *г* — ограничитель сверху с отрицательным порогом ограничения

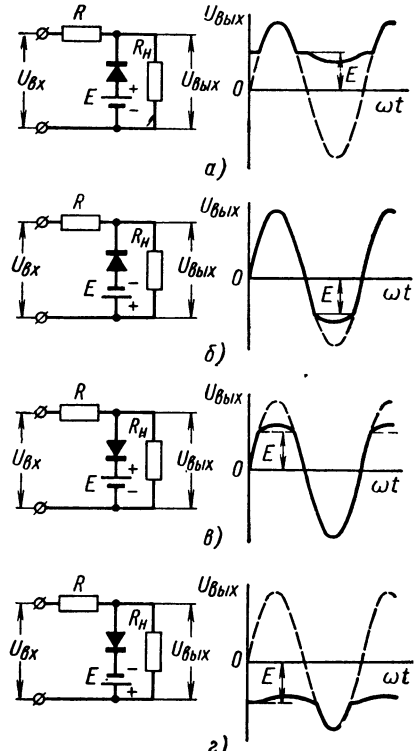


Рис. 11-6. Схемы и формы выходного напряжения параллельных диодных ограничителей:

а — ограничитель снизу с положительным порогом ограничения; *б* — ограничитель снизу с отрицательным порогом ограничения; *в* — ограничитель сверху с положительным порогом ограничения; *г* — ограничитель сверху с отрицательным порогом ограничения

В общем случае уровень напряжения отличается от порога ограничения, т. е.

$$U_{\text{в}} = KU_{\text{ов}}; \quad U_{\text{н}} = KU_{\text{он}}$$

Наиболее простые схемы ограничителей составлены из ламповых или полупроводниковых диодов, включенных параллельно и последовательно с сопротивлением нагрузки ограничителя. Схемы последовательных диодных ограничителей с нулевым порогом ограничения приведены на рис 11-3.

Сопротивление R определяет рабочую точку ограничителя. При условии $R_n \gg R$ ток в цепи диода

$$I_{\partial} = \frac{U_{ax}}{R_{\partial} + R} \quad \text{и} \quad U_{вых} = I_{\partial}R = \frac{U_{ax}}{R_{\partial} + R} R,$$

где $R_{\partial} = \frac{\Delta U_{\partial}}{\Delta I_{\partial}}$ — прямое дифференциальное сопротивление диода.

Так как почти всегда $R_{\partial} \ll R_1$, то падение напряжения на диоде

$$\Delta U = I_{\partial}R_{\partial} = \frac{U_{ax}}{R_{\partial} + R} R_{\partial}. \quad (11.1)$$

На рис. 11-4 показаны схемы параллельных диодных ограничителей с нулевым порогом ограничения.

При $U_{ax} > 0$ диод отпирается и через сопротивление R протекает прямой ток диода.

При $R \gg R_{\partial}$ почти все напряжение падает на сопротивлении R и напряжение на диоде $\Delta U \approx (0,1 \div 0,5) \% U_{ax}$.

Порог ограничения, отличный от нуля, можно получить с помощью источника смещения E . При этом порог ограничения по абсолютному значению равен э. д. с. источника смещения. В последовательных ограничителях источник смещения включается последовательно с сопротивлением R . Изменяя полярность включения источника E , можно получить ограничение снизу или сверху с отрицательным или положительным порогом ограничения (рис. 11-5)

На рис. 11-5, а при $U_{ax} < |E|$ диод заперт положительным напряжением источника E и напряжение на нагрузке $U_{вых} \approx E$. При достижении равенства $U_{ax} = |E|$ и дальнейшем увеличении U_{ax} диод отпирается, и напряжение $U_{вых}$ повторяет изменения U_{ax} . С уменьшением U_{ax} диод запирается, и напряжение на нагрузке ограничивается величиной э. д. с. источника смещения E . На рис. 11-5, б источник E , включенный в обратном направлении, при $U_{ax} > 0$ и $-U_{ax} < -E$ отпирает диод, все напряжение U_{ax} падает на суммарном сопротивлении цепи $R_n + R_{\partial} + R_u \approx R_n$ (где R_u — сопротивление источника входного сигнала) и $U_{вых}$ изменяется соответственно напряжению U_{ax} . С увеличением отрицательного напряжения U_{ax} при $-U_{ax} \geq -E$ диод запирается, и напряжение на нагрузке ограничивается величиной $-E$.

Работа остальных двух схем (рис. 11-5, в и 11-5, г) отличается от рассмотренных лишь условиями отпираия и запираия диодов. Во всех этих случаях соблюдаются соотношения $R_n \gg R$ и $R \gg R_{\partial}$ и R_u .

В параллельных ограничителях (рис. 11-6) источник смещения включается последовательно в цепь диода, и периоды ограничения соответствуют открытому состоянию диодов.

11. 3. Суммирование сигналов

Задача суммирования сигналов, поступающих одновременно с нескольких источников, встречается во всех автоматических устройствах. Суммирование сигналов, полученных в форме электрических величин постоянного или переменного тока, можно производить во входных устройствах или непосредственно в усилительных каскадах ЭУ. Оба способа имеют свои преимущества и недостатки. Первый способ удобен тем, что обеспечивает хорошую взаимозаменяемость и универсальность последующих каскадов ЭУ. Второй способ, хотя и сужает задачи ЭУ в целом, позволяет сокра-

тить число каскадов схемы, увеличивая надежность устройства и одновременно уменьшая его габаритные размеры и вес.

Распространенные схемы суммирования сигналов во входных цепях — потенциометрические и мостовые — достаточно полно рассмотрены в литературе, поэтому ограничимся описанием двух наиболее часто применяемых схем суммирования на потенциометрах (рис. 11-7): последовательного сложения сигналов (рис. 11-7, а) и параллельного сложения сигналов (рис. 11-7, б).

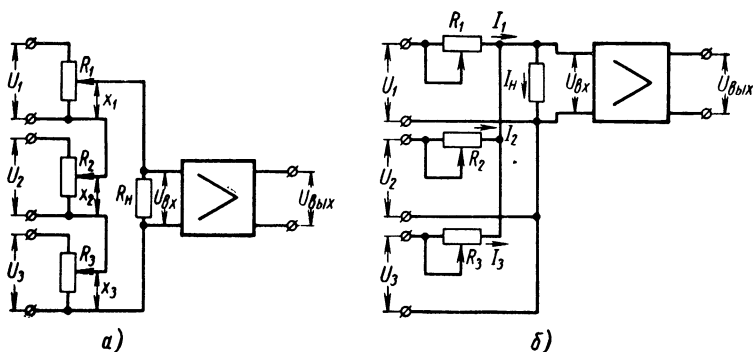


Рис. 11-7. Потенциометрические схемы суммирования сигналов:
а — схема последовательного сложения; б — схема параллельного сложения

Перемещения движков потенциометров x_1 , x_2 и x_3 пропорциональны изменению контролируемых величин различной физической природы (перемещения, давления, скорости и т. п.). Для схемы последовательного сложения сигналов напряжение на входе ЭУ (на сопротивлении R_n) будет

$$U_{вх} = U_1 \frac{x_1}{l_1} + U_2 \frac{x_2}{l_2} + U_3 \frac{x_3}{l_3} = U_{вх1} + U_{вх2} + U_{вх3}, \quad (11.2)$$

где U_i — напряжение питания потенциометра;
 l_i — полная длина намотки потенциометра.

Для повышения линейности и точности суммирования сопротивление R_n должно быть в 7—10 раз больше суммарного сопротивления потенциометров.

Для схемы параллельного сложения сигналов, при условии малого потребления тока нагрузкой справедливы уравнения напряжений в цепях схемы

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= R_1' I_1 + R_n I_n = U_{вх1} + U_{вх}; \\ U_2 &= R_2' I_2 + R_n I_n = U_{вх2} + U_{вх}; \\ U_3 &= R_3' I_3 + R_n I_n = U_{вх3} + U_{вх}; \end{aligned} \right\} \quad (11.3)$$

где

$$\left. \begin{aligned} R'_1 &= \frac{x_1}{l_1} R_1, \\ R'_2 &= \frac{x_2}{l_2} R_2, \\ R'_3 &= \frac{x_3}{l_3} R_3 \end{aligned} \right\} \text{— величины введенных сопротивлений потенциометров.}$$

Решая уравнения (11. 3) совместно относительно U_{ox} , получаем

$$U_{ox} = \zeta_1 U_1 + \zeta_2 U_2 + \zeta_3 U_3, \quad (11. 4)$$

где

$$\zeta_1 = \frac{1}{1 + R'_1 \left(\frac{1}{R'_2} + \frac{1}{R'_3} + \frac{1}{R_H} \right)};$$

$$\zeta_2 = \frac{1}{1 + R'_2 \left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_3} + \frac{1}{R_H} \right)};$$

$$\zeta_3 = \frac{1}{1 + R'_3 \left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} + \frac{1}{R_H} \right)}.$$

Подобные схемы применяются для суммирования как постоянных, так и переменных напряжений. Последовательное сложение сигналов выгодно использовать там, где входное сопротивление ЭУ велико (ламповые усилители и преобразователи), а мощности источников сигналов малы. Параллельное сложение сигналов следует применять в случаях, когда входное сопротивление мало (транзисторные и магнитные усилители и преобразователи), а мощности источников относительно велики.

Суммирование переменных напряжений удобно осуществляется с помощью многообмоточных входных трансформаторов (рис. 11-8).

Напряжение на входе ЭУ

$$\dot{U}_{ox} = n_1 \dot{U}_1 + n_2 \dot{U}_2 + n_3 \dot{U}_3, \quad (11. 5)$$

где $n_i = \frac{W_2}{W_i}$ — коэффициент трансформации по соответствующему входу.

Примером суммирующего усилителя может быть рассмотренная схема усилителя постоянного тока с симметричным входом (см. рис. 6-5) — схема суммирования двух сигналов с использованием земли в качестве общего для двух источников провода.

Выходное напряжение в схемах, приведенных на рис. 6-5, будет

$$U_{\text{вых}} = K(U_{\text{ex1}} + U_{\text{ex2}}).$$

Хорошие результаты дает схема суммирования напряжений на общей нагрузке катодных (или эмиттерных) повторителей (рис. 11-9).

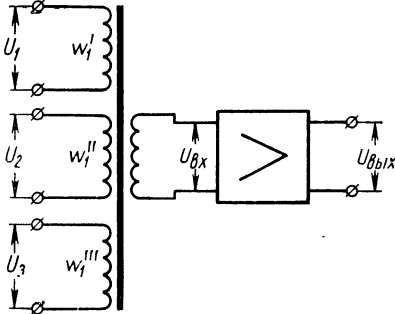


Рис. 11-8. Схема суммирования во входном трансформаторе

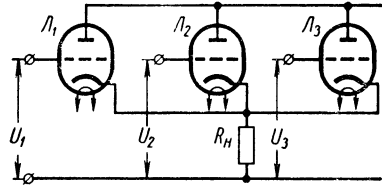


Рис. 11-9. Схема суммирования сигналов на общей нагрузке катодных повторителей

Выходное напряжение схемы

$$U_{\text{вых}} = K_1 U_1 + K_2 U_2 + K_3 U_3. \quad (11.6)$$

Суммирование постоянных токов можно также производить в магнитных усилителях с большим числом входных обмоток и в электромагнитных нейтральных и поляризованных реле.

11. 4. Цепи накала

Источники питания накальных цепей ЭУ должны обеспечить необходимую мощность в нагрузке при наибольшем к п д. и допустимых колебаниях напряжения

Питание накальных цепей ЭУ можно производить от накальных обмоток силового трансформатора или непосредственно от питающей (общей или автономной) сети с помощью гасящих сопротивлений, бареттеров или конденсаторов. Последнее особенно удобно при питании от автономных сетей низкого (24—60 в) переменного или постоянного напряжения.

На рис. 11-10 показаны два основных варианта включений подогревателей. В схеме параллельного соединения подогревателей (рис. 11-10, а) напряжения накала всех ламп одинаковы, а токи разные. Напряжение и ток питания в схеме на рис. 11-10, а

$$\left. \begin{aligned} I_n &= \sum_{\kappa=1}^n I_{\kappa}; \\ U_n &= U_1 = U_2 = U_3 = \dots = U_n. \end{aligned} \right\} \quad (11.7)$$

Схема последовательного соединения подогревателей (рис. 11-10, б) применяется для питания ламп с одинаковыми токами и разными напряжениями накала

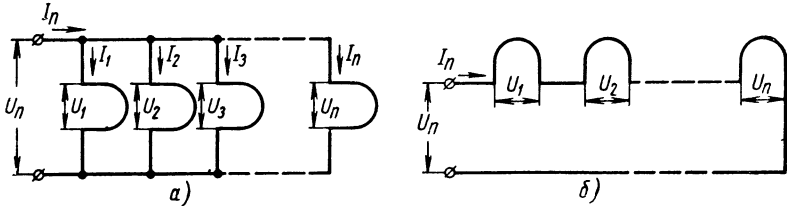


Рис. 11-10. Простые накальные цепи:

а — с параллельным соединением подогревателей; б — с последовательным соединением подогревателей

Напряжение и ток источника питания в схеме на рис. 11-10, б

$$\left. \begin{aligned} U_n &= \sum_{k=1}^n U_k; \\ I_n &= I_1 = I_2 = I_3 = \dots = I_n. \end{aligned} \right\} \quad (11.8)$$

Схема с последовательным соединением подогревателей менее надежна, чем схема параллельного соединения, так как при перегорании нити одной из ламп обесточиваются все остальные накальные цепи данной группы ламп.

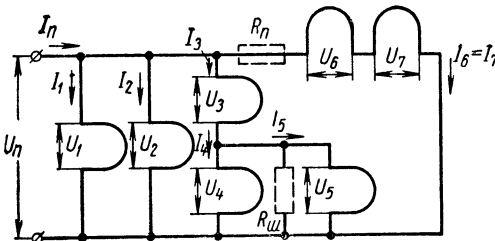


Рис. 11-11. Параллельно-последовательное соединение подогревателей

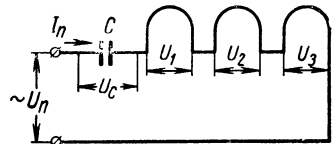


Рис. 11-12. Последовательная накальная цепь с гасящим конденсатором

Применяются также схемы комбинированного (параллельно-последовательного) включения подогревателей (рис. 11-11).

При расчете элементов схемы необходимо исходить из номинальных величин токов и напряжений накала отдельных ламп. Так, в схеме на рис. 10-11 должны быть выдержаны соотношения

$$I_3 = I_4 + I_5;$$

$$U_1 = U_2 = U_6 + U_7 \text{ и т. д.}$$

В случае несоответствия токов и напряжений номинальным значениям в схему добавляются последовательные (гасящие) сопротивления R_n и параллельные (шунтирующие) сопротивления R_w , показанные на рис. 11-11 пунктиром. Вместо них можно также применять бареттеры.

В сетях переменного тока излишнее напряжение накальной цепи можно гасить бумажными конденсаторами (рис. 11-12), при этом активная мощность схемы определяется лишь мощностью, потребляемой подогревателями.

Требуемая величина емкости будет

$$C = \frac{I_n 10^6}{2\pi f_c U_c} \text{ [мкф]}, \quad (11. 9)$$

где $U_c = U_n - U_n$ — падение напряжения на конденсаторе.

Накальные цепи не должны вносить в схему ЭУ паразитных обратных связей, способствующих самовозбуждению схемы. Фон и тепловые шумы схемы не

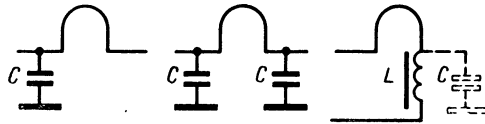


Рис. 11-13. Схемы включения развязывающих контуров в накальные цепи

должны превышать допустимого уровня. Для борьбы с фоном и паразитными обратными связями через источник питания применяется шунтирование отдельных участков накальных цепей емкостями и включение нитей через LC-фильтры (рис. 11-13). В особо ответственных случаях питание накальных цепей осуществляется от источников постоянного напряжения с очень малым коэффициентом пульсаций.

11. 5. Входные и переходные трансформаторы

Входной трансформатор должен обеспечивать оптимальный коэффициент передачи для полезного сигнала при допустимом уровне помех и минимальных вносимых частотных, нелинейных и переходных искажениях. Принципиальная электрическая и эквивалентная схемы входного трансформаторного устройства показаны на рис. 11-14. Входное сопротивление трансформатора

$$R_{ax} = R_1 + R'_n = \frac{R'_n}{\eta_{mp}} = \frac{R_n}{n_T^2 \eta_{mp}}, \quad (11. 10)$$

где η_{mp} — к. п. д. трансформатора;

$n_T = \frac{W_2}{W_1}$ — коэффициент трансформации.

Наибольший коэффициент передачи входного трансформатора (или наибольший коэффициент усиления ступени) при заданном сопротивлении нагрузки R_n соответствует условию

$$R_{ax} = R_n. \quad (11. 11)$$

Отсюда требуемый коэффициент трансформации

$$n_T = \sqrt{\frac{R_n}{R_{ax} \eta_{mp}}} = \sqrt{\frac{R_n}{R_n \eta_{mp}}}. \quad (11. 12)$$

Величины R_n и R_u могут иметь различные значения. Для электронных каскадов обычно $R_n \gg R_u$ и $n_t > 1$. Для транзисторных каскадов R_n может быть больше или меньше R_u , что зависит как от типа источника входного сигнала, так и от схемы включения транзисторного каскада.

Индуктивность первичной обмотки входного трансформатора L_1 может быть определена из допустимого коэффициента частотных

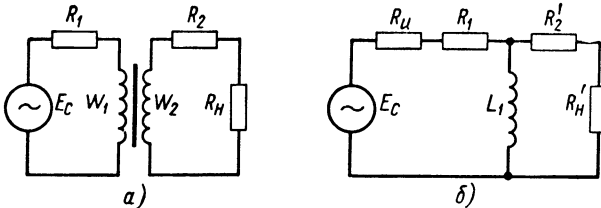


Рис. 11-14. К расчету входного трансформатора:

a — принципиальная и *б* — эквивалентная схемы трансформаторной входной цепи; E_c — источник входного сигнала; R_u — внутреннее сопротивление источника; R_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора; R_2' — активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора и R_n' — входное сопротивление первого каскада ЭУ, приведенные к первичной обмотке трансформатора; L_1 — индуктивность первичной обмотки

искажений M или из допустимого угла сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе трансформатора.

Коэффициент частотных искажений трансформаторного входного устройства

$$M = \sqrt{1 + \frac{R_s}{\omega_c L_1}}, \quad (11.13)$$

где R_s — эквивалентное сопротивление цепи первичной обмотки трансформатора;

$\omega_c = 2\pi f_c$ — частота сигнала.

Из рис. 11-14 определим R_s как суммарное сопротивление первичной обмотки $R_u + R_1$, шунтированное приведенным суммарным сопротивлением $R_2' + R_n$

$$R_s = \frac{(R_u + R_1)(R_2' + R_n)}{R_u + R_1 + R_2' + R_n}, \quad (11.14)$$

где

$$R_2' = \frac{R_2}{n_t^2}; \quad R_n' = \frac{R_n}{n_t^2}.$$

Из уравнения (11. 13) получим общее выражение для индуктивности L_1

$$L_1 = \frac{0,159R_3}{f_c \sqrt{M^2 - 1}}. \quad (11. 15)$$

При указанном условии (11. 11) эквивалентное сопротивление цепи (при $R'_2 \ll R_u$) будет

$$R_3 \approx \frac{(R_u + R_1)(R'_2 + R'_H)}{2R_u} \quad (11. 16)$$

и

$$L_1 \approx \frac{0,08 (R_u + R_1)(R'_2 + R'_H)}{R_u f_c \sqrt{M^2 - 1}}. \quad (11. 17)$$

На основании эквивалентной схемы (рис. 11-14, б) угол сдвига фаз определится из соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_3}{\omega_c L_1} = \frac{R_3}{2\pi f_c L_1}. \quad (11. 18)$$

Требуемое значение индуктивности L_1 в этом случае

$$L_1 = \frac{R_3}{2\pi f_c \operatorname{tg} \varphi} \approx \frac{0,08 (R_u + R_1)(R'_2 + R'_H)}{R_u f_c \operatorname{tg} \varphi}. \quad (11. 19)$$

Коэффициент частотных искажений обычно задается в пределах $M = 1,05 \div 1,2$. Так как увеличение L_1 одновременно снижает величину M и φ , следует определить индуктивность L_1 как по условию (11. 17), так и по условию (11. 19) и принять для дальнейших расчетов большее из двух найденных значений индуктивности. Если в составе усиливаемого сигнала имеется постоянная составляющая, то принятое значение индуктивности следует увеличить на 15—20%.

Расчет коэффициента трансформации и индуктивности L_1 переходных (согласующих) трансформаторов производится по формулам (11. 12), (11. 15) и (11. 19), однако здесь в выражение (11. 14) для R_3 вместо сопротивления источника R_u входит величина выходного сопротивления источника предыдущего каскада, а вместо сопротивления R_H — входное сопротивление последующего каскада.

Для определения чисел витков обмоток трансформатора используется известное выражение для индуктивности обмоток со стальным сердечником.

$$L_1 = \mu \frac{W_1^2 S}{l_{cp}} [\text{гН}],$$

где μ — магнитная проницаемость материала сердечника на данной частоте в $\frac{вб}{ам}$;

S — сечение сердечника в $м^2$;

l_{cp} — средняя длина магнитной силовой линии в $м$.

Задавшись отношением $m = \frac{S}{l_{cp}}$, которое для типовых тороидальных сердечников лежит в пределах $(2 \div 5)10^{-4}$ $м$, а для Ш-образных в пределах $(1 \div 3) 10^{-3}$ $м$, для полученной ранее величины L_1 определим требуемое число витков первичной обмотки

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1}{\mu m}}. \quad (11.20)$$

По найденному значению W_1 и определенному ранее коэффициенту трансформации n_T находим число витков вторичной обмотки трансформатора

$$W_2 = n_T W_1.$$

Диаметр проводников обмоток при этом не имеет решающего значения (передаваемая трансформаторами мощность не превышает десятков милливольт) и может быть определен из технологических соображений (допустимого натяжения при намотке, способ укладки и т. д.). Обычно минимальный диаметр проводника $d_{min} \geq 0,05 \div 0,12$ $мм$. Наиболее часто в согласующих и входных трансформаторах применяются тороидальные (витые или штампованные) сердечники, обладающие малой индуктивностью рассеяния.

Материал сердечника — пермаллой 79Н4М, 80НХС и др., имеющие высокую проницаемость при малых сигналах. В цепях с постоянной составляющей применяются пермаллой 45НП, 50НП, 65НП, а также электротехнические стали Э46, Э310, Э330. Для защиты от наводок трансформаторы помещаются в одинарные и двойные экраны из пермаллоя или мягких сталей.

11. 6. Схемы селекции управляющих сигналов

В следящих системах для повышения точности отсчета углов рассогласования управляющий сигнал с датчика (сельсина, потенциометрического датчика и т. п.) поступает на усилительно-преобразовательное устройство по двум каналам: каналу точного отсчета и каналу грубого отсчета. Необходимость применения двух каналов связана с тем; что при малых углах рассогласования и, следовательно, при малых сигналах с датчика величина сигнала сравнима с величиной угловой погрешности датчика. Погрешность

величины сигнала на входе ЭУ (ошибка слежения), усиленная в K раз, может совершенно исказить работу системы.

Для снижения ошибки слежения датчики рассогласования канала точного отсчета соединяются с входным и выходным валами следящей системы через редукторы с передаточными отношениями $q_T \gg 1$. При этом чувствительность датчика увеличивается в q_T раз, а ошибка слежения соответственно уменьшается в q_T раз. Однако, большие значения углов рассогласования при использовании в качестве датчиков сельсинов приведут к получению $q - 1$ ложных синхронных положений [52]. Для

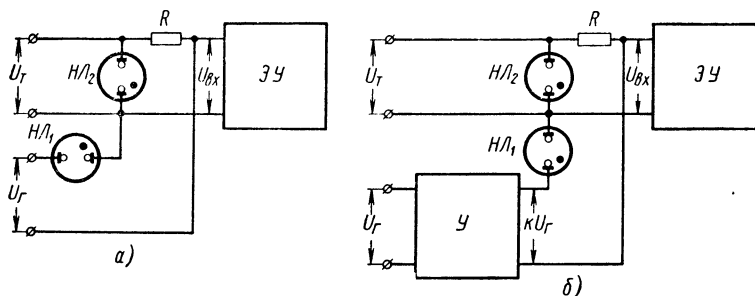


Рис. 11-15. Схемы селекции сигналов при помощи неоновых ламп:

а — простейшая схема; б — схема с электронным усилителем

устранения этого, канал точного отсчета включают в паре с каналом грубого отсчета. При внезапном увеличении угла рассогласования θ до величины $\theta = \theta_{пер}$ включается канал грубого отсчета, датчики которого связаны с валами следящей системы с передаточным отношением $q_2 = 1$. Канал точного отсчета при этом фактически отключается от входа ЭУ и включается снова при $\theta < \theta_{пер}$.

Схемы селекции (разделения) каналов строятся на электромагнитных реле, неоновых и электронных лампах и полупроводниковых диодах. Простейшая схема селекции сигналов на неоновых лампах показана на рис. 11-15, а.

При $\theta < \theta_{пер}$ на вход ЭУ через сопротивление R подается сигнал канала точного отсчета U_T . В этом случае сигнал канала грубого сельсина U_2 меньше напряжения зажигания U_3 неоновой лампы $НЛ_1$.

С ростом угла рассогласования до значения $\theta = \theta_{пер}$ напряжение канала грубого отсчета повышается, при $U_2 = U_3$ неоновая лампа $НЛ_1$ загорается и на вход ЭУ подается напряжение U_2 . Одновременно с этим загорается неоновая лампа $НЛ_2$ и закорачивает вход канала точного отсчета.

Однако такая схема практически не применяется, так как напряжение зажигания обычных неоновых ламп 20—50 в, а напряжение переключения $U_{пер}$ канала грубого отсчета, соответствующее углу $\theta_{пер}$, не превышает 1—2 в. Кроме того, напряжение зажигания неоновых ламп одной серии имеет технологический разброс (10—30% номинального $U_э$) и временную нестабильность того же порядка.

На рис. 11-15, б показана схема селекции на неоновых лампах с применением электронного усилителя $У$. На вход ЭУ подается усиленное напряжение канала грубого отсчета $KU_э$, где K —

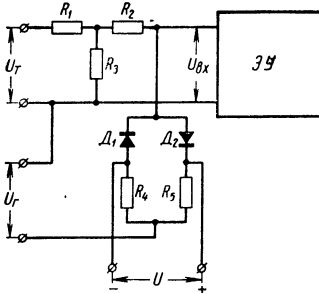


Рис. 11-16. Схема селекции сигналов при помощи полупроводниковых диодов

коэффициент усиления электронного усилителя. При достижении равенства $KU_э = U_э + U_T$ неоновые лампы $НЛ_1$ и $НЛ_2$ зажигаются и на входе ЭУ действует только напряжение канала грубого отсчета $KU_э$. Пренебрегая внутренними сопротивлениями датчиков и принимая, что входное сопротивление ЭУ значительно больше гасящего сопротивления R и внутреннего сопротивления неоновых ламп R_i , для различных углов рассогласования θ можно записать

$$\text{при } \theta < \theta_{пер} \quad U_{вх} = U_T,$$

при $\theta \geq \theta_{пер}$ ток входной цепи ЭУ

$$I = \frac{KU_э - U_э}{R_i + R},$$

и напряжение

$$U_{вх} = KU_э - IR_i = KU_э - \frac{KU_э - U_э}{R_i + R} R_i.$$

Так как

$$\frac{R_i}{R_i + R} \ll 1, \quad \text{то } U_{вх} \approx KU_э.$$

На рис. 11-16 показана схема селекции с использованием полупроводниковых диодов. Сопротивления R_1 , R_2 и R_3 уменьшают сигнал $U_э$ и исключают ложную синхронизацию. При малых углах рассогласования диоды D_1 и D_2 в оба полупериода сигнала $U_э$ заперты постоянным напряжением U , создающим встречные падения напряжения на сопротивлениях R_4 и R_5 . С увеличением $U_э$ при $U_э = U_{пер}$ диоды открываются, и напряжение $U_э$ почти полностью передается на вход ЭУ.

Практические схемы селекции рассмотрены в литературе [52, 81].

12. 1. Выпрямительные устройства

Выпрямительное устройство должно обеспечить на нагрузке постоянное напряжение определенной величины с допустимым коэффициентом пульсаций при заданной мощности в нагрузке и максимальном к. п. д.

Блок-схема выпрямительного устройства приведена на рис. 12-1. Силовой трансформатор T создает на входе вентиль B переменное напряжение, соответствующее требуемому значению выпрямленного напряжения на нагрузке H с учетом потерь в сглаживающем фильтре Φ . Кроме того, отдельные обмотки трансформатора питают вспомогательные цепи ЭУ: цепи накала, смещения, освещения шкал показывающих приборов и т. п.

В качестве вентилей применяются электровакуумные (кенороны), ионные (газотроны, тиратроны) и полупроводниковые приборы — твердые выпрямители (кремниевые, германиевые, селеновые, купроксные). К ним предъявляются требования минимального прямого сопротивления R_{∂} и максимального обратного сопротивления $R_{обр}$. Отношение этих величин определяет коэффициент выпрямления K_v вентиль

$$K_v = \frac{R_{обр}}{R_{\partial}}. \quad (12. 1)$$

Сглаживающие фильтры служат для снижения пульсаций выпрямленного напряжения, которые на выходе вентиль имеют очень большие значения. Допустимая величина пульсаций определяется типом нагрузки и характером ее сопротивления. В общем случае нагрузка вентиль (с учетом реактивности сглаживающего фильтра) носит смешанный (активно-емкостный или активно-индуктивный) характер. Соотношение активной и реактивной составляющих сопротивления нагрузки влияет на форму импульсов выпрямленного напряжения и, следовательно, на среднее значение выпрямленного тока (см. гл. 8).

Рассмотрим простейшие схемы выпрямителей, работающих на активную нагрузку R_c .

Для схемы однополупериодного однофазного выпрямителя (см. рис. 7-1, б), на основании уравнения (7.3), постоянные составляющие (средние значения) выпрямленного напряжения $U_{он}$ и тока $I_{он}$ при $R_n \gg R_d$ выражаются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} U_{он} &= \frac{U_m}{\pi} = \frac{U_{вых}}{2K_\phi} = 0,45U_{вых}; \\ I_{он} &= \frac{I_m}{\pi} = \frac{2}{\pi} I_{вых} = 0,637I_{вых}, \end{aligned} \right\} \quad (12.2)$$

где U_m и I_m — амплитудные значения напряжения вторичной обмотки трансформатора и выпрямленного тока соответственно;

$I_{вых}$ и $U_{вых}$ — действующие значения тока и напряжения вторичной обмотки трансформатора;

K_ϕ — коэффициент формы напряжения вторичной обмотки; при синусоидальной форме напряжения $K_\phi = 1,11$.

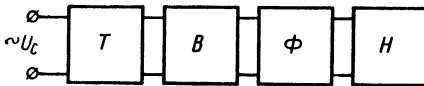


Рис. 12-1. Блок-схема выпрямительного устройства:

T — силовой трансформатор; B — выпрямительный элемент (вентиль); Φ — сглаживающий фильтр; H — нагрузка

Действующее значение тока I_σ , текущего через вентиль, определяется величиной тока $I_{вых}$

$$I_\sigma = I_{вых} = 1,57I_{он}. \quad (12.3)$$

Коэффициент пульсаций напряжения q_0 на выходе выпрямителя составляет

$$q_0 = \frac{U_m}{2U_{он}} = \frac{U_m}{2 \frac{U_m}{\pi}} = 1,57. \quad (12.4)$$

В отрицательный полупериод напряжения $U_{вых}$ к вентилю приложено обратное напряжение

$$U_{обр} = U_m = \pi U_{он} = 3,14U_{он}. \quad (12.5)$$

Частота пульсаций выпрямленного напряжения

$$f_n = f_c, \quad (12.6)$$

где f_c — частота сети питающего напряжения.

Описанная схема выпрямителя проста, но обладает высоким коэффициентом пульсаций и малым значением выпрямленного напряжения $U_{он}$. Недостатком схемы является также то, что ток $I_{он}$, текущий во вторичной обмотке, вызывает постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, увеличивая потери в стали.

Двухполупериодная однофазная схема выпрямителя со средней точкой (см. рис. 7-2, а) имеет следующие параметры:

$$\left. \begin{aligned} U_{OH} &= \frac{2U_m}{\pi} = \frac{U_{вых}}{K_\phi} = 0,9U_{вых}; \\ I_{OH} &= \frac{2I_m}{\pi} = \frac{4}{\pi} I_{вых} = 1,27I_{вых}; \\ I_\sigma &= \frac{I_{вых}}{\sqrt{2}} = 0,707I_{OH}; \\ q_0 &= \frac{U_m}{2U_{OH}} = \frac{U_m}{2 \frac{2U_m}{\pi}} = 0,78; \\ U_{обр} &= 2U_m = \pi U_{OH} = 3,14U_{OH}; \quad f_n = 2f. \end{aligned} \right\} (12.7)$$

Схема отличается меньшим коэффициентом пульсаций и меньшим (при одинаковом с однополупериодной схемой значении U_{OH}) обратным напряжением. Ток I_{OH} протекает поочередно по обеим половинам вторичной обмотки и постоянные составляющие магнитного потока в сердечнике взаимно компенсируются. Недостатком схемы можно считать необходимость применения двух симметричных обмоток трансформатора, что не всегда удобно.

Мостовая однофазная схема двухполупериодного выпрямителя (см. рис. 7-2, б) не требует вывода средней точки вторичной обмотки и в случае совпадения напряжения сети U_c с требуемым значением $U_{вых}$ может включаться непосредственно на зажимы питающей сети.

Основные параметры схемы

$$\left. \begin{aligned} U_{OH} &= \frac{2U_m}{\pi} = \frac{U_{вых}}{K_\phi} = 0,9U_{вых}; \\ I_{OH} &= \frac{2I_m}{\pi} = \frac{I_{вых}}{K_\phi} = 0,9I_{вых}; \\ I_\sigma &= 0,707I_{вых} = 0,78I_{OH}; \\ q_0 &= \frac{U_m}{2U_{OH}} = 0,78; \quad f_n = 2f_c; \\ U_{обр} &= \frac{2U_m}{2} = \frac{\pi U_{OH}}{2} = 1,57U_{OH}. \end{aligned} \right\} (12.8)$$

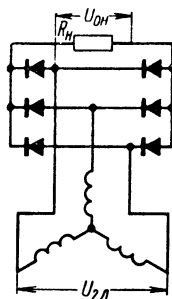


Рис. 12-2. Трехфазная мостовая схема выпрямителя

Применяется также трехфазная мостовая двухполупериодная схема выпрямителя (рис. 12-2).

Основные параметры схемы

$$\left. \begin{aligned}
 U_{он} &= \sqrt{2}U_{2л} \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 1,35U_{2л} = 2,34U_{2ф}; \\
 I_{он} &= I_m \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,95I_m; \\
 I_{\theta} &= 0,7I_{вых} = 0,58I_{он}; \\
 q_0 &= \frac{\sqrt{2}U_{2л} \sin \frac{\pi}{6}}{2U_{он}} = 0,26; \\
 U_{обр} &= \frac{1}{\frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6}} U_{он} = 1,05U_{он}; \\
 f_n &= 3f_c.
 \end{aligned} \right\} (12.9)$$

Трехфазные мостовые выпрямители отличаются высоким значением выпрямленного напряжения, весьма низким коэффициентом пульсаций и равномерной загрузкой трехфазной питающей сети переменного тока. Они применяются в схемах мощных (свыше 1 кВт) выпрямительных устройств.

При увеличении числа фаз выпрямленного напряжения величина коэффициента пульсаций будет все время уменьшаться. Однако увеличение числа фаз связано с необходимостью применения специальных многофазных генераторов и схем, что сложно и экономически невыгодно.

Допустимые значения коэффициентов пульсаций в процентах (по отношению к $U_{он}$) для некоторых видов нагрузки даны в табл. 12-1.

Таблица 12-1

Нагрузка выпрямительного устройства	Допустимый коэффициент пульсаций на нагрузке q_n в %
Коллекторные и эмиттерные цепи транзисторных усилителей	0,05—0,5
Обмотки поляризованных реле и механизмов . . .	0,1—0,5
Анодные цепи электронных усилителей:	
входные каскады	0,1—0,5
выходные каскады	0,6—2,0
Обмотки электродвигателей и генераторов постоянного тока, электромашинных усилителей . . .	0,5—2,0
Электронные реле, обмотки нейтральных электромагнитных реле и контакторов	0,5—5,0

Основным параметром сглаживающих фильтров, применяемых для сглаживания пульсаций на выходе выпрямителей, является коэффициент сглаживания K_c , определяющий отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра (q_0) к коэффициенту пульсаций на выходе фильтра (q_H):

$$K_c = \frac{q_0}{q_H}. \quad (12.10)$$

Сглаживающие фильтры должны вносить минимальные потери, не создавать наводок в смежные блоки устройства, обеспечивать заданное значение K_c в широком диапазоне изменения

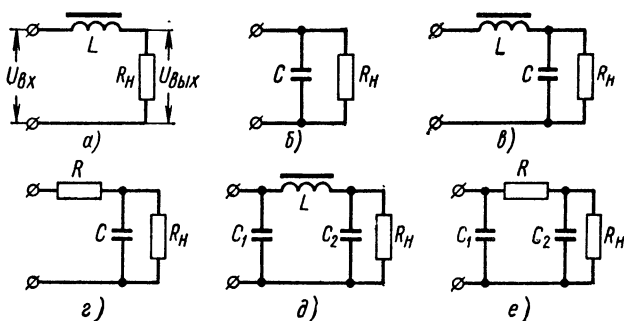


Рис. 12-3. Сглаживающие фильтры:

a — индуктивный, *б* — емкостный; *в* — Г-образный LC-фильтр; *г* — Г-образный RC-фильтр; *д* — П-образный LC-фильтр; *е* — П-образный RC-фильтр

режима работы и не вносить искажений в работу питаемого устройства.

Основные схемы сглаживающих фильтров приведены на рис. 12-3.

Индуктивный фильтр (рис. 12-3, *a*) состоит из низкочастотного дросселя L , включенного последовательно с нагрузкой. Активное сопротивление обмотки дросселя обычно мало $R_{\partial p} = (0,01 \div 0,05) R_H$ и среднее значение напряжения на нагрузке почти не уменьшается. В то же время большое индуктивное сопротивление дросселя способствует эффективному подавлению переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Коэффициент сглаживания индуктивного фильтра

$$K_c = \frac{\sqrt{(R_H + R_{\partial p})^2 + (2\pi f_n L)^2}}{R_H + R_{\partial p}}. \quad (12.11)$$

Отсюда индуктивность дросселя L при заданном коэффициенте сглаживания K_c ($K_c \gg 1$) и при $R_n \gg R_{\partial p}$

$$L \approx \frac{K_c R_n}{2\pi f_n} [\text{гн}]. \quad (12.12)$$

Как следует из выражения (12.11), индуктивный фильтр эффективнее работает при малых значениях R_n . С изменением тока нагрузки изменяется индуктивность дросселя и, следовательно, величина K_c . Величина напряжения $U_{он}$ на нагрузке изменяется незначительно, т. е. индуктивный фильтр обладает хорошей стабильностью. При однополупериодном выпрямлении индуктивный фильтр малоэффективен: индуктивность увеличивает длительность импульсов тока через вентиль, но не может создать непрерывное напряжение на нагрузке.

Емкостный фильтр (рис. 12-3, б) применяется в маломощных выпрямительных устройствах с высокоомной неизменной нагрузкой. При прочих равных условиях величина пульсаций на нагрузке, а следовательно, и величина среднего значения напряжения $U_{он}$, зависит от величины емкости C . Предполагая, что время заряда конденсатора очень мало по сравнению со временем его разряда¹ и считая время разряда равным $t_p \approx T_n = \frac{1}{f_n}$ определяем величину напряжения пульсаций на емкости при малых углах отсечки

$$U_n \approx U_m \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau_p}}\right),$$

где $\tau_p = R_n C$ — постоянная времени разряда.

Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_{он} \approx U_m - \frac{U_n}{2} \left(1 + e^{-\frac{1}{T_n R_n C}}\right). \quad (12.13)$$

Коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке емкостного фильтра

$$q_n = \frac{1}{2f_n R_n C}. \quad (12.14)$$

Тогда при заданном коэффициенте пульсаций q_n величина емкости фильтра

$$C = \frac{10^6}{2q_n f_n R_n} [\text{мкф}]. \quad (12.15)$$

¹ Постоянная времени заряда $\tau_z = R_{\partial} C$, где R_{∂} — прямое сопротивление вентиля.

Из выражений (12. 13) и (12. 14) следует, что напряжение $U_{он}$ и коэффициент пульсаций q_n зависят от величины нагрузки, т. е. фильтр обладает плохой стабильностью. При очень малых нагрузках ($R_n \rightarrow \infty$) среднее значение напряжения на нагрузке стремится к значению U_m . Обратное напряжение на вентилях повышается. Во время заряда конденсатора через вентили протекают зарядные токи в виде коротких импульсов высокой интенсивности.

Изображенный на рис. 12-13, в Г-образный LC -фильтр обладает меньшими по сравнению с емкостным фильтром токами заряда и более эффективным сглаживанием пульсаций. Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_c = (2\pi f_n)^2 LC - 1. \quad (12. 16)$$

Во избежание резонансных явлений в фильтре собственная частота фильтра f_0 должна быть ниже частоты пульсаций f_n .

Приведенный на рис. 12-13, з Г-образный RC -фильтр применяется при малых токах нагрузки и небольших требуемых коэффициентах сглаживания. Элементы фильтра просты и дешевы, имеют малые габаритные размеры и вес.

Коэффициент сглаживания фильтра

$$K_c = \sqrt{(2\pi f_n RC)^2 + 1},$$

или (при $2\pi f_n RC \gg 1$)

$$K_c \approx 2\pi f_n RC. \quad (12. 17)$$

Недостаток такого RC -фильтра — большое падение напряжения на сопротивлении R , однако благодаря этому импульсы зарядного тока в вентилях значительно снижены по сравнению с импульсами в LC -фильтре.

Представленные на рис. 12-3, д, е П-образные LC - и RC -фильтры наиболее совершенные в отношении величин коэффициента сглаживания и напряжения на нагрузке $U_n = U_{он}$. Коэффициент сглаживания таких фильтров можно представить произведением коэффициентов сглаживания отдельных звеньев (каскадов) составного фильтра

$$K_c = K_{cI} K_{cII}, \quad (12. 18)$$

где K_{cI} — коэффициент сглаживания 1-го звена (емкостного фильтра);

K_{cII} — коэффициент сглаживания 2-го звена (Г-образного LC - или RC -фильтра).

Для получения больших коэффициентов сглаживания применяются сложные многозвенные Г-образные или П-образные

фильтры, а также резонансные фильтры, настроенные на величину первой или высших гармоник частоты пульсаций (фильтры-пробки).

Для сглаживания пульсаций можно также использовать свойство ламповых и полупроводниковых приборов, оказывать разное сопротивление постоянному и переменному току. На рис. 12-4, а показана схема сглаживающего фильтра с транзистором, включенным по схеме с общей базой.

Коллекторная цепь транзистора используется здесь в качестве дросселя аналогичного П-образного LC-фильтра. Конденсаторы $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ играют роль обычных емкостей фильтра. Сопротивление R_1 и конденсатор C_1 определяют постоянную времени

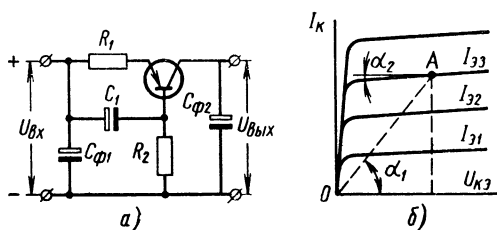


Рис 12-4. Транзисторный сглаживающий фильтр:

а — схема фильтра, б — коллекторные (выходные) характеристики транзистора

фильтра $\tau_{\phi} = R_1 C_1$, величина которой выбирается достаточно большой для обеспечения постоянства тока эмиттера I_3 за время одного периода пульсаций. Если пренебречь значением сопротивления эмиттерного $p-n$ -перехода, то ток эмиттера

$$I_3 \approx \frac{U_{c1}}{R_1} = \text{const.}$$

Сопротивление R_2 обеспечивает заданный режим работы транзистора по постоянному току. Сопротивление транзистора постоянному току R_p определяется из коллекторных характеристик (рис. 12-4, б)

$$R_p = \text{arc ctg } \alpha_1 = \frac{U_{кз}}{I_k},$$

где $U_{кз}$ и I_k — координаты рабочей точки А транзистора.

Сопротивление транзистора переменному току равно его выходному сопротивлению $r_{вых}$, определенному по тем же характеристикам

$$r_{вых} = \text{arc ctg } \alpha_2 = \frac{\Delta U_{кз}}{\Delta I_k},$$

где $\Delta U_{кз}$ и ΔI_k — соответственно приращения коллекторного напряжения и тока в окрестности рабочей точки.

Из сравнения R_p и $r_{вых}$ видно, что

$$r_{вых} \gg R_p, \quad (12.19)$$

следовательно, транзистор будет сглаживать пульсации выпрямленного тока тем эффективнее, чем больше неравенство (12. 19).

Коэффициент сглаживания транзисторного фильтра [55]

$$K_c = \frac{R_1 R_2 r_{вых}}{\frac{1}{2\pi f_n C_{\phi 1}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(R_1 + \alpha r_{вых})^2 \frac{1}{2\pi f_n C_{\phi 1}} + R_1^2}}. \quad (12. 20)$$

Падение напряжения постоянного тока на фильтре

$$\Delta U_{\phi} = R_1 U_{он} + U_{кэ}. \quad (12. 21)$$

Требуемое значение емкости C_1

$$C_1 \geq \frac{1}{2f_n R_1}. \quad (12. 22)$$

Эквивалентная индуктивность транзистора при замене его дросселем

$$L_{экв} = \frac{r_{вых}}{2\pi f_n}. \quad (12. 23)$$

К достоинствам транзисторного фильтра относится высокий коэффициент сглаживания, малое падение напряжения на фильтре и хорошая стабильность выходного напряжения при медленном изменении $U_{вх}$. Недостатки фильтра: температурная зависимость параметров фильтра и опасность перегрузок и коротких замыканий цепи.

Коэффициент полезного действия выпрямительного устройства определяется как отношение среднего значения мощности в нагрузке $P_{он} = I_{он} U_{он}$ к активной мощности, потребляемой из сети P_1 :

$$\eta_v = \frac{P_{он}}{P_1} = \frac{P_{он}}{P_{он} + P_{тр} + P_{\theta} + P_{\phi}}, \quad (12. 24)$$

где $P_{тр}$ — потери мощности в силовом трансформаторе;

$$P_{\theta} = \sum_{i=1}^n R_{\theta} I_{\theta}^2 \text{ — потери в вентилях;}$$

n — число вентиляей;

$$P_{\phi} = I_{он}^2 R_{\phi} \text{ — потери в фильтре.}$$

При использовании в выпрямителях электронных ламп — кенотронов потери увеличиваются на величину мощности, потребляемой в накальных цепях кенотронов.

Рассмотрим методику расчета выпрямительного устройства на примере двухполупериодного выпрямителя со средней точкой и П-образным индуктивно-емкостным фильтром.

Пример. Рассчитаем выпрямительное устройство по следующим данным: номинальное выпрямленное напряжение на нагрузке $U_{он} = 100$ в, номинальный ток нагрузки $I_{он} = 0,8$ а, допустимый коэффициент пульсаций, напряжения на нагрузке $q_n \leq 0,02$. Питание устройства осуществляется от сети переменного тока 115 в, 400 гц.

Требуемый коэффициент сглаживания П-образного фильтра

$$K_c = K_{cI} K_{cII} \geq \frac{0,78}{0,02} = 39.$$

Задаваясь величиной коэффициента пульсации на первом конденсаторе C_1 фильтра $q_1 = 0,5$, из формулы (12. 15) определяем величину C_1 :

$$C_1 = \frac{10^6}{2 \cdot 0,5 \cdot 800 \cdot 125} = 10 \text{ мкф.}$$

Коэффициент сглаживания емкостной части фильтра

$$K_{cI} = \frac{0,78}{0,5} = 1,56.$$

Требуемый коэффициент сглаживания Г-образного LC-фильтра

$$K_{cII} = \frac{39}{1,56} = 25.$$

Из выражения (12. 16), выразив индуктивность L в генри, а емкость C_2 в фарадах, для Г-образного фильтра получим

$$LC_2 = \frac{K_{cII} + 1}{(2\pi f_n)^2} = \frac{25 + 1}{(6,28 \cdot 800)^2} = 6,45 \cdot 10^{-6} \text{ [зн. ф].}$$

Приняв величину второго конденсатора фильтра $C_2 = C_1 = 10$ мкф, определим величину индуктивности дросселя фильтра

$$L = \frac{6,45 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6}} = 0,645 \text{ зн.}$$

Задаваясь падением напряжения ΔU_ϕ на активном сопротивлении дросселя $R_{др}$, $\Delta U_\phi = 0,02 U_{он} = 1,6$ в, определяем требуемую величину $R_{др}$:

$$R_{др} = \frac{\Delta U_\phi}{I_{он}} = \frac{1,6}{0,8} = 2 \text{ ома.}$$

Напряжение на входе фильтра

$$U'_{он} = U_{он} + \Delta U_\phi = 100 + 1,6 = 101,6 \text{ в.}$$

Амплитудное напряжение половины вторичной обмотки силового трансформатора U_m определяем из выражения (12. 13)

$$U_m \approx \frac{2U_{он}}{1 + e^{-\frac{1}{f_n R_n C_1}}} = \frac{203,2}{1 + e^{-\frac{10^6}{400 \cdot 125 \cdot 10}}} = 180 \text{ в.}$$

По величине выпрямленного тока $I_{он} = 0,8$ а и напряжения U_m выбираем германиевые полупроводниковые диоды Д-302 (по два в плече) с параметрами: $I_{он \max} = 1$ а, $U_{обр \max} = 200$ в. Падение напряжений на диоде $\Delta U_\phi = 0,25$ в

Действующие значения напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора

$$U_{\text{вых}} = \frac{180}{\sqrt{2}} = 126 \text{ в};$$

$$I_{\text{вых}} = \frac{0,8}{1,27} = 0,63 \text{ а}$$

Из соотношения (12. 24) определяем потери мощности в выпрямительном устройстве.

Номинальная мощность в нагрузке

$$P_{\text{он}} = 100 \cdot 0,8 = 80 \text{ вт.}$$

Потери в вентилях

$$P_{\text{в}} = I_{\text{он}} \cdot \Delta U_{\text{в}} = 0,8 \cdot 0,5 = 0,4 \text{ вт.}$$

Потери в фильтре

$$P_{\text{ф}} = I_{\text{он}}^2 R_{\text{др}} = 0,8^2 \cdot 2 \approx 1,32 \text{ вт}$$

Величину потерь в трансформаторе ориентировочно принимаем

$$P_{\text{тр}} = 0,2P = 16 \text{ вт.}$$

Мощность, потребляемая выпрямителем из питающей сети,

$$P_1 = \sum P = 80 + 16 + 1,32 + 0,4 \approx 98 \text{ вт.}$$

К. п. д. выпрямительного устройства

$$\eta_{\text{в}} = \frac{P_{\text{он}}}{P_1} = \frac{80}{98} \approx 0,8.$$

12. 2. Транзисторные преобразователи постоянного напряжения

При питании аппаратуры систем автоматического управления от низковольтных сетей постоянного тока напряжением 12—30 в часто возникает необходимость повышения напряжения до величины 100—300 в. Применяемые обычно для этой цели электромашинные преобразователи (умформеры) имеют ряд существенных недостатков: низкий к. п. д., большие поля рассеяния, большие габаритные размеры и вес, малый срок службы.

Статические транзисторные преобразователи (автогенераторы) обладают высоким (до 90%) к. п. д., не имеют подвижных частей, не создают наводок в окружающей аппаратуре, имеют в 8—10 раз меньшие по сравнению с умформерами габаритные размеры, малый вес и значительно большую долговечность.

Одна из распространенных схем таких преобразователей — автотрансформаторная — показана на рис. 10-29.

Принцип действия автогенераторов описан в п. 10. 14. Выходное напряжение преобразователя $U_{\text{вых}}$ в виде периодических прямоугольных импульсов может применяться непосредственно для питания приборов переменного тока, не требующих строго синусоидальной формы напряжения (обмотки индуктивных датчиков, магнитных усилителей и др.), а также при последующем выпрямлении и сглаживании пульсаций для питания анодных цепей электронных устройств. В последнем случае величина емкостей и индуктивностей фильтров может быть значительно снижена, так как частота выходного напряжения преобразователя обычно равна 1000—2000 гц, что значительно выше частоты промышленных сетей переменного тока.

При расчете преобразователя исходим из условия обеспечения необходимой мощности в нагрузке $P_{вых}$:

$$P_{вых} = I_H R_H = \eta_{пр} I_K U_{кэ}, \quad (12.25)$$

где $\eta_{пр}$ — к. п. д. преобразователя ($\eta_{пр} = 0,8 \div 0,9$);

I_K — номинальное значение тока коллектора транзистора, $I_K < I_{K доп}$;

$U_{кэ}$ — номинальное напряжение на коллекторе, $U_{кэ} < 2U_n$.

Полагая величины $U_{вх}$, I_H , R_H и $U_{вых}$ заданными, определяем тип и количество применяемых транзисторов.

Частота выходного напряжения преобразователя

$$f = \frac{U_n 10^8}{4SfW_{II}B_S}, \quad (12.26)$$

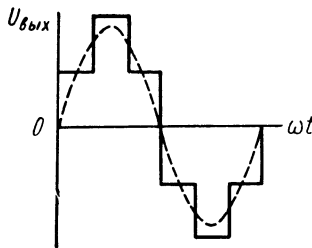
где S — сечение сердечника трансформатора;
 W_{II} — число витков половины коллекторной обмотки;

B_S — индукция насыщения сердечника.

Потребная площадь сечения сердечника

$$S = \frac{U_n 10^8}{4SfW_{II}B_S}. \quad (12.27)$$

Рис. 12-5. Улучшенная форма выходного напряжения преобразователя



Дальнейшее развитие транзисторных преобразователей идет по пути увеличения мощностей и повышения выходных напряжений, а также по пути конструирования трехфазных преобразователей с формой кривой напряжения, близкой к синусоидальной (рис. 12-5).

Значительное снижение габаритных размеров и веса статических трехфазных преобразователей представляет широкую перспективу использования их в системах управления подвижных объектов (самолеты, суда и т. п.).

12. 3. Ламповые и полупроводниковые стабилизаторы тока и напряжения

Точность работы любого электрического устройства в значительной степени зависит от постоянства режима питания данного устройства. Нарушение режима питания может быть вызвано многими причинами: а) колебаниями напряжения питающей сети из-за изменения количества потребителей электроэнергии в течение суток (коэффициента одновременности включения потребителей), изменения числа оборотов первичных генераторов (до 30—50% от номинального) в автономных (судовых, самолетных и т. п.) электросетях; б) изменением давления и температуры воздуха; в) нарушением нормального режима работы отдельных блоков устройства вследствие коротких замыканий, утечек или нарушения контакта в электрических цепях и т. п.

Независимо от применяемых элементов и вида стабилизируемой величины все стабилизаторы делятся на две основные группы: параметрические и компенсационные.

Параметрические стабилизаторы основаны на использовании нелинейных сопротивлений (см. п. 2. 9). Такие стабилизаторы отличаются простотой схемы и малым числом элементов, однако имеют невысокое качество стабилизации и ограниченную мощность.

Компенсационные стабилизаторы (стабилизаторы с обратной связью) — сравнительно сложные устройства, использующие принципы теории автоматического регулирования. Они отличаются высокими стабилизирующими свойствами и большой универсальностью применения.

Качество работы стабилизатора оценивается коэффициентом стабилизации $K_{ст}$:

$$K_{ст} = \frac{\frac{\Delta Y}{Y_{ном}}}{\frac{\Delta X}{X_{ном}}} > 1, \quad (12. 28)$$

где $Y_{ном}$ и $X_{ном}$ — номинальные значения входной и выходной величин стабилизатора соответственно;

ΔY и ΔX — отклонения входной и выходной величин от их номинальных значений.

В общем случае входная и выходная величины стабилизатора могут иметь различную физическую природу.

Параметрические стабилизаторы. Наиболее простым и распространенным стабилизатором тока является бареттер (см. п. 2. 10). Обычно он применяется для стабилизации тока в цепях накала электронных ламп. Простейшая схема включения бареттера с нагрузкой показана на рис. 12-6.

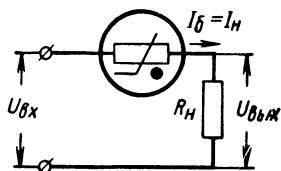


Рис. 12-6. Простейшая схема включения бареттера с нагрузкой

Графики вольт-амперных характеристик бареттера и нагрузки, соответствующие режиму работы схемы при изменении напряжения и неизменном сопротивлении нагрузки приведены на рис. 12-7.

Номинальное значение напряжения питания $U_{вх ном}$ соответствует середине участка бареттирования — току $I_{б ср} = I_{н ном}$. При изменении напряжения питания от $U_{вх мин}$ до $U_{вх max}$ ток в цепи бареттера и нагрузки изменяется от $I_{б мин}$ до $I_{б max}$. Согласно зависимости (12. 28) коэффициент стабилизации схемы определяется выражением

$$K_{ст} = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх ном}}}{\frac{\Delta I_{н}}{I_{н ном}}}. \quad (12. 29)$$

Из рис. 12-7 определяются величины $\Delta U_{вх}$, $\Delta I_{н}$, $I_{н ном}$.

Подставив найденные значения этих величин в выражение (12. 29), получим

$$K_{ст} = \frac{R_{б\delta} I_{н ном}}{U_{вх ном}}; \quad (12. 30)$$

здесь $R_{б\delta} = \frac{U_{б max} - U_{б min}}{I_{б max} - I_{б min}}$ — дифференциальное сопротивление бареттера на участке бареттирования.

При $R_n = \text{const}$ бареттер стабилизирует также и напряжение на нагрузке $U_n = I_n R_n$, а при $U_{вх} = \text{const}$, $R_n = \text{var}$ (рис. 12-8)

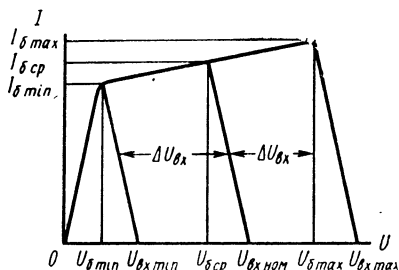


Рис. 12-7. Вольт-амперные характеристики к рис. 12-6 при $R_n = \text{const}$, $U_{вх} = \text{var}$

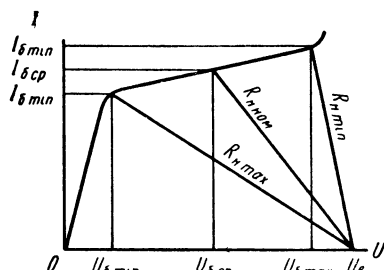


Рис. 12-8. Вольт-амперные характеристики к рис. 12-6 при $U_{вх} = \text{const}$, $R_n = \text{var}$

бареттер стабилизирует ток в пределах $2\Delta I_n$. При этом пределы изменения сопротивления нагрузки

$$\left. \begin{aligned} R_{н max} &= \frac{U_{вх} - U_{б min}}{I_{б min}}; \\ R_{н min} &= \frac{U_{вх} - U_{б max}}{I_{б max}}. \end{aligned} \right\} \quad (12. 31)$$

Величины напряжения начала $U_{б min}$ и конца бареттирования $U_{б max}$ и соответствующие им токи $I_{б min}$ и $I_{б max}$ берутся из паспортных данных бареттера. Этих значений достаточно для расчетов схемы стабилизации.

Тепловая инерция бареттеров значительна; следовательно, они могут быть использованы для стабилизации как постоянного, так и переменного тока (бареттер не искажает форму кривой напряжения). Искажения наступают лишь при соотношении $I_b \approx \approx \frac{1}{f_{min}}$, где I_b — тепловая постоянная времени бареттера (порядка 1—2 мин); f_{min} — низшая частота входного напряжения.

При несовпадении тока бареттирования с требуемым током нагрузки допускается параллельное соединение бареттеров. По-

следовательное соединение не рекомендуется, так как даже небольшая разница в напряжениях бареттирования (зависящая от дифференциального сопротивления бареттеров) может привести к их неравномерной нагрузке.

Газоразрядные стабилизаторы напряжения (стабилитроны) применяются для стабилизации сравнительно высоких (75—300 в) постоянных (реже переменных) напряжений. Простейшая схема включения стабилитрона с нагрузкой показана на рис. 12-9.

Для получения достаточно широкого диапазона стабилизации по изменению входного напряжения сопротивление нагрузки R_H должно быть высоким, т. е. должно выдерживаться соотношение $R_H \gg R_{стд}$, где

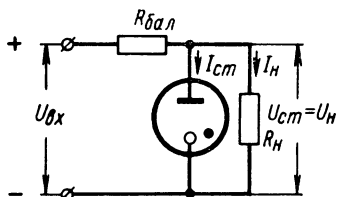


Рис. 12-9. Простейшая схема включения стабилитрона с нагрузкой

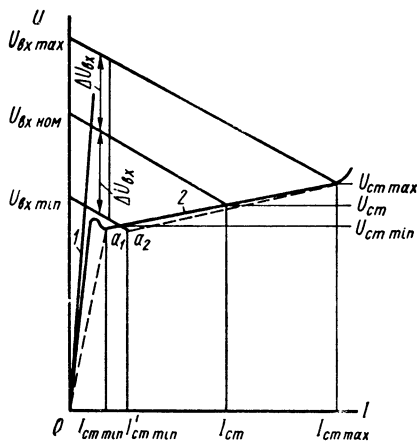


Рис. 12-10. Вольт-амперные характеристики к рис. 12-9

$R_{стд} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона на участке стабилизации.

Величина балластного (гасящего) сопротивления $R_{бал}$, ограничивающего ток стабилитрона, определяется выражением

$$R_{бал} = \frac{U_{вх ном} - U_{ст}}{I_{ст} + I_H}, \quad (12.32)$$

где $U_{ст}$ — номинальное (паспортное) значение напряжения стабилитрона;

$I_{ст}$ — ток стабилитрона, соответствующий середине участка стабилизации;

I_H — ток нагрузки.

При изменяющемся $U_{вх}$ и неизменном R_H вольт-амперные характеристики стабилитрона 2 и нагрузки 1 соответствуют рис. 12-10.

При соблюдении условия $R_H \gg R_{стд}$ суммарная вольт-амперная характеристика схемы почти не отличается от вольт-амперной

характеристики стабилитрона, и точки a_1 и a_2 лежат достаточно близко друг к другу. В этом случае

$$I'_{сг \min} = I_{сг \min} + I_n \approx I_{сг \min},$$

где $I'_{сг \min}$ — минимальный ток в сопротивлении $R_{бал}$;

$I_{сг \min}$ — минимальный (начальный) паспортный ток стабилитрона.

Коэффициент стабилизации схемы, приведенной на рис. 12-9, определяется выражением

$$K_{сг} = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{сг \text{ ном}}}}{\frac{\Delta U_{сг}}{U_{сг \text{ ном}}}}, \quad (12.33)$$

где

$$\Delta U_{вх} = \frac{U_{вх \max} - U_{вх \min}}{2}.$$

На основании рис. 12-9 и 12-10, с учетом того, что $\Delta U_{вх} \gg \Delta U_{сг}$ и $\Delta I_{сг} \gg I_n = \frac{\Delta U_{сг}}{R_n}$, можно записать

$$U_{сг \max} \approx U_{сг \min} \approx U_{сг};$$

$$I_n \max \approx I_n \min \approx I_n;$$

$$U_{вх \max} = U_{сг} + (I_{сг \max} + I_n) R_{бал};$$

$$U_{вх \min} = U_{сг} + (I_{сг \min} + I_n) R_{бал};$$

$$\Delta U_{вх} = \Delta I_{сг} R_{бал}.$$

Отсюда коэффициент стабилизации схемы

$$K_{сг} = \frac{\Delta I_{сг} R_{бал} U_{сг}}{U_{вх \text{ ном}} \Delta I_{сг}} = \frac{R_{бал} U_{сг}}{R_{сг \partial} U_{вх \text{ ном}}}.$$

Введем коэффициент $n_{сг}$, учитывающий падение напряжения на сопротивлении $R_{бал}$:

$$n_{сг} = \frac{U_{вх \text{ ном}}}{U_{сг}}.$$

Окончательно получим

$$K_{сг} = \frac{R_{бал}}{R_{сг \partial} n_{сг}} = \frac{U_{сг} (n_{сг} - 1)}{n_{сг} R_{сг \partial} (I_{сг} + I_n)}. \quad (12.34)$$

При неизменном $U_{вх}$ и меняющемся сопротивлении нагрузки схема сохраняет стабилизирующие свойства. Допустимые значе-

ния R_n в пределах которых выходное напряжение изменяется не больше, чем на $\pm \Delta U_{ст}$, будут

$$\left. \begin{aligned} R_{n \max} &= \frac{U_{ст \max}}{I_{n \text{ ном}} - \Delta I_{ст}}; \\ R_{n \min} &= \frac{U_{ст \min}}{I_{n \text{ ном}} + \Delta I_{ст}}. \end{aligned} \right\} \quad (12. 35)$$

Для повышения коэффициента стабилизации можно применять каскадное соединение стабилизаторов. Коэффициент стабилизации двухкаскадного стабилизатора (рис. 12-11) будет

$$K_{ст} = K_{ст I} K_{ст II},$$

где $K_{ст I}$ и $K_{ст II}$ — коэффициенты стабилизации первого и второго каскадов соответственно. Для облегчения зажигания один из стабилизаторов первого каскада часто шунтируют сопротивлением.

Параллельное включение стабилизаторов не рекомендуется, так как отличие их вольт-амперных характеристик приводит к перегрузке одного и недогрузке другого стабилизатора.

Ярко выраженные выпрямляющие свойства стабилизаторов препятствуют непосредственному применению их для стабилизации

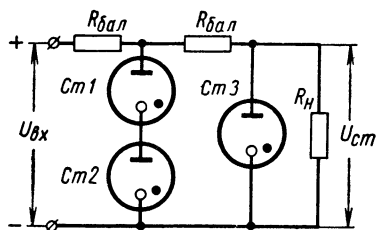


Рис. 12-11. Двухкаскадная схема включения стабилизаторов

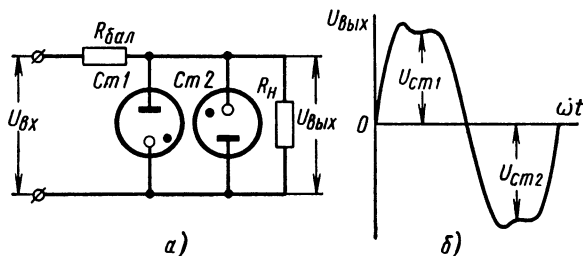


Рис. 12-12. Схема стабилизации переменного напряжения:

а — схема стабилизатора; б — форма выходного напряжения

ции переменного напряжения. Однако, если к форме кривой стабилизированного напряжения не предъявляется особых требований, можно использовать схему, приведенную на рис. 12-12, а.

Благодаря встречно-параллельному включению стабилизаторов, каждый из них работает поочередно во время соответствующего

полупериода. В схеме стабилизируется среднее значение напряжения, определяемое формой кривой выходного напряжения (рис. 12-12, б).

Такие схемы могут применяться для питания индуктивных или потенциометрических датчиков.

В отличие от бареттера, стабилитрон — безынерционный элемент и его действие может рассматриваться как действие конденсатора сглаживающего фильтра, эквивалентная емкость которого

$$C_{\text{фз}} = \frac{1}{2\pi f R_{\text{сгд}}} \quad (12.36)$$

К наиболее распространенным полупроводниковым стабилизаторам напряжения относятся кремниевые стабилитроны. Они предназначены для стабилизации низких (7—15 в) напряжений постоянного тока.

Схема стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне показана на рис. 12-13.

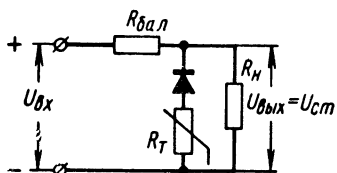


Рис. 12-13. Простейшая схема стабилизации на кремниевом стабилитроне

Для температурной компенсации в цепь стабилитрона часто включается термозависимое сопротивление — терморезистор. Принципы работы и методы расчета схем с кремниевыми стабилитронами не отличаются от газоразрядных стабилитронов. Благодаря малым значениям стабилизируемых напряжений они широко применяются в полупроводниковых усилителях для стабилизации режимов транзисторов.

Из параметрических полупроводниковых стабилитронов находят также применение варисторы, терморезисторы и полупроводниковые диоды. Однако, применение их ограничивается малыми входными мощностями и более резкой температурной зависимостью.

Компенсационные стабилизаторы. Эти стабилизаторы построены по схеме замкнутых автоматических устройств и обладают всеми свойствами, присущими таким устройствам.

Упрощенные блок-схемы компенсационных стабилизаторов с последовательным включением регулирующего элемента показаны на рис. 12-14.

На рис. 12-14, а регулирование выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ осуществляется со стороны входа. Изменение напряжения $U_{\text{вх}}$ через воспринимающий B и усилительный $У$ элементы подается на регулирующий элемент P , сопротивление которого изменяется в зависимости от напряжения, приложенного к его управляющему

электроду. Колебания входного напряжения будут полностью скомпенсированы на выходе стабилизатора при условии

$$\Delta U_{вх} - \gamma K U_{вых} = 0,$$

или

$$\Delta U_{вх} = \gamma K U_{вых},$$

где γ — коэффициент передачи воспринимающего элемента;

$K = K_1 K_2$ — общий коэффициент передачи усилительного и регулирующего элементов.

В этом случае $K_{ст} = \infty$. В практике при тщательном подборе параметров элементов стабилизатора можно получить коэффициенты стабилизации до нескольких сотен и выше. Однако отсут-

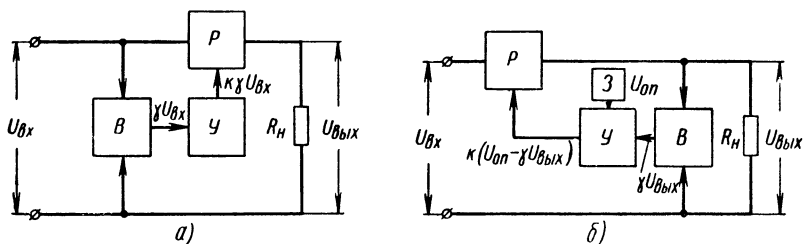


Рис. 12-14. Блок-схемы компенсационных стабилизаторов:

а — с управлением со стороны входа; б — с управлением со стороны выхода

ствие обратной связи (связи входа с выходом) в схеме не позволяет стабилизировать выходное напряжение при изменении сопротивления нагрузки, так как изменения выходного тока $I_{вых}$ не передаются на регулирующий элемент стабилизатора.

Схема компенсационного стабилизатора с управлением со стороны выхода (рис. 12-14, б) позволяет стабилизировать $U_{вых}$ независимо от причин, вызвавших его изменение. Здесь отрицательная обратная связь по напряжению осуществляется через воспринимающий и усилительный элементы. Требуемая величина $U_{вых}$ может быть установлена при помощи задающего элемента З, с выхода которого снимается эталонное (опорное) напряжение $U_{оп}$. Разностное напряжение $U_{оп} - \gamma U_{вых}$, усиленное элементами Y и P, компенсирует колебания выходного напряжения.

Соотношение между напряжениями в схеме стабилизатора описывается уравнением

$$U_{вых} = K (U_{оп} - \gamma U_{вых}),$$

где K и γ — те же коэффициенты, что и в выражении (12. 37).

При $K \gg 1$ выходное напряжение стабилизатора

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{он}} \frac{K}{1 + \gamma K} \approx U_{\text{он}} \frac{1}{\gamma}, \quad (12.39)$$

или

$$\gamma U_{\text{вых}} \approx U_{\text{он}}.$$

Выходное напряжение стабилизатора, изображенного на рис. 12-14, б, определяется лишь величиной опорного напряжения и не зависит от колебаний входного напряжения, сопротивления нагрузки, температуры и других возмущающих воздействий.

Однако коэффициент стабилизации схемы с управлением со стороны выхода значительно ниже, чем у стабилизаторов, построенных по схеме, приведенной на рис. 12-14, а. Это объясняется принципом работы стабилизатора, т. е. тем, что для компенсации $\Delta U_{\text{вых}}$ необходимо наличие рассогласования $U_{\text{вых}} \pm \Delta U_{\text{вых}}$.

Наилучшими стабилизирующими свойствами обладают стабилизаторы, управляющиеся одновременно как со стороны выхода, так и со стороны входа. Для увеличения коэффициента стабилизации увеличивают также число каскадов усилителя (до двух, трех).

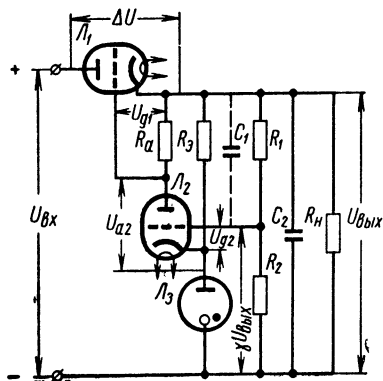


Рис. 12-15. Схема электронного компенсационного стабилизатора с управлением со стороны выхода

Схема электронного компенсационного стабилизатора с управлением со стороны выхода приведена на рис. 12-15.

Напряжение на выходе схемы равно величине входного напряжения за вычетом падения напряжения ΔU на сопротивлении регулирующей (проходной) лампы L_1

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - \Delta U.$$

Напряжение $U_{\text{вых}}$ может измениться вследствие изменения $U_{\text{вх}}$, либо вследствие изменения сопротивления нагрузки R_n . В последнем случае изменяется напряжение $\Delta U \approx \Delta I_n R_p$. В любом случае при этом меняется напряжение U_{g2} на сетке усилительной лампы L_2

$$U_{g2} = U_{\text{он}} - \gamma U_{\text{вых}} = U_{\text{он}} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{вых}}.$$

Опорное напряжение $U_{\text{он}}$ определяется напряжением на стабилитроне L_3 , включенном в цепь катода усилительной лампы.

С увеличением $U_{вых}$ отрицательный потенциал на сетке L_2 уменьшается, возрастает анодный ток L_2 , и потенциал на сетке регулирующей лампы L_1 становится более отрицательным, что приводит к увеличению сопротивления лампы L_1 и снижению $U_{вых}$ до заданного значения. При сниженном выходном напряжении изменения напряжений и токов в схеме способствуют уменьшению сопротивления регулирующей лампы и восстановлению величины $U_{вых}$. Емкости C_1 и C_2 способствуют сглаживанию пульсаций стабилизируемого напряжения.

Условие хорошей стабильности выходного напряжения при изменении $U_{вх}$ связано с требованием малого выходного сопротивления стабилизатора $R_{вых}$. В идеальном случае (рассматривая стабилизатор как источник напряжения с внутренним сопротивлением, равным $R_{вых}$) $R_{вых}$ должно быть близким к нулю. В реальных схемах стабилизаторов величина $K_{ст}$ достигает 1000 и более, $R_{вых}$ — единиц и десятков ом, $\gamma = 0,1 \div 0,5$.

Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы (рис. 12-16) построены по тому же принципу, что и электронные.

Регулирующий транзистор T_1 работает в режиме эмиттерного повторителя. Напряжение по нагрузке зависит от напряжения $\gamma U_{вых}$, управляющего током базы усилительного транзистора T_2 . Изменение этого тока (по любой причине) приводит к изменению тока коллектора T_2 и в конечном счете к изменению сопротивления регулирующего транзистора T_1 .

Если коэффициент усиления транзистора T_2 по току $\beta_2 \gg 1$, то коэффициент стабилизации схемы [50] определяется по выражению

$$K_{ст} \approx 1 + \frac{U_{вых ном}}{U_{вх ном}} \cdot \frac{R_K \beta_2}{R_1 + r_{вх2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}, \quad (12.40)$$

где $r_{вх2}$ — входное сопротивление транзистора T_2 .

Вместо специального источника опорного напряжения в цепь эмиттера T_2 часто включают кремниевый стабилитрон.

К недостаткам транзисторных стабилизаторов относятся повышенный температурный и временной дрейф эмиттерного тока и относительно низкие значения выходного напряжения.

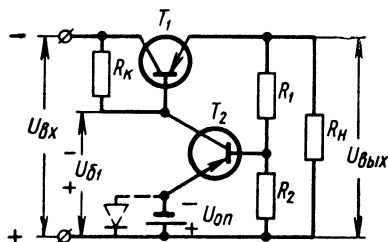


Рис. 12-16. Транзисторный компенсационный стабилизатор

13 НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛАМПОВЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСТРОЙСТВ

13. 1. Составление технического задания

Проектирование различных блоков системы управления, одним из которых является усилительно-преобразовательное устройство, начинается с выработки технического задания. Оно составляется на основании анализа технических условий, предъявляемых к системе, и результатов статического и динамического расчетов системы.

В техническом задании на проектирование усилительно-преобразовательного устройства должны быть указаны:

- 1) назначение разрабатываемого усилительно-преобразовательного устройства в контуре системы управления;
- 2) требования к точности воспроизведения входных сигналов;
- 3) источники питания и допустимое потребление мощности от них;
- 4) требования к весу и габаритным размерам разрабатываемого усилительно-преобразовательного устройства;
- 5) условия работы устройства — механические и климатические воздействия;
- 6) требования к надежности работы устройства.

Рассмотрим краткую характеристику пунктов, составляющих техническое задание на проектирование усилительно-преобразовательных устройств.

Первый пункт технического задания устанавливает связь между задачей, стоящей перед усилительно-преобразовательным устройством и средствами ее технического решения (схемы, конструкция, производство). Здесь же должно быть указано взаимодействие разрабатываемого устройства с остальными элементами системы управления. Требования к точности воспроизведения входного сигнала вытекают из статического и динамического расчетов системы в целом. Точность зависит от ряда факторов, которые следует разделить на две группы: первая — точность воспроизведения сигнала, определяемая методическими погрешностями схемы и допусками элементов схемы усилителя-преобразователя, вторая — точность воспроизведения при изменении режимов эксплуатации, т. е. климатических условий, напряжений

источников питания и т. д. Так как требуемая точность схемы обычно значительно выше точности изготовления электрических элементов схемы, то для выполнения требований первой группы применяются различные регулировочные и балансирующие узлы. При проектировании следует по возможности выбирать схемы, которые при прочих равных условиях имеют наименьшее число узлов регулировки. Требования второй группы выполняются с помощью различных схем и методов защиты от внешних воздействий, температурной компенсации, введения в схему усилителя различных стабилизаторов, обратных связей, применением термостатирования, теплоизоляции и т. д.

В третьем пункте дается краткая характеристика имеющихся источников питания, оцениваются возможность и величины отклонения параметров, определяющих их режим работы (например, допустимые изменения напряжений, токов, частот и т. д.), а также определяются допустимые величины потребляемых мощностей при различных режимах работы проектируемого лампового или полупроводникового устройства.

Условия работы устройства определяются в основном климатическими и механическими воздействиями. Климатические воздействия включают в себя диапазоны изменения основных параметров окружающей среды: температуры, влажности, давления. В некоторых случаях они дополняются характером возможных химических воздействий, солнечных радиационных воздействий и т. д. Численные значения изменений указанных величин определяются назначением и характером эксплуатации устройства. Работоспособность проектируемого устройства при механических воздействиях определяется понятиями виброустойчивости, вибропрочности и ударной прочности. Под виброустойчивостью понимают способность устройства безотказно выполнять свои функции в условиях кратковременных вибраций во всем диапазоне действующих на него частот.

Величина ускорения в единицах g , действующая на проектируемое устройство J_g , может быть определена следующим образом:

$$J_g = \frac{sf^2}{250},$$

где f — частота в $гц$;

s — амплитуда колебаний в $мм$.

Под вибропрочностью понимают способность безотказной работы при длительном воздействии вибраций, без повреждения деталей конструкции. Нормы механических испытаний устройств, как и нормы климатических испытаний, определяются назначением устройства.

Для ориентировочных расчетов, связанных с проверкой технических условий на ламповые и полупроводниковые устройства, можно пользоваться данными по конструированию радиоаппаратуры [39]. Аппаратура с удельным весом до $0,5 \text{ кг/дм}^3$ не вызывает конструктивных трудностей, а с удельным весом $1,5—1,7 \text{ кг/дм}^3$ требует тщательной конструктивной проработки. Аппаратура с удельным весом до $2,5 \text{ кг/дм}^3$ встречается только в специальных случаях. Дальнейшее увеличение удельного веса ограничивается температурой перегрева устройства. Для оценки трудностей конструирования с ростом удельной мощности, подводимой к аппаратуре, можно считать, что удельная мощность 10 вт/дм^3 не вызывает затруднений, мощность 15 вт/дм^3 требует специальной системы отвода тепла, а мощность 40 вт/дм^3 может иметь место только в специальных случаях.

Под надежностью устройства понимают вероятность сохранить его параметры в заданных пределах при заданных условиях эксплуатации в определенный интервал времени. Требования к надежности проектируемого устройства определяются требованиями, предъявляемыми к системе, в которую входит усилитель-преобразователь. Количественной мерой надежности является вероятность безотказной работы в течение определенного времени, выраженная в процентах.

13. 2. Выбор схемы усилителя-преобразователя

Нагрузки усилителей могут иметь различный характер, причем наиболее общим случаем является комплексная нагрузка с противо-э. д. с. Характер нагрузки определяет энергетические соотношения, имеющие место в каскаде, которые учитываются при расчете выбранной конкретной схемы усиления.

Основной задачей при проектировании лампового или полупроводникового усилителя автоматики является выбор типа и схемы усиления, обеспечивающих выполнение функций усиления и преобразования в пределах разработанного технического задания на проектирование.

Функции усилителя-преобразователя системы управления определяются, с одной стороны, типом и видом статической характеристики исполнительного устройства и, с другой — типом датчиков измерительных устройств.

По типу исполнительные устройства систем управления могут быть электромеханическими, электрогидравлическими, или электропневматическими; по виду статической характеристики — пропорциональными или релейными. Получили распространение следующие типы электромеханических исполнительных устройств: привод с реверсируемым электродвигателем и привод с постоянно

вращающимся двигателем (в течение всего времени работы систем управления с постоянной угловой скоростью) и фрикционными муфтами, управляемыми электромагнитами постоянного тока или магнитопорошковыми бесконтактными управляемыми муфтами.

Применяемые в настоящее время электрогидравлические и электропневматические исполнительные устройства представляют собой гидравлические и пневматические усилители с золотниковым или струйным управлением силовой частью устройства. Преобразование управляющего электрического сигнала в перемещение золотникового или струйного устройства осуществляется электромагнитными поляризованными механизмами, составляющими единое конструктивное целое с гидравлической или пневматической частью исполнительного устройства. Типы датчиков измерительных устройств системы управления определяют род тока входного сигнала усилителя-преобразователя, мощность входного сигнала, допустимые значения входного сопротивления усилителя. Преобладающее влияние на вид выбираемого усилителя-преобразователя оказывают род тока входного сигнала и статическая характеристика исполнительного устройства. Динамический расчет системы управления определяет временные характеристики усилителя-преобразователя, допустимые частотные искажения и статическую характеристику.

При выборе типа усилителя-преобразователя желательно, чтобы схема выбранного устройства позволяла производить суммирование основных сигналов и сигналов обратных связей без применения специальных суммирующих устройств.

Учитывая изложенное выше, рассмотрим основные соображения, которые могут быть положены в основу выбора схемы усилителя-преобразователя при использовании различных типов датчиков и исполнительных устройств.

Исполнительные устройства с реверсируемым электродвигателем. Эти устройства могут выполняться на постоянном и переменном токе. При питании постоянным током наиболее целесообразно применение двигателя с независимым возбуждением. Управление и реверс двигателем обычно осуществляются со стороны якоря для обеспечения необходимой жесткости механических характеристик. Как известно, скоростная характеристика двигателей постоянного тока близка к линейной, поэтому статическая характеристика усилителя для получения пропорционального закона управления должна быть также близкой к линейной. При медленно меняющихся входных сигналах усилителя (постоянных по роду тока) целесообразно применять схемы с двойным преобразованием (рис. 13-1), причем для обеспечения реверса двигателя при изменении полярности входного сигнала схема усилителя-преобразователя должна обладать двухтактностью. Управление скоростью

двигателя осуществляется управлением средним значением тока якоря, который является нагрузкой выходной цепи демодулятора.

При малых уровнях входного сигнала постоянного тока особое внимание следует уделять выбору типа и схемы модулятора.

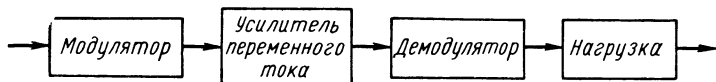


Рис. 13-1. Блок-схема усилителя с двойным преобразованием сигнала

Наибольшей стабильностью характеристик обладают модуляторы, использующие транзисторы в ключевом режиме. Если на входе необходимо осуществить суммирование нескольких сигналов постоянного тока, наиболее целесообразно применить магнитный модулятор. При наличии среди входных сигналов, подлежащих суммированию, сигналов переменного тока целесообразно сочетание маг-

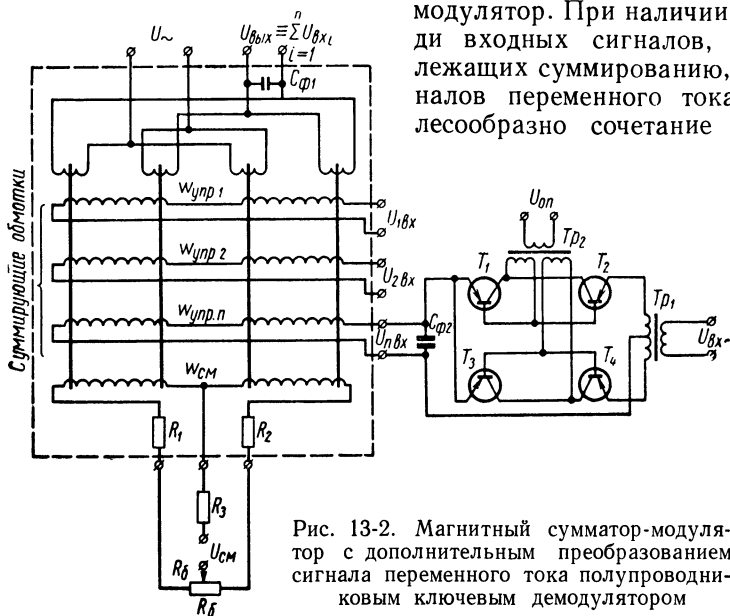


Рис. 13-2. Магнитный сумматор-модулятор с дополнительным преобразованием сигнала переменного тока полупроводниковым ключевым демодулятором

нитного модулятора с полупроводниковым демодулятором, использующим ключевой режим транзистора (рис. 13-2). Для повышения коэффициента использования транзисторов выходного каскада возможно применение источников питания с пульсирующим напряжением, что особенно важно при относительно больших мощностях привода в целом.

Электромеханические исполнительные устройства на переменном токе при мощностях до нескольких десятков ватт обычно

выполняются с асинхронными двухфазными двигателями, имеющими полый немагнитный ротор. Управление скоростью двигателя осуществляется изменением амплитуды напряжения в обмотке управления, а реверс двигателя происходит при изменении фазы управляющего напряжения на 180° .

Статические характеристики двигателя близко совпадают с характеристиками двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при управлении со стороны якоря. Преимуществами таких двигателей являются высокая надежность, хорошие динамические характеристики, равномерность хода. При переменном входном сигнале усилительно-преобразовательное устройство превращается в обычный усилитель переменного тока. Если входных сигналов несколько, то их суммирование осуществляется входным трансформатором первого каскада усиления. При постоянных входных сигналах в качестве первого каскада используется модулятор, выполненный на электронных лампах, транзисторах, или магнитный модулятор-сумматор.

Существенной особенностью всех рассмотренных схемных решений является весьма высокая мощность в выходных каскадах усиления, определяемая мощностью привода, поэтому согласование по мощности выходного каскада с двигателем имеет существенное значение.

Исполнительные устройства с постоянно вращающимися электродвигателями. Тип муфт, применяемых в исполнительном устройстве, определяет различные функциональные задачи усилителей-преобразователей, используемых в паре с постоянно вращающимися двигателями. Так как муфты являются звеньями с весьма большими коэффициентами управления по мощности, то для всех усилителей-преобразователей характерна относительно небольшая мощность выходных каскадов. Поэтому согласование выходных каскадов с нагрузкой — обмотками электромагнитов не имеет существенного значения.

Различие функциональных задач обусловливается видом статических характеристик муфт, определяющих характеристику исполнительного устройства. Характеристика привода с фрикционными муфтами, управляемыми электромагнитами, имеет релейный характер и аналогична характеристике трехпозиционного поляризованного реле (рис. 13-3, а).

Для создания пропорционального закона управления усилитель-преобразователь должен обеспечивать не только преобразование, суммирование и усиление по мощности входных сигналов, но и формирование выходных сигналов так, чтобы характеристика всего привода в определенной области была линейной или близкой к линейной.

Сущность процессов формирования управляющих сигналов сводится к осуществлению вибрационной линеаризации характеристики муфты. Схемные решения таких усилителей могут выполняться на электронных лампах, полупроводниковых триодах

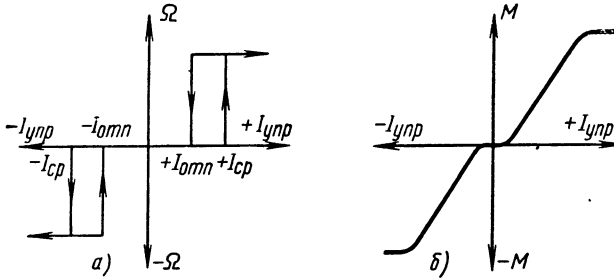


Рис. 13-3. Статические характеристики муфт:

а — электромагнитная фрикционная муфта; *б* — магнитопорошковая управляемая муфта

в комбинации с нейтральными или поляризованными реле и на релейных усилителях.

Преимущества бесконтактной коммутации электрических цепей, осуществляемой полупроводниковыми триодами, работающими в режиме переключения, несмотря на ограниченные коммутационные возможности последних по сравнению с электромагнитными реле, позволяют в значительной степени исключить недостатки релейных усилителей с электромагнитными реле путем создания полупроводниково-релейных усилителей с бесконтактной коммутацией силовых цепей.

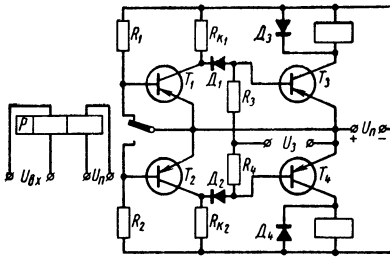


Рис. 13-4. Полупроводниково-релейный усилитель с внешней линеаризацией

(входным) является поляризованное реле, одна из обмоток которого используется как управляющая. На другую обмотку подается линеаризующее напряжение (пилообразной или синусоидальной формы) от внешнего источника. Таким образом, первый каскад усиления представляет собой релейный усилитель, линеаризованный внешними колебаниями и осуществляющий контактное управление двухтактным переключающим устройством, выполненным на полупроводниковых триодах T_1 , T_2 и

Простейшая схема такого усилителя приведена на рис. 13-4. Первым каскадом усиления

T_3 , T_4 . Каждое плечо переключающего устройства (триоды T_1 , T_3 и T_2 , T_4), представляет собой двухкаскадный полупроводниковый усилитель в режиме переключения с источником запирающего напряжения U_3 в цепи базы силового триода (соответственно T_3 и T_4).

Диоды D_1 и D_2 выполняют роль нелинейных разделительных сопротивлений, сопротивления R_3 и R_4 ограничивают ток источника запирающего напряжения. Обмотки управляющих электромагнитов муфт включены в коллекторные цепи силовых триодов T_3 , T_4 .

Поляризованное реле, используемое в качестве первого каскада усиления, работает в весьма выгодных условиях, поскольку коммутируемые токи можно свести до величин, составляющих несколько десятков микроампер. При этом суммирование сигналов на обмотках реле осуществляется весьма просто. Однако данное решение не является оптимальным с точки зрения долговечности и надежности из-за общеизвестных недостатков поляризованных реле.

Для повышения долговечности и надежности входной релейный каскад усиления (поляризованное реле) может быть заменен бесконтактной схемой. Так как схема является эквивалентом входного каскада линеаризованного релейного усилителя, то последняя должна обеспечивать формирование управляющего периодического напряжения прямоугольной формы, складывающегося из импульсов равной амплитуды, но противоположной полярности. При этом период напряжения T определяется частотой линеаризующих колебаний, а соотношение между длительностью положительных T_1 и отрицательных T_2 импульсов — величиной постоянного (точнее, медленно меняющегося относительно линеаризующего) напряжения входного сигнала¹. Мощность выходного сигнала первого каскада должна обеспечивать импульсный режим работы триодов в силовой части цепи.

В качестве таких бесконтактных устройств могут применяться быстродействующие магнитные усилители, используемые как модуляторы длительности импульсов, различные транзисторные схемы преобразования синусоидального напряжения в приближенно прямоугольное, бесконтактные полупроводниковые реле [24, 25, 27, 29]. Все перечисленные устройства представляют собой по существу релейные усилители, линеаризованные внешними колебаниями. Линеаризация внешними колебаниями резко сокращает практическую применимость схем для управления фрикционными муфтами привода, так как частота линеаризующего напряжения

¹ Такое преобразование в радиоуправлении носит название широтно-импульсной модуляции.

из-за инерционности обмоток электромагнитов лежит в области инфранизких частот порядка единиц герц, а создание генераторов колебаний с такими частотами связано с техническими трудностями.

Устройства, использующие для линейризации внутренние колебания, свободны от необходимости построения специальных генераторов инфранизкого спектра частот.

Таким устройством является преобразователь постоянного напряжения в прямоугольное, представляющий собой типичный релаксационный генератор — автогенератор колебаний резко нелинейным элементом в таком генераторе служит триод, работающий в режиме переключения, а запаздывающая обратная связь осуществляется через трансформатор. Основная схема и расчетные соотношения транзисторно-магнитного автогенератора прямоугольного напряжения были рассмотрены в гл. 10 (см. рис. 10-28).

Полупроводниковый автогенератор можно использовать и как силовой преобразователь. Для достижения максимального к. п. д. потери в трансформаторе и в триодах должны быть сведены к минимально возможным.

Применение в исполнительном устройстве магнитопорошковых управляемых муфт не требует сложной схемы усиления, так как последние имеют плавную зависимость передаваемого момента от тока в управляющей обмотке (см. рис. 13-3, б). Схемные решения усилителей при различных входных сигналах по существу аналогичны усилителям-преобразователям, применяемым в электромеханическом приводе постоянного тока с реверсируемым двигателем.

Электрогидравлические и электропневматические исполнительные устройства. Электромагнитные поляризованные механизмы, осуществляющие управление струйными или золотниковыми устройствами и имеющие обычно линейную статическую характеристику, значительно облегчают задачу выбора схемы усилителя-преобразователя.

При сигналах постоянного тока, получаемых с датчиков измерительных устройств, функционально необходимыми задачами усилителя являются суммирование входных сигналов постоянного тока и их усиление по мощности. Следует отметить, что для исключения общеизвестных трудностей усиления медленно меняющихся сигналов в тракте усиления не исключается двойное преобразование усиливаемого сигнала (постоянного в переменный с последующим усилением по переменному сигналу и его преобразованием в постоянный). В этом случае наиболее целесообразно применять магнитные усилители, используемые одновременно в качестве сумматора-модулятора и первого каскада усиления. Последующее

усиление и преобразование сигнала можно осуществлять полупроводниковым или ламповым усилителем—демодулятором.

Если сигналы, получаемые с датчиков, переменного тока, то усилитель должен обеспечить преобразование переменного сигнала в постоянный сигнал, управляющий поляризованным механизмом.

Структурная схема такого усилителя-преобразователя обычно включает в себя несколько каскадов усиления переменного тока

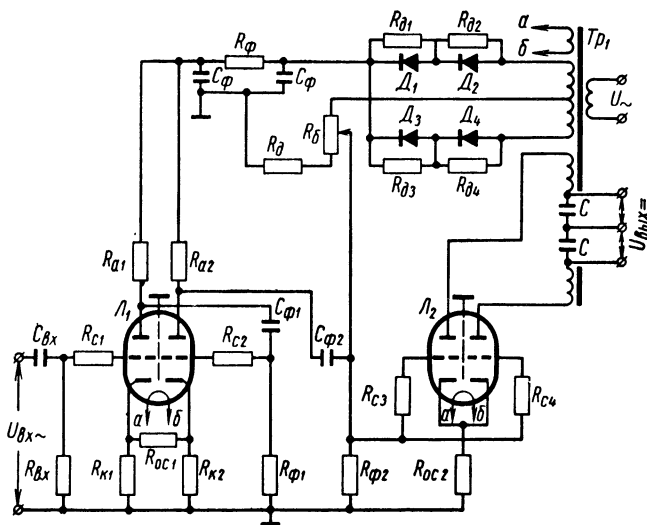


Рис. 13-5. Пример выполнения электронного усилителя с выходным сигналом постоянного тока

и демодулятор на выходе, выполняющий роль усилителя мощности. Возможный вариант такой схемы, выполненный на двойных триодах, приведен на рис. 13-5. На двойном триоде L_1 собраны два каскада усиления напряжения переменного тока с реостатно-емкостной связью, а двойной триод L_2 используется в качестве демодулятора, сеточные напряжения которого подаются в фазе, а анодные в противофазе. Верхняя часть схемы представляет собой блок питания, использующий полупроводниковые диоды D_1, D_2, D_3, D_4 .

Мощности, рассеиваемые в обмотках электромагнитных поляризованных механизмов, обычно незначительны, поэтому вопросы энергетического согласования выходного каскада с нагрузкой имеют второстепенное значение.

13. 3. Согласование элементов схемы усилителя-преобразователя

Под согласованием элементов схемы системы управления понимают согласование между собой датчиков, суммирующего устройства, усилителя-преобразователя и нагрузки — исполнительного устройства¹. Так как усилитель является сложным устройством, то согласование его каскадов является частной задачей общего согласования всех элементов схем системы.

Условия согласования включают соотношения входных и выходных сопротивлений, согласование максимальных значений мощностей, линейных участков характеристик элементов и уровней шумов.

Как известно, согласование входных и выходных сопротивлений в силовых каскадах схемы сводится к получению наибольшей выходной мощности, а в каскадах предварительного усиления — к получению наибольшего коэффициента усиления по мощности. Последнее особенно относится к схемам на полупроводниковых триодах, так как триоды управляются входной мощностью.

Если сигнал управления медленно меняющийся (так называемый сигнал постоянного тока), то частотный спектр сигнала находится в полосе инфранизких частот. В этом случае реактивными составляющими сопротивлений элементов схемы можно пренебречь и согласовывать лишь активные составляющие сопротивлений.

При сигнале управления переменного тока согласование сопротивлений следует проводить на несущей частоте, так как частотный спектр сигнала группируется в узкой окрестности несущей частоты.

Условие получения максимальной активной мощности в нагрузке сводится к соотношению $Z = Z_{вых}^*$, т. е. сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление элемента со стороны выхода должны быть комплексно-сопряженными величинами.

Условие получения максимального коэффициента усиления по мощности сводится к равенству входного сопротивления последующего каскада характеристическому сопротивлению предыдущего каскада со стороны выхода Z_0 , т. е. $Z = Z_0$.

Следует отметить, что максимумы мощности и коэффициентов усиления по мощности как функций соотношения сопротивлений сравнительно пологи. Это позволяет осуществлять приближенное согласование сопротивлений без существенного энергетического проигрыша.

Статические характеристики большинства каскадов усиления складываются из двух участков: пропорционального и участка

¹ Красовский А. А. и Поспелов Г. С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962.

насыщения (рис. 13-6). Согласование пропорциональных участков характеристик элементов должно осуществляться так, чтобы при увеличении сигнала либо все каскады насыщались одновременно, либо первыми насыщались мощные выходные каскады. В противном случае мощность выходных каскадов будет недоиспользована.

При распределении коэффициентов усиления между каскадами (рис. 13-7) усилительно-преобразовательного устройства следует исходить из условий, при которых мощность шумов, порождаемых внутренними явлениями усиления и преобразования сигнала, была наименьшей в выходном (мощном) каскаде. Если положить внутренние шумы каскадов, приведенные к их входам, статистически независимыми и стационарными функциями, то можно показать, что чем выше коэффициент усиления первых каскадов, тем меньше уровень шумов на выходе, т. е. в силовых каскадах усилителя.

Согласование суммирующего устройства с входной цепью усилителя-преобразователя имеет некоторые особенности, связанные с величиной входного сопротивления усилителя.

При усилении выходного сигнала сумматора полупроводниковым триодом, в нагрузке сумматора (входной цепи триода) должен протекать ток, пропорциональный сумме входных сигналов. Это налагает определенные ограничения на сопротивление входной цепи триода, внутренние сопротивления сумматора и его элементов относительно точек съема суммарного сигнала. Первым необходимым условием является постоянство входного сопротивления триода и внутренних сопротивлений сумматора

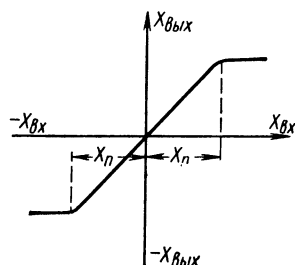


Рис. 13-6. Типовая характеристика каскада усиления

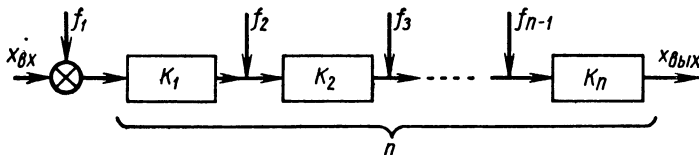


Рис. 13-7. Цепь каскадов усиления

и его элементов в рабочем диапазоне изменения суммируемых сигналов. Вторым условием является равенство всех внутренних сопротивлений элементов сумматора для обеспечения одинакового масштаба сложения входных величин. Для получения наибольшего коэффициента передачи схемы суммирования необходимо равенство

входного сопротивления каскада внутреннему сопротивлению схемы сумматора.

Если же во входном каскаде используется электронная лампа, работающая без сеточных токов, то управление лампой осуществляется э. д. с. в цепи сетки, и вопрос о согласовании сопротивления входа усилителя с внутренним сопротивлением схемы суммирования, а также о постоянстве последнего отпадает.

Расчет усилительно-преобразовательного устройства обычно проводится в следующей последовательности.

1. По данным нагрузки, на которую работает усилитель, определяются основные выходные параметры усилителя, т. е. максимальные значения выходного напряжения, тока и мощности в нагрузке, а также допустимое значение коэффициента мощности цепи «выход усилителя — нагрузка».

2. По данным источника входного сигнала определяются входные параметры усилителя. К входным параметрам относятся величины максимально допустимых (с точки зрения источника входного сигнала) значений входного тока, напряжения и мощности входного сигнала.

На основании полученных данных определяется минимально допустимое значение входного сопротивления усилителя с учетом возможного искажения линейности характеристики воспринимающего элемента.

3. На основании полученных значений входной и выходной мощностей определяется общий коэффициент усиления по мощности.

4. По величине общего коэффициента усиления по мощности определяется предварительное число каскадов усиления. Окончательное число каскадов определяется при учете обратных связей в каскадах усиления, вводимых для обеспечения стабильности усиления при изменении температуры среды в заданных пределах и получения заданных динамических свойств усилителя-преобразователя.

5. Покаскадный расчет усилителя начинается с выходного каскада. После расчета выходного каскада рассчитываются входной каскад, а затем промежуточные каскады. При расчете необходимо учитывать влияние на работу усилителя внешних факторов (температуру окружающей среды, колебания напряжений питания, вибрации и т. д.).

6. По окончании расчета усилителя-преобразователя создается лабораторный макет, который подвергается всевозможным климатическим и электрическим испытаниям, обусловленным техническим заданием на проектирование. По результатам испытаний производится корректировка технической документации и изготавливается опытный образец прибора.

14 ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

14. 1. Общие положения

Электронная аппаратура должна обеспечивать нормальную работу системы в различных условиях эксплуатации. Эти условия определяются в основном климатическими и механическими требованиями, которые должны учитываться при выборе элементов и готовых изделий, материалов и конструктивного оформления.

Электронные устройства, устанавливаемые на летательных аппаратах, должны обладать повышенной устойчивостью к механическим перегрузкам, вибрации и резким колебаниям температуры (до 100° С за несколько минут). При этом необходимо обеспечить минимальный вес и габаритные размеры аппаратуры, ее быстрый демонтаж для ремонта и стабильность параметров при работе в условиях пониженного давления.

Электронная аппаратура, эксплуатируемая на кораблях, должна надежно работать при кренах и дифферентах. Размещение аппаратуры не должно нарушать нормальных условий длительного пребывания в этих помещениях обслуживающего персонала.

Переносная или передвижная аппаратура должна иметь ограниченные габаритные размеры и вес, обеспечивать простоту и надежность электрических соединений, транспортабельность отдельных частей и др.

Во всех случаях эксплуатации колебания температуры приводят к изменению характера посадок, ослаблению крепления, возникновению значительных напряжений, вызывающих деформацию деталей, изменению параметров отдельных элементов (емкости, величины сопротивления и пр.).

Температурное влияние тем сильнее, чем больше скорость и частота изменения температуры. При низкой температуре изменяются свойства многих изоляционных материалов. Пластмассы теряют прочность, изделия из искусственной резины теряют эластичность. Загустевает смазка в подшипниках и в других механических узлах.

Повышенная температура способствует распаду органических материалов, уменьшению вязкости пропиточных и смазочных

масел, приводит к ухудшению теплоотдачи и уменьшению срока службы отдельных элементов.

Для стационарной аппаратуры, устанавливаемой в отапливаемом и вентилируемом помещении, диапазон рабочих температур находится обычно в пределах 15—30° С. Однако отдельные узлы аппаратуры очень часто работают при температурах больше 100° С.

Влияние температуры окружающей среды на электрические параметры схемы может быть уменьшено температурной компенсацией или термостатированием (установка аппаратуры в камеру с искусственным климатом, в отапливаемое и вентилируемое помещение и т. д.).

Большое влияние на работу электронной аппаратуры оказывает влажность воздуха. Повышенная влажность снижает надежность работы отдельных элементов. При воздействии влаги на катушки индуктивности увеличиваются потери, снижается добротность и возрастает паразитная емкость. Влага является основной причиной ненадежной работы трансформаторов и дросселей. В негерметизированных трансформаторах влага, проникая через трещины в заливке, уменьшает сопротивление изоляции. Из-за местного перегрева происходит тепловой пробой. При увлажнении обмотки возникает электролитический процесс, медь при этом проникает в изоляцию и разрушает ее.

Влага снижает сопротивление изоляции между пластинами конденсатора и величину рабочего напряжения. Проникновение влаги в проволочные сопротивления приводит к интенсивному окислению, в результате чего уменьшается сечение проводника и возрастает сопротивление.

Основными методами защиты от влажности являются хорошая вентиляция аппаратуры, покрытие водонепроницаемыми, водостойкими и водоотталкивающими лаками и красками, герметизация.

Влиянию пониженного давления, биологическим факторам и солнечной радиации подвергаются электронные устройства, устанавливаемые на летательных аппаратах и кораблях, а также аппаратура, эксплуатируемая в условиях тропического климата.

При пониженном давлении ухудшаются электрическая прочность элементов и отвод тепла за счет падения коэффициента теплоотдачи воздуха.

К биологическим факторам относятся грибковые образования (плесень). Наиболее благоприятным условием для развития плесени является сочетание повышенной влажности (75%) и температуры (30—35° С). Плесень в электронной аппаратуре приводит к нарушению контактов, снижает сопротивление изоляции, уско-

ряет процесс коррозии металлов за счет выделения органических кислот, разрушает защитные покрытия и др. Наиболее восприимчивы к плесени изоляционные материалы (гетинакс, текстолит, кожа и др.).

В понятие солнечной радиации входит воздействие солнечного света и ультрафиолетовых лучей.

При воздействии солнечного света происходит изменение температуры и резко усиливаются процессы распада и коррозии многих материалов.

14. 2. Надежность электронной аппаратуры и методы ее оценки

Основным качественным показателем электронных устройств является надежность их работы, которая определяется надежностью отдельных деталей и узлов.

Под надежностью понимается свойство системы (изделия), обусловленное ее безотказностью, долговечностью и ремонтпригодностью и обеспечивающее выполнение заданных функций системы (изделия). Безотказность определяет свойство системы (изделия) непрерывно сохранять работоспособность в определенных режимах и условиях эксплуатации.

Долговечность — это свойство системы или изделия длительно сохранять работоспособность в определенных режимах и условиях эксплуатации. Долговечность количественно оценивается техническим ресурсом, представляющим собой сумму интервалов времени безотказной работы системы или изделия за период эксплуатации до разрушения или другого предельного состояния.

Ремонтпригодность определяет свойство системы (изделия), которое выражается в приспособлении к восстановлению неисправности и к поддержанию заданного технического ресурса.

Для количественной оценки надежности важнейшее значение имеет понятие «отказ». Отказом называется такая неисправность, без устранения которой невозможно дальнейшее выполнение аппаратурой всех или хотя бы одной из ее основных функций.

Отказы могут быть полными и частичными, внезапными, и постепенными, зависимыми и независимыми.

Физический смысл внезапного отказа сводится к тому, что в результате скачкообразного изменения какого-либо параметра элемент схемы теряет свойства, необходимые для обеспечения нормальной работы аппаратуры. К таким отказам можно отнести пробой изоляции, короткое замыкание, перегорание предохранителей и др.

Причинами внезапных отказов могут быть конструктивные недоработки, скрытые производственные дефекты, нарушение

правил эксплуатации и внешние воздействия, не свойственные нормальной эксплуатации (удары, вибрации, перегрев и др.). Такие отказы чаще всего возникают в начальный период эксплуатации.

Физический смысл постепенного отказа заключается в том, что в результате постепенного изменения отдельного параметра элемент схемы выходит за допустимые пределы (изменение емкости конденсаторов, величины сопротивлений, понижение эмиссии электронной лампы и др.).

Для количественной оценки надежности используется понятие интенсивность (опасность) отказов, называемая также λ -характеристикой.

Интенсивность отказов определяется по формуле

$$\lambda = \frac{n}{N_i t}, \quad (14.1)$$

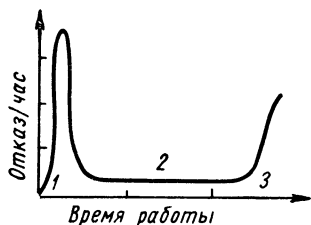


Рис. 14-1. Типовая кривая интенсивности отказов электронной аппаратуры

где n — число систем (элементов), отказавших в течение времени t ;
 N_i — число систем (элементов), работоспособных к началу этого промежутка времени.

Эта величина показывает, какая часть элементов по отношению к среднему числу исправно работающих элементов выходит из строя в единицу времени (обычно в час). Типовая кривая

интенсивности отказов приведена на рис. 14. 1. Эту кривую можно разделить на три участка.

Участок 1 характеризуется повышенной интенсивностью внезапных отказов, которые являются следствием низкого качества изготовления.

Участок 2 соответствует нормальному сроку эксплуатации изделия. Интенсивность отказов уменьшается, так как период приработки закончился, а износ деталей (элементов) еще не наступил. Вероятность нормальной работы элемента на этом участке определяется законом Пуассона (законом редких явлений).

Участок 3 характеризуется новым нарастанием интенсивности отказов, являющихся результатом старения или износа элементов.

На этапе нормальной работы, т. е. при $\lambda = \text{const}$ между опасностью отказов и средним временем исправной работы аппаратуры существует зависимость

$$\lambda = \frac{1}{T_{cp}}. \quad (14.2)$$

Средним временем исправной работы изделий называется среднее арифметическое время исправной работы каждого образца.

Если известно число образцов, отказавших на каждом интервале времени, то T_{cp} определяется по формуле

$$T_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^m n_i t_{cp}}{N}, \quad (14. 3)$$

где n_i — число изделий, вышедших из строя в i -м интервале времени;

m — число интервалов;

N — общее число изделий.

$$t_{cp} = \frac{t_{i-1} + t_i}{2}, \quad (14. 4)$$

где t_{i-1} — время в начале i -го интервала;

t_i — время в конце i -го интервала.

Среднее время исправной работы удобно для сравнения и оценки надежности различных экземпляров аппаратуры, работающей в одинаковых условиях. Его часто применяют для характеристики надежности элементов (узлов), не подлежащих ремонту.

Для оценки надежности электронных устройств различных типов удобно пользоваться понятием вероятности P_0 безотказной работы за определенный интервал времени эксплуатации $t_{раб}$:

$$P_0 = e^{-\lambda t_{раб}}, \quad (14. 5)$$

где e — основание натуральных логарифмов.

Подставляя значение λ из выражения (14. 2), получаем

$$P_0 = e^{-\frac{t_{раб}}{T_{cp}}}. \quad (14. 6)$$

Уравнение (14. 5) называется экспоненциальным законом надежности.

При последовательном соединении функциональных блоков надежность системы зависит от надежности элементов, из которых она состоит, и равна произведению надежности всех входящих в нее элементов.

Пример. Определить надежность P_0 системы, состоящей из 10 элементов. Вероятность исправной работы каждого элемента $P_i = 0,99$.

$$P_0 = 0,99^{10} = 0,91.$$

С ростом числа элементов при неизменной их надежности общая надежность системы резко уменьшается. Так, например, для аппаратуры, состоящей из 40 элементов, надежность будет равна 0,66, из 80 элементов — 0,48, из 1000 всего $0,398 \cdot 10^{-4}$.

Увеличивать вероятность исправной работы аппаратуры за счет сокращения числа элементов не всегда возможно, так как

трудность решаемых задач влечет за собой усложнение системы. Так, система управляемого снаряда «Найк»¹ состоит более чем из 1 500 000 отдельных деталей и элементов. Баллистический снаряд «Атлас» содержит около 300 000 отдельных деталей. Для обеспечения надежности этого снаряда на 90 % необходимо, чтобы каждая из входящих в него деталей имела надежность 99 99996 %, т. е. практически работала безотказно.

В этих условиях особое значение приобретает проблема создания надежной аппаратуры из менее надежных элементов путем резервирования. По отношению к системе различают общее и

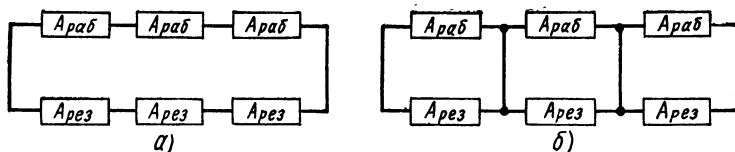


Рис. 14-2. Схема резервирования:

а — общее резервирование; б — раздельное резервирование; $A_{раб}$ — рабочий элемент; $A_{рез}$ — резервный элемент

раздельное резервирования (рис. 14-2), а по способу включения — постоянное и заменяющее резервирование.

При первом способе резерв всегда включен и находится в рабочем режиме, а при втором способе резерв включается автоматически или вручную после отказа основного устройства.

Недостаток постоянного включения резерва заключается в том, что при выходе из строя одного из элементов изменяются режимы резервируемого узла и всех остальных параллельно включенных элементов.

Включение резерва методом замещения требует определенного промежутка времени после подачи соответствующего сигнала. Для сокращения этого времени заменяющий резерв может находиться в полурбочем состоянии (полуразогретый). Повышение надежности при резервировании можно определить по формуле

$$R_{общ} = 1 - (1 - R_p)^n, \quad (14.7)$$

где $R_{общ}$ — общая надежность системы;
 R_p — надежность отдельной цепи;
 n — число дублированных цепей.

Пример. В системе имеется три дублированных цепи. Надежность отдельной цепи равна 0,8. Определить надежность системы

$$R_{общ} = 1 - (1 - 0,8)^3 = 0,992.$$

¹ Бургесс Э., Управляемое оружие. Изд-во иностр. лит., 1958.

Резервирование является одним из наиболее действенных способов повышения надежности системы, но при этом усложняется конструкция, увеличиваются габаритные размеры и вес. Поэтому резервирование следует применять только в тех случаях, когда нет возможности обеспечить требуемую надежность системы другими средствами.

Для оценки аппаратуры с точки зрения ремонтпригодности, т. е. быстрого восстановления ее работоспособности после появления отказов, можно пользоваться коэффициентом ремонтпригодности ($K_{рем}$)

$$K_{рем} = \frac{t_{пр}}{t_{раб}}, \tag{14.8}$$

где $t_{пр}$ — время простоя аппаратуры, необходимое для восстановления ее работоспособности после отказов;

$t_{раб}$ — время нормальной работы аппаратуры.

Под ремонтпригодностью невосстанавливаемого элемента (лампы, конденсаторы, сопротивления и др.) понимают их приспособленность к контролю и удобной замене.

Повышение надежности вычислительных устройств связано главным образом с повышением качества отдельных элементов, а также регулировочных и контрольно-испытательных работ.

Наиболее часто отказы происходят вследствие неисправностей электрических элементов (табл. 14-1).

Таблица 14-1

Причины неисправностей электронной аппаратуры

Наименование элемента	Отказы в %
Электронные лампы . . .	50
Сопротивления	15
Конденсаторы	8
Прочие элементы	27

Таблица 14-2

Влияние температуры баллона лампы на ее срок службы

Температура баллона в °С	Время работы в ч	Количество повреждений ламп в %
115	300	4
260	300	26
115	3000	8
260	3000	66
115	5000	26
260	5000	76

Наименее надежными элементами электронной аппаратуры являются электровакуумные приборы. Замена их полупроводниковыми элементами увеличивает срок службы изделия в 5—10 раз.

Основными причинами отказов электронных ламп являются производственные дефекты (нарушение вакуумной технологии,

отклонение параметров исходных материалов и др.) и нарушение режимов эксплуатации. Большое влияние на срок службы лампы имеет температура нагрева баллона (табл. 14-2).

Спротивления выходят из строя главным образом из-за нарушения контактов (55—60% всех отказов), перегорания (35—40%) и разных изменений режима (5—8%). Обрывы и нарушения контактов характерны для проволочных постоянных и переменных сопротивлений всех типов. Нарушения контактов выводов наблюдаются у непроволочных сопротивлений типов ВС и МЛТ. Больше половины сгоревших сопротивлений выходит из строя из-за больших перегрузок. Конденсаторы выходят из строя в основном из-за пробоя диэлектрика.

Причиной пробоев служат обычно дефекты, не замеченные в процессе изготовления и испытания конденсаторов.

Наиболее частыми причинами выхода из строя трансформаторов и дросселей являются нарушения электрической прочности межвитковой изоляции, обрывы проводов, тяжелый тепловой режим (отсутствие отвода тепла) и плохая влагозащищенность. Реле могут выходить из строя из-за залипания и обгорания контактов, поломки пружинных пластин, обрывов обмоток.

Надежность полупроводниковых устройств зависит от их качества и условий эксплуатации. Полупроводниковые приборы весьма чувствительны к перегрузкам по току и напряжению и выходят из строя даже при кратковременных перегрузках, исчисляемых долями секунды. Вследствие этого необходимо применять облегченные на 30—35% режимы. Влияние температуры приводит к увеличению собственной проводимости полупроводникового материала, а следовательно, и к увеличению обратного тока через коллекторный $p-n$ -переход. При повышении температуры усиливается также процесс диффузии в полупроводнике, который изменяет его параметры.

Для устранения этих явлений необходимо принимать меры по обеспечению нормальных тепловых режимов.

Значительное влияние на надежность полупроводниковых приборов оказывает радиация. При работе в условиях интенсивного высококачественного облучения следует применять экранировку.

Наиболее высокой надежностью обладают элементы, построенные на ферритах. Однако параметры ферритов значительно зависят от окружающей среды. С повышением температуры петля гистерезиса становится уже, остаточная индукция уменьшается и прямоугольность ухудшается. В связи с этим необходимо обеспечивать нормальный тепловой режим и защиту ферритов от действия влаги.

В табл. 14-3 приведены значения опасности отказов элементов, которые могут быть использованы для предварительного опреде-

Таблица 14-3

Опасность отказов типовых элементов и соединений

Наименование	Опасность отказов 10^3 1/ч
Электровакуумные приборы	0,001—0,345
Сопротивления	0,00001—0,015
Конденсаторы	0,00001—0,164
Трансформаторы	0,00002—0,064
Дроссели	0,00002—0,044
Реле	0,0005—1,01
Сельсины	0,001—0,33
Полупроводниковые диоды	0,0001—0,5
Полупроводниковые триоды	0,0001—0,9
Коммутационные устройства	0,000003—0,028
Штепсельные разъемы	0,00001—0,091
Соединение пайкой	0,0001—0,01

ления надежности системы на этапе эскизного проектирования. При этом считают, что все элементы работают в номинальном режиме. Из табл. 14-3 видно, что данные по опасностям отказов изменяются в весьма широких пределах. Поэтому окончательный расчет надежности системы производят после испытания макета, когда известны все режимы работы.

Пример. Рассчитать время исправной работы электронного усилителя, состоящего из двух ламп, восьми сопротивлений и шести конденсаторов. Режимы работы всех элементов приведены в табл. 14-4.

Принимаем, что все элементы соединены последовательно.

Таблица 14-4

Режимы работы элементов

Наименование элемента	Режим работы		Опасность отказов 10^3 1/ч
	Температура в °С	Коэффициент нагрузки	
Сопротивления R_1, R_2 R_3, R_4 R_5, R_6 R_7, R_8	40	0,5	0,09
	80	0,5	0,12
	60	0,5	0,1
	50	0,5	0,1
Конденсаторы C_1, C_2 C_3, C_4 C_5, C_6	50	0,6	0,03
	60	0,8	0,13
	80	0,6	0,09
Лампы L_1, L_2	—	1	9

Принимая $t_{\text{раб}} = 10$ ч, по формуле (14. 5) получаем

$$P_0 = e^{-10(2 \cdot 0,09 + 2 \cdot 0,12 + 0,1 \cdot 2 + 0,1 \cdot 2 + 2 \cdot 0,03 + 2 \cdot 0,13 + 2 \cdot 0,09 + 2 \cdot 9)} 10^{-5},$$

$$P_0 = e^{-0,002} = 0,998.$$

Среднее время исправной работы усилителя определим по формуле (14. 2)

$$T_{\text{ср}} = \frac{1}{0,0002} = 5000 \text{ ч.}$$

Чтобы обеспечить высокую надежность системы, следует тщательно проанализировать количественные параметры надежности отдельных элементов. Весьма желательно применять стандартные и унифицированные элементы, так как они лучше отработаны, имеют более совершенную технологию изготовления и, следовательно, более высокую надежность.

Однако надо иметь в виду, что даже наиболее надежные элементы, поставленные в тяжелые режимы работы, могут стать причинами отказов.

Минимальные рабочие режимы и стабилизированные напряжения повышают надежность аппаратуры.

Большое значение имеет тепловой режим, так как перегрев приводит к изменению параметров отдельных элементов и выходу их из строя.

Облегчение теплового режима достигается правильной компоновкой аппаратуры и специальными мерами по отводу тепла. При компоновке необходимо в нижней части располагать элементы, допускающие невысокую рабочую температуру, а в верхней — теплоотсеивающие. Чувствительные к перегреву полупроводниковые приборы, конденсаторы и пр. нельзя располагать непосредственно над элементами, выделяющими большое количество тепла (электронными лампами, силовыми трансформаторами и др.).

Лампа является одним из основных источников нагрева, поэтому отвод тепла от баллона имеет большое значение для повышения надежности других деталей. Основными способами отвода тепла являются помещение их в массивные блоки, обладающие хорошей электропроводностью, удаление от ламп силовых трансформаторов и других источников тепла.

Для поглощения тепла может быть использована масса самого шасси, что следует учитывать при выборе его размеров.

При работе аппаратуры в условиях высокой влажности необходимо применять покрытие деталей влагостойкими лаками. Следует избегать применения обмоток в открытом исполнении, так как в результате воздействия влаги снижается сопротивление

изоляции, возникают возможности пробоев и коротких замыканий. Тяжелые детали аппаратуры (трансформаторы, дроссели и др.) надо располагать в местах, имеющих наибольшую жесткость, и обеспечивать их прочное закрепление (помимо закрепления выводов пайкой).

Конструкция аппаратуры должна обеспечивать быструю замену отказавшего блока запасным. Желательно, чтобы эта замена происходила без применения специального инструмента и последующей регулировки. Все части аппаратуры, находящиеся под напряжением 36—350 в, должны иметь специальную защиту от случайных прикосновений обслуживающего персонала во время работы.

Весьма эффективным методом повышения надежности элементов является проведение их тренировки и контроля перед сборкой.

14. 3. Детали и узлы монтажа

Сборка схемы производится на различных шасси и панелях, которые являются основанием конструкции. Они должны обеспечивать удобное для монтажа и ремонта расположение радиодеталей и прочность их закрепления.

Штампованные шасси изготавливаются из стали или алюминия. Для установки элементов предусматриваются отверстия различной формы. При больших размерах металлические шасси изготавливаются из профильного материала сваркой, а при сложной конструкции — литьем.

Небольшие по размерам панели выполняются из слоистого диэлектрика. В отдельных случаях могут применяться платы, пресованные из терморепактивного пресспорошка. Для монтажа мелких радиодеталей применяются расшивочные панели, которые представляют собой изоляционную плату с закрепленными на ней латунными лепестками (рис. 14-3). В качестве крепежных деталей обычно используются винты с цилиндрической головкой (ГОСТ 1491—62), с полукруглой головкой (ГОСТ 1489—62) и с потайной головкой (ГОСТ 1490—62). Винты с потайной головкой не допускают возможности перемещения соединяемых деталей относительно друг друга.

Установка и стопорение осуществляются установочными винтами по ГОСТам 1477—64 и 1476—64. Основным типом гаек являются шестигранные нормальной высоты. Для предохранения винтовых соединений от самоотвинчивания применяются шплинтование и другие методы. Материалом для изготовления крепежных деталей обычно служат сталь 10, латунь Л62 и др. Нельзя изготавливать крепежные детали из разного материала, так как это может вызвать коррозию.

Закрепление электрического монтажа на плате осуществляется при помощи лепестков, контактных штырьков и стоек. Если шасси металлическое, то опоры электрического монтажа устанавливаются на изоляционные планки.

Конструктивные формы монтажных лепестков приведены на рис. 14-4. Лепестки изготавливаются из латуни толщиной 0,3—0,5 мм

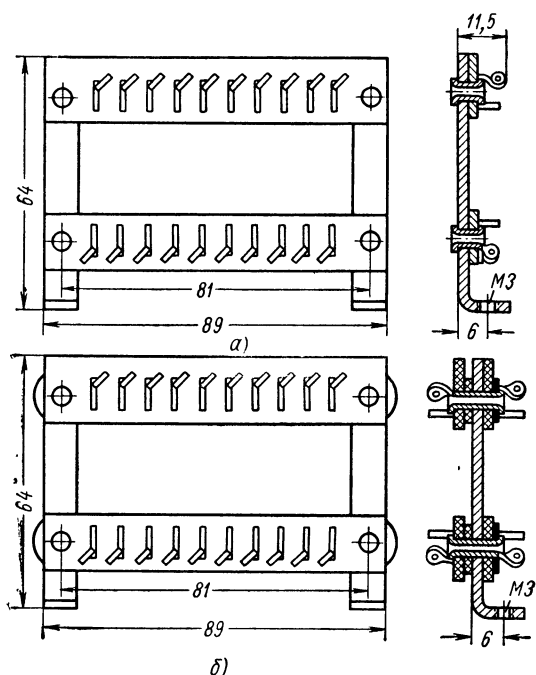


Рис. 14-3. Расширочные панели:

a — односторонние; *б* — двусторонние

с последующим лужением или серебрением. Обычно лепестки крепятся заклепками и реже ставятся под винт или гайку. Иногда на лепестке предусматривается местная отбортовка, которая выполняет функции пустотелой заклепки.

Контактные штырьки и стойки (рис. 14-5) позволяют монтировать схему более компактно, что особенно важно в малогабаритной аппаратуре. Они изготавливаются из латуни точением (рис. 14-5, *a*) (круглые стойки) или штамповкой (рис. 14-5, *б*) (плоские стойки). На одной опоре можно закрепить несколько выводов (14-5, *в*).

Для электрического соединения ламп с соответствующими проводниками и для механического крепления их применяются

Основными электрическими данными, характеризующими штепсельные разъемы, являются величины тока и напряжения, которые они длительно выдерживают в заданных условиях эксплуатации. Штепсельные разъемы выпускаются с количеством штырьков 1—47. В зависимости от формы корпуса различают прямые и угловые штепсельные разъемы. При их маркировке указывают: тип разъема (для герметического разъема проставляют букву «Г»), посадочный диаметр колодки в мм, тип корпуса (П — прямой, У — угловой), общее число контактов, индекс «Э» (для экранированного кабеля).

Для защиты аппаратуры от толчков и ударов предусматриваются амортизаторы. При ударах они накапливают энергию в течение малых промежутков времени, а затем передают ее блоку в течение длительного времени. При правильном выборе амортизатора блок будет получать значительно меньшие ускорения, чем сам объект. Наиболее часто амортизаторы изготавливаются из резины.

14. 4. Общая схема конструирования

Сложное электронное устройство обычно состоит из отдельных схем, предназначенных для выполнения различных функций (триггерные, усилитель, формирователь импульсов и др.).

Электронные устройства, состоящие из большого числа простых блоков, более надежны, так как неисправности, возникающие в процессе эксплуатации их, могут устраняться простой заменой блока. Конструирование начинается с составления блок-схемы, которая дает общее представление о конструкции. На блок-схеме отдельные блоки условно показываются прямоугольниками или окружностями произвольного размера. Для отображения электрической связи между отдельными элементами составляется принципиальная электрическая схема, на которой условными обозначениями показаны отдельные элементы и электрические соединения между ними.

Принципиальная схема всегда должна сопровождаться спецификацией, содержащей техническую характеристику элементов, входящих в схему. Все элементы должны иметь присвоенные им буквенные обозначения с порядковыми номерами. Они заносятся в спецификацию в определенном порядке (табл. 14-5), например $R_1, R_2, R_3; C_1, C_2, C_3; L_1, L_2, L_3$ и т. д.

Обозначения электрических элементов на принципиальных схемах выбираются по ГОСТу 7624—62. Иногда на схемах указывается и краткая техническая характеристика элемента. Например, $R_1 = 2,5 \text{ Мом}$, $R_2 = 60 \text{ ом}$, $C_2 = 50 \text{ нф}$ и т. д. Соединительные провода обозначаются линиями, а соединение проводов — точкой. Если точки нет, то пересекающиеся провода не имеют

Таблица 14-5

**Буквенные обозначения на принципиальных схемах
и последовательность внесения их в спецификацию**

Наименование элемента	Обозначения	Наименование элемента	Обозначения
Сопротивление	<i>R</i>	Измерительные приборы	<i>ИП</i>
Конденсаторы	<i>C</i>	Реле	<i>P</i>
Катушки самоиндукции	<i>L</i>	Электродвигатели	<i>D</i>
Лампы электронные и трубки	<i>Л</i>	Генераторы	<i>Г</i>
Лампы накаливания	<i>ЛН</i>	Контактные приспособления	<i>КП</i>
Трансформаторы (с железом)	<i>Тр</i>	Вибраторы механические	<i>ВМ</i>
Дроссели (с железом)	<i>Др</i>	Предохранители	<i>Пр</i>
Выключатели и переключатели	<i>B</i>	Батареи	<i>Б</i>
		Клеммы отдельные	<i>К</i>
		Штепсельные разъемы	<i>Ш</i>

между собой электрического контакта. Для каждой выходной клеммы или штепсельного разъема дается таблица с указанием назначения цепи.

Электромонтаж по принципиальным схемам применяется в условиях изготовления опытного макета или в мелкосерийном производстве. Последовательность проводимых соединений при этом устанавливается самим исполнителем. В серийном и массовом производстве разрабатываются монтажные схемы, на которых показывается расположение контуров всех элементов и монтажных проводов в масштабе 1 : 1.

Если элементы и их монтаж располагаются так, что на схеме они отображаются недостаточно ясно, то даются дополнительные проекции с соответствующими пояснениями.

Монтажная схема снабжается спецификацией, в которой приведены данные о всех элементах и монтажных проводах.

Выбор сечения монтажных проводов осуществляется по токовой нагрузке. Изоляция выбирается в соответствии с величиной действующих напряжений и условий эксплуатации. Для аппаратуры, работающей в нормальных условиях, применяются провода с волокнистой и пленочной изоляцией, а для аппаратуры, работающей в условиях повышенной температуры и влажности, — из стекловолокна и резины (табл. 14-6).

Работа схемы в большой мере зависит от расположения деталей на плате и правильного их закрепления. При компоновке схемы может применяться метод аппликаций или объемного моделирования. В этом случае создаются плоские (габаритные) или объемные модели элементов в масштабе 1 : 1. Размещение их на

Таблица 14-6

Основные виды монтажных проводов

Марка	Назначение
МГБДЛ, МЭБДЛ, МГШДЛ, МЭШДЛ МГСЛ, МГСЛЭ МГЦСЛ, МГЦСЛЭ МГШ, МГШД МГШДЛ	<p><i>а) С волокнистой и пленочной изоляцией</i> Для жесткого внутриблочного монтажа</p> <p>Для монтажа аппаратуры, работающей при повышенной температуре Для жесткого внутриблочного монтажа аппаратуры, работающей при повышенной температуре Для монтажа подвижных частей аппаратуры Для монтажа аппаратуры, работающей при повышенной влажности</p>
ПМВ, ПМВГ, ПМОВ МШВ, МГШВ, МГШВЭ	<p><i>б) С полихлорвиниловой и волокнисто-полихлорвиниловой изоляцией</i> Установочные, неподвижные Для внутриблочного монтажа</p>
РКГМ ТМ-250	<p><i>в) Провода монтажные теплостойкие</i> Для работы на установках переменного тока напряжением до 380 в и при температуре до 180° С Для монтажа аппаратуры, эксплуатируемой при температуре от -60° до +250° С с напряжением до 250 в и при частоте 50 гц и выше</p>
ЛПРГС, ЛПРГСЭ	<p><i>г) С резиновой изоляцией</i> Для монтажа бортовой электрической сети напряжением 220 в при температуре от -60 до +55° С</p>
РПО, РПОЭ, РПШ, РПШЭ	<p><i>д) В шланговой оболочке из морозостойкой резины</i> Для установок, работающих в различных атмосферных условиях в интервале температур от -60° до +40° С</p>

плате дает наглядное представление о конструкции блока и облегчает работу конструктора. Различают три основных способа размещения мелких деталей и узлов: планочный монтаж (на монтажных планках), беспланочный монтаж (непосредственно на шасси) и смешанный монтаж. При этом не следует применять как очень маленькие, так и очень большие платы. Малые платы затрудняют монтаж теснотой расположения, а большие — значительным расстоянием между деталями. Элементы на плате (шасси) должны быть размещены так, чтобы соединительные провода имели

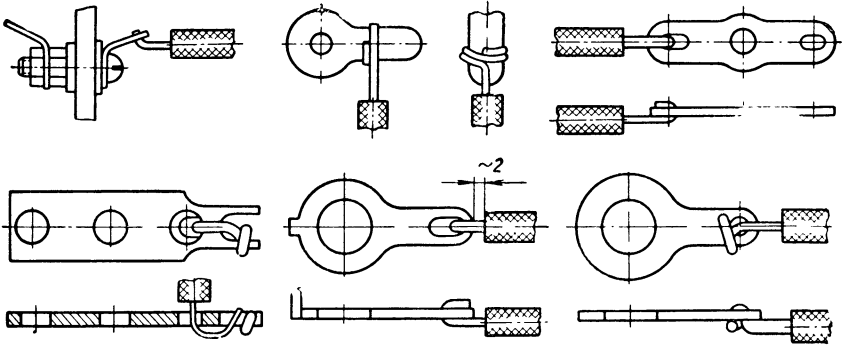


Рис. 14-6. Примеры закрепления монтажных проводов

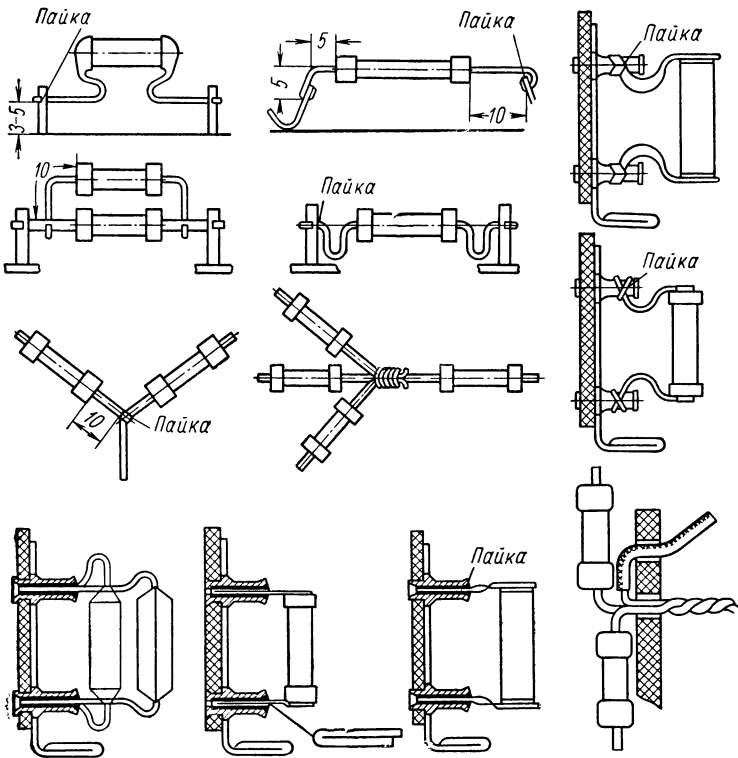


Рис. 14-7. Закрепление малогабаритных радиодеталей

минимальную длину. Необходимо максимально использовать собственные выводы элементов.

Соединительные (монтажные) провода механически закрепляются на монтажных деталях (рис. 14-6) и припаиваются. Пайка обеспечивает надежный контакт и необходимую прочность соединения. Механическое закрепление проводников является обяза-

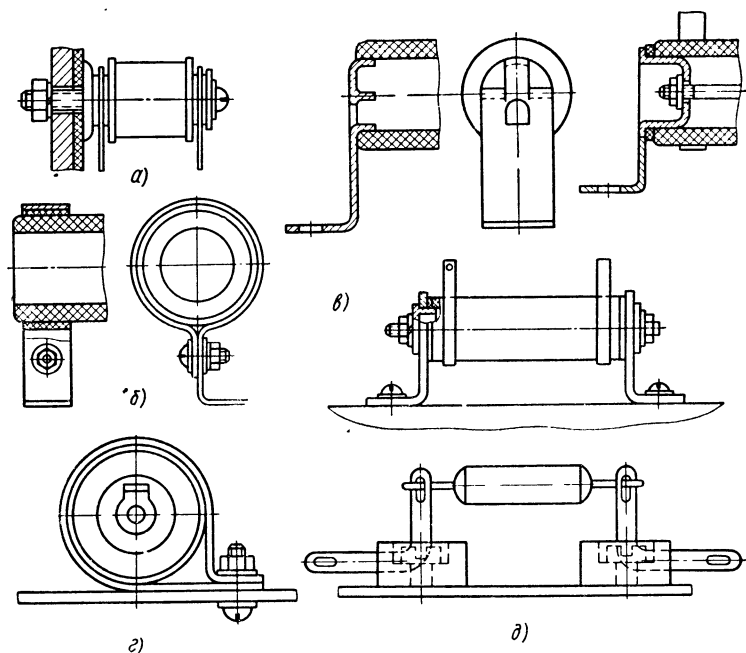


Рис. 14-8. Примеры закрепления элементов крупных размеров:

а — крепление сопротивления винтом; *б* — крепление сопротивления хомутиком; *в* — крепление сопротивления винтами; *г* — крепление конденсатора хомутиком; *д* — крепление конденсаторов

тельным, если аппаратура работает в условиях вибрации. Выводы сопротивлений и конденсаторов можно паять к трубчатым контактным стойкам без предварительного механического крепления. Примеры закрепления малогабаритных радиодеталей показаны на рис. 14-7. Пайка выполняется припоем ПОС-40 или ПОС-61 с применением бескислотных флюсов. Во избежание перегрева пайка выводов должна производиться паяльником мощностью не более 50 *вт*; продолжительность пайки не более 5 *сек*. Места пайки должны находиться на расстоянии не менее 8—15 *мм* от места вывода.

Для механического крепления электролитических конденсаторов и других элементов крупных размеров применяются скобы, хомутки и резьбовые детали (рис. 14-8).

Новым видом монтажных соединений является скручивание. Известны две разновидности этого метода: «первичное скручивание» и «вторичное скручивание». «Первичным скручиванием» называется способ, при котором вывод элемента схемы наматывается на монтажную стойку.

При «вторичном скручивании» конец навесного элемента помещается рядом с монтажной стойкой и соединительный провод наматывается на них.

Эксплуатация электронных устройств, в которых соединения выполнены методом скручивания, показала, что интенсивность отказов таких соединений ниже интенсивности паянных, особенно при эксплуатации их в тяжелых климатических условиях и при механических воздействиях.

Кроме повышения надежности соединений, метод скручивания имеет следующие преимущества по сравнению с пайкой.

Исключается применение припоев и флюсов, а следовательно, и возможность замыкания проводников вследствие попадания капель расплавленного припоя в монтаж. Соединение при этом не подвергается нагреву.

Для выполнения монтажа методом скручивания требуются несложные приспособления, которые могут быть легко автоматизированы.

14. 5. Печатный монтаж и печатные схемы

Сущность печатного монтажа заключается в том, что на основание, выполненное из диэлектрика, любым способом наносится требуемая схема проводников, заменяющих монтажные провода. На полученную плату монтируются радиодетали, которые закрепляются пайкой. Заключительной операцией является покрытие схемы электроизоляционным лаком, которое защищает схему от влаги.

В настоящее время разработано много различных технологических вариантов производства печатных схем. Наибольшее применение из них находят фотоэлектрохимический, травление фольгированного диэлектрика и перенос (табл. 14-7).

Фотоэлектрохимический метод заключается в следующем. Изоляционное основание покрывается тонким слоем светочувствительного раствора, обладающего свойством задубливания. Позитив схемы контактируется со светочувствительным слоем платы и облучается сильным источником света. После промывания в теплой воде на плате остаются не закрытыми задубленным слоем

Таблица 14-7

Сравнительная характеристика основных методов печатного монтажа

Наименование метода	Точность в мм	Минимальные размеры в мм		Преимущества	Недостатки	Область применения
		проводников	промежутков			
Фотоэлектрхимический	$\pm 0,15$	0,8	0,8	Возможность одновременной металлизации отверстий, малый расход металла (только на печатные проводники)	Длительность процесса, низкая прочность сцепления проводников с основанием. Неравномерная толщина проводников и малая их пластичность	Серийное и мелкосерийное производство. Двусторонний монтаж с большим числом переходов
Травление фольгированного диэлектрика	$\pm 0,05$	0,6	0,2	Равномерность толщины металла по всей площади платы. Высокая прочность сцепления металла с изоляционным основанием. Высокая пластичность и электропроводность металла. Простота процесса и малая его трудоемкость	Необходимость применения металлических втулок при двустороннем монтаже. Непроизводительный расход меди. Изоляционное основание подвергается действию химических реагентов	Все виды производства
Перенос проводников	$\pm 0,2$	0,8	0,8	Высокая прочность сцепления проводников с основанием. Медь расходуется только на печатные проводники. Исключено воздействие химических реактивов на изоляционное основание	Неравномерность толщины проводников, невозможность металлизации отверстий одновременно с нанесением печатных проводников	Массовое и серийное производство

участки, соответствующие будущим токопроводящим слоям. На эти участки химическим методом с последующим гальваническим меднением наносятся проводники.

Основным достоинством фотоэлектрохимического метода являются: простота технологического процесса, высокая четкость воспроизводимого рисунка схемы и возможность перехода токонесущих проводников на другую сторону платы без дополнительных устройств. Однако вследствие большой трудоемкости технологического процесса и низкой производительности этот метод находит применение главным образом в опытном и мелкосерийном производстве.

Метод травления фольгированного диэлектрика заключается в том, что на медную фольгу, приклеенную к диэлектрику (обычно к гетинаксу), наносится кислотостойкой краской требуемый рисунок схемы. Последующим травлением в растворе хлорного железа удаляется металл с незащищенных участков схемы и на диэлектрике получают требуемую электрическую схему проводников. Травление фольгированного гетинакса обеспечивает получение весьма доброкачественных токопроводящих слоев при достаточно простом технологическом процессе. Недостатками его являются необходимость применения металлических деталей (пустотелых заклепок) при двустороннем монтаже и непроизводительный расход меди. Этот метод можно применять в различных типах производства.

Метод переноса основан на свойстве медных гальванических проводников образовывать слабое сцепление с некоторыми металлами (нержавеющая сталь и др.), вследствие чего прессованием можно перенести такие проводники с металлического основания на диэлектрик. При этом способе на полированную поверхность металлической матрицы (обычно из нержавеющей стали 1X18H9T) защитной краской наносится негативное изображение схемы. На незащищенные участки матрицы гальваническим путем наращивается слой меди толщиной 50 мкм. После снятия растворителем защитной кислотоупорной краски проводники и матрицы посредством давления переносятся на изоляционное основание. Перенос осуществляется совмещением матрицы с изоляционным основанием, покрытым клеем. Вследствие давления проводники приклеиваются к плате и при разьеме матрицы и платы остаются на ней, так как сила сцепления проводников с матрицей меньше силы их сцепления с покрытой клеем гетинаксовой платой. Этот способ обеспечивает минимальный расход меди и хорошее сцепление проводников с диэлектриком, который не подвергается действию каких-либо химических реактивов. При этом не требуется фольгированного материала, который выпускается в ограниченном ассортименте. К недостаткам способа переноса относятся некоторая

сложность технологического процесса и необходимость применения пустотелых заклепок при двустороннем монтаже. Способ является универсальным. Каждый метод изготовления печатной

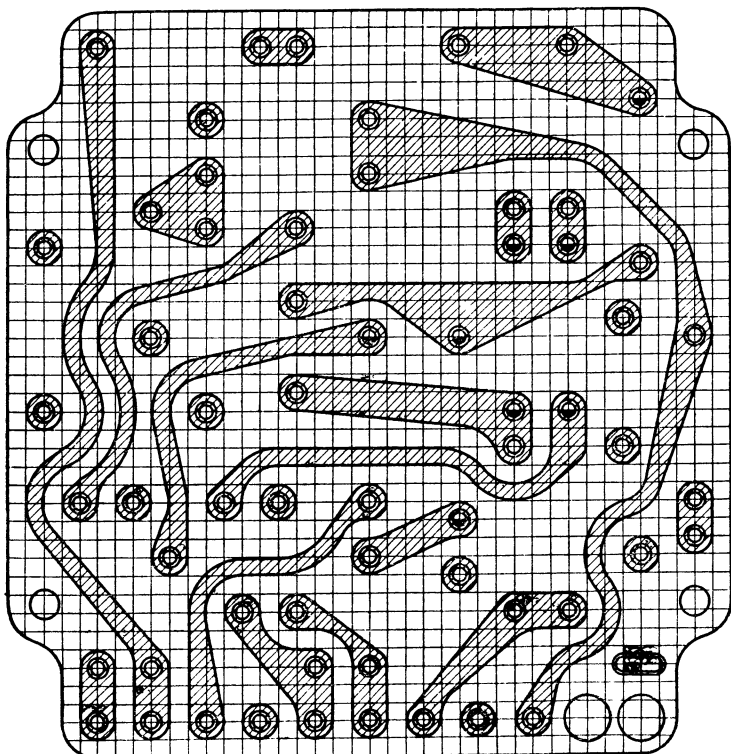


Рис. 14-9. Конструктивное оформление печатного монтажа

схемы имеет свои особенности, которые должен учитывать конструктор.

Конструирование малогабаритных электронных устройств следует начинать с разделения общей схемы на простейшие функциональные блоки (блок имеет самостоятельную законченную схему, которую можно подвергать электрическому контролю). Затем составляется техническое задание на конструирование, в котором должны быть указаны габариты платы, типы разъемов, крепление элементов и др. Для задания определенной системы расположения проводников делается координатная сетка (рис. 14-9). В настоящее время применяются координатные сетки с шагом 1; 2; 2,5 и 3 мм. В тех случаях, когда требуется обеспечить минимальные габариты

ритные размеры проектируемой аппаратуры, шаг сетки берется равным 1 мм. При отсутствии таких требований шаг координатной сетки может приниматься равным 2—3 мм.

Схемные детали и печатные проводники размещаются на координатной сетке в соответствии с принципиальной схемой. При этом необходимо более экономно использовать площадь платы и избегать пересечения проводников. По краям платы с двух противоположных сторон должны быть предусмотрены технологические зоны шириной не менее 1,5—2 мм. Эта зона необходима для установки платы в приспособление при пайке и монтаже. Размещение установочных отверстий и деталей в технологической зоне не допускается.

Размер платы берется не более 220×380 мм, так как платы больших размеров имеют низкую механическую прочность и подвержены короблению.

В зависимости от варианта технологического процесса изготовления печатного монтажа применяют или обычный диэлектрик, на который затем наносят металлизированную схему, или диэлектрик, покрытый сплошным слоем металла (фольгированный диэлектрик), с последнего затем стравливают лишний металл.

Во всех случаях диэлектрик должен обладать:

1) диэлектрической проницаемостью не более 7, чтобы не создавать значительных паразитных емкостей между печатными проводниками;

2) малым тангенсом угла диэлектрических потерь в рабочем диапазоне частот, что особенно важно для высокоомных цепей; тангенс угла потерь должен быть не более 0,06 на частоте 1 МГц;

3) диэлектрической прочностью не менее 15 кВ/мм²;

4) достаточной теплостойкостью, чтобы допускать пайку погружением при температуре 240—270° С в течение 10—15 сек;

5) высокой химической стойкостью и сохранением свойств под воздействием электролитов, кислот, щелочей и других реагентов, используемых при изготовлении печатных плат;

6) стабильностью электрических параметров, а также физико-химических и механических свойств в процессе технологической обработки;

7) механической прочностью и хорошей обрабатываемостью сверлением, штамповкой и фрезерованием.

Обычно для изготовления печатных плат применяют электротехнический гетинакс марок Ав, Вв, Гв (ГОСТ 2718—54), фольгированный гетинакс и стеклотекстолит (ГОСТ 10316—62), текстолит (ГОСТ 2910—54) и стеклотекстолит СТ. В ряде случаев применяют керамику, стекло, пресспорошки. Лучшим прессующим материалом для печатных схем является стекловолокно АГ-4.

Конструктивно печатный монтаж может быть выполнен на одной или нескольких платах (рис. 14-10).

Элементы и узлы, имеющие большие размеры (силовые трансформаторы, большие конденсаторы и др.), следует размещать вне платы, а соединение осуществлять монтажным проводом. Все навесные детали (конденсаторы, сопротивления и др.) обычно располагаются на одной стороне платы, а печатные проводники на другой. На сторону печатных проводников (при одностороннем монтаже) не должны выходить крепежные детали, так как с этой стороны производится пайка. В ряде случаев целесообразно применять двусторонний монтаж. Конденсаторы, сопротивления, пе-

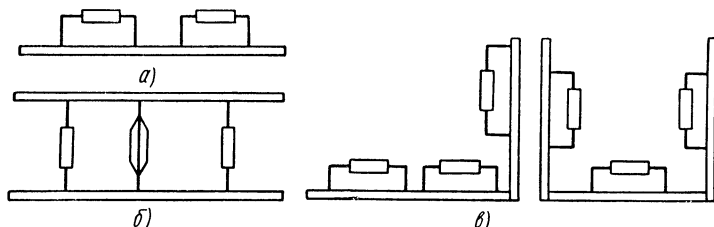


Рис. 14-10. Конструктивное выполнение печатных плат:

а — одноплатная конструкция; *б* — двухплатная конструкция; *в* — угловая конструкция

ремочки и другие навесные детали располагаются параллельно координатной сетке. Расстояние между корпусами параллельно расположенных деталей должно быть не менее 1 мм, расстояние между ними по торцу не менее 1,5 мм. Центры отверстий для установки навесных деталей располагаются в точках пересечения координатной сетки.

Диаметр отверстия зависит от формы выводов и их размера. Обычно диаметр отверстия берется больше диаметра вывода на 0,5 мм, так как в этом случае обеспечивается наиболее полное заполнение его припоем при пайке. При автоматизированной установке элементов зазор принимается несколько большим. Так, например, для деталей с выводами диаметром 0,8—1 мм, диаметр отверстия принимается равным 1,5—2 мм. Увеличивая диаметр отверстий, можно изготавливать их штамповкой. Расстояния между соседними отверстиями на плате с целью обеспечения достаточной механической прочности надо брать не менее 1,5 мм. В каждое отверстие платы можно вставлять только один вывод от навесной детали. Многоконтактные детали и элементы (реле, трансформаторы, ламповые панели и др.) с расположением выводов по окружности устанавливаются на пересечение линий координатной сетки своим геометрическим центром. При этом центр хотя бы одного

из остальных отверстий должен быть расположен на одной из вертикальных или горизонтальных линий координатной сетки.

Печатные проводники должны быть по возможности короткими и иметь минимальное число пересечений. При одностороннем монтаже пересекающиеся проводники соединяются установкой перемычек из медного луженого провода. Перемычку ставят со стороны навесных элементов. При двустороннем монтаже пересекающиеся проводники располагаются на разных сторонах платы. Переход токопроводящих линий с одной стороны платы на другую в этом случае (рис. 14-11) зависит от принятого способа изготовления проводников. При травлении фольгированного диэлектрика пользуются специальными деталями, а при фотоэлектродиффузионном методе такой переход достигается при помощи металла, отлагающегося на стенках отверстия одновременно с нанесением проводников. Специальные детали (пустотелые заклепки) применяются и в тех случаях, когда навесной элемент приходится снимать в процессе эксплуатации. Печатные проводники не должны иметь острых углов и резких переходов. Радиус закругления делается не менее 1 мм. Резкое изменение ширины и острые углы снижают механическую прочность сцепления фольги с основанием и в процессе нагрева при пайке возможно отслаивание.

Толщина проводника обычно принимает равной 50 мкм. При фотоэлектродиффузионном методе получение более толстых проводников связано с резким увеличением времени на их изготовление. Кроме того, при увеличении толщины проводника уменьшается прочность его сцепления с основанием. При уменьшении толщины проводника (меньше 50 мкм) увеличиваются его ширина, а следовательно, и размеры платы.

В настоящее время фольгированный гетинакс выпускается с толщиной фольги 50 мкм. Ширина печатного проводника выбирается в зависимости от силы тока, протекающего по проводнику. Однако из условий механической прочности нецелесообразно применять проводники шириной менее 1 мм. В широких частях проводника (свыше 2 мм) необходимо делать круглые, точечные, кольцевые или щелевидные разрывы, которые позволяют предотвращать вспучивание фольги при пайке погружением, так как в этом случае создаются возможности для выхода газов.

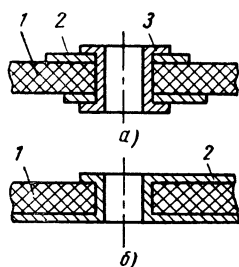


Рис. 14-11. Соединение печатных проводников, расположенных на противоположных сторонах платы:

a — установкой пустотелых заклепок; *b* — электролитическим покрытием; 1 — плата; 2 — печатные проводники; 3 — пустотелая заклепка

Зазор между проводниками должен быть не менее 1,5 мм при групповой пайке и не менее 1 мм при ручной пайке паяльником, так как при меньшем зазоре возможно замыкание проводника припоем. Минимально допустимое расстояние между печатными проводниками зависит также от величины рабочего напряжения и марки фольгированного диэлектрика. Например, на фольгированном гетинаксе допускается напряжение 200 в на расстоянии 1 мм.

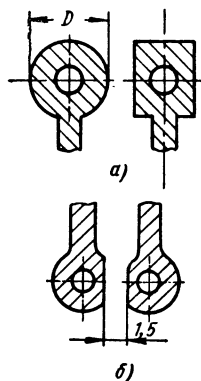


Рис. 14-12. Оформление мест пайки печатных проводников:

a — при нормальном расстоянии между проводниками; *b* — при близком расположении проводников

Соединения печатного проводника с навесными деталями осуществляются пайкой припоем ПОС-61. Для получения необходимой прочности печатный проводник в местах пайки расширяется до диаметра D (рис. 14-12), который берется на 2,5—3 мм больше диаметра отверстия. Если расстояние между соседними проводниками небольшое, то можно сделать срез. Установка элементов на плате осуществляется обычно с подгибкой концов. При установке элементов вручную концы выводов могут не подгибаться.

После окончательного размещения проводников и радиодеталей производится проверочный расчет на допустимую плотность тока

$$I_{\max} = 0,001 f b d, \quad (14.9)$$

где I_{\max} — максимальный ток в проводнике в a ;
 f — допустимая плотность в $a/мм^2$;
 b — ширина проводника в мм;
 d — толщина проводника в $мм$.

Решая уравнение (14.9) относительно b , получаем

$$b \geq 10^3 \frac{I_{\max}}{f d}. \quad (14.10)$$

При всех методах печатного монтажа допустимая плотность тока берется не более 20 $a/мм^2$.

Принимая толщину проводника равной 50 $мкм$, получаем

$$b \geq I_{\max}. \quad (14.11)$$

Для накальных проводников производится расчет на допустимое падение напряжения в цепи

$$\Delta U = 10^9 \frac{l}{b d} I_{\max}, \quad (14.12)$$

где ΔU — допустимое падение напряжения в в;

ρ — удельное сопротивление проводника в $ом \times мм^2/м$;

l — длина проводника в см;

b — ширина проводника в мм;
 d — толщина проводника в мкм.

Для меди удельное сопротивление принимается равным $0,02 \text{ ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$. Зная допустимое напряжение, можно определить требуемую ширину печатного проводника

$$b \geq 10q \frac{I_{\max} l}{\Delta U d}. \quad (14.13)$$

Высоковольтные цепи (с рабочим напряжением 550 в и выше) проверяются на пробивное напряжение. Для ориентировочного определения величины пробивного напряжения можно пользоваться экспериментальными зависимостями (рис. 14-13). Высокочастотные цепи, а также схемы с весьма плотным монтажом требуют проверки на величину паразитных связей¹.

Печатным способом можно получить сопротивления, конденсаторы, индуктивности. Печатные сопротивления наносятся на плату, выполненную из диэлектрика в виде суспензии или пленок. Kontakтами для них служат металлизированные площадки на поверхности платы. Наиболее часто применяется суспензия на основе газовой сажи со связующей смолой и наполнителем в виде талька (табл. 14-8).

Суспензия наносится на плату при помощи трафарета, офсетной машины или другим способом. После нанесения суспензия закрепляется на плате полимеризацией бакелитового слоя. Печатное сопротивление имеет отклонение от номинала $\pm 40\%$, которое путем подгонки может быть доведено до $\pm 10\%$. Пленочные сопротивления изготавливаются из асбестовой ленты, на которую нанесен электропроводящий слой — сажевая суспензия. Из такой ленты вырезаются полоски требуемой величины и приклеиваются к основанию.

Величина сопротивления определяется по формуле

$$R = \frac{\rho}{d} \cdot \frac{l}{b}, \quad (14.14)$$

где R — сопротивление в ом;

b — ширина проводника в см;

ρ — удельное сопротивление пленки суспензии в $\text{ом}\cdot\text{см}^2/\text{см}$;

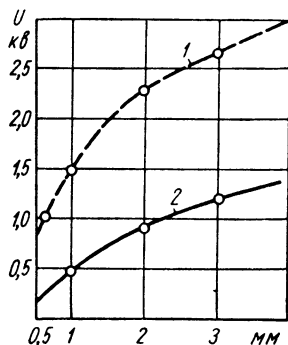


Рис. 14-13. Зависимость напряжений от расстояния между медными проводниками толщиной 0,05 мм (материал платы — гетинакс):

1 — пробивного; 2 — допустимого

¹ В о л и н М. Л. Паразитные связи и наводки, М., «Советское радио», 1960.

d — толщина пленки в см;

l — длина сопротивления в см.

Можно получить печатные конденсаторы небольших емкостей (до 50 пф). Они имеют вид двух равных металлизированных пло-

Таблица 14-8

Состав суспензии для сопротивлений в %

Газовая сажа	Связующее вещество и растворитель	Наполнитель	Сопротивление 1 см ² пленки в ом
30	70	—	1 000
15	75	10	12 900
10	75	15	23 700
7	75	18	100 000
5	75	20	490 000

щадок, расположенных на разных сторонах платы друг под другом (рис. 14-14, а). Однако более технологичной является конструкция конденсатора, выполненная на одной стороне платы (рис. 14-14, б). Печатные индуктивности имеют обычно вид плоской спирали (рис. 14-15). Индуктивность печатной катушки

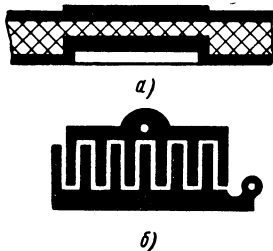


Рис. 14-14. Конденсатор, выполненный печатным способом

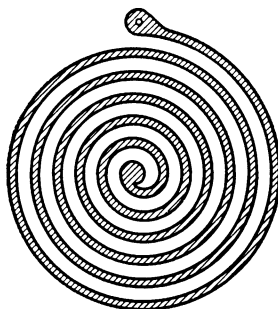


Рис. 14-15. Катушка индуктивности, выполненная печатным способом

зависит от количества и ширины витков, а также от расстояния между ними.

Практически индуктивности печатных катушек берутся величиной не более 3—5 мкГн, так как большие величины потребуют увеличения габаритных размеров платы.

Основные данные печатных катушек индуктивности круглой формы приведены в табл. 14-9. Точность таких катушек по индуктивности составляет $\pm 10\%$.

Таблица 14-9

Основные данные печатных катушек индуктивности

Индуктивность в мкГн	Добротность	Частота к МГц	Внешний диаметр в мм	Число витков	Шаг витков	Материал платы
5,6	96	12	43	13	1,0	Гетинакс
4,8	80	12	30	15	0,6	Пресспорошок
1,16	101	28	30	7	1,3	Пресспорошок
1,8	125	22	30	9	1,0	Фторопласт-4
3,65	92	14	30,5	13	0,75	Гетинакс
1,16	112	28	30	7	1,3	Стеклотекстолит
1,8	115	22	30	9	1,0	Стеклоткань
2,8	80	16	19	13	0,4	Стеклотекстолит
2,8	75	16	19	13	0,4	Пресспорошок

14. 6. Микромодули этажерочного типа

Основными элементами микромодуля этажерочного типа являются микроплаты, перемычки, соединительные провода и микроэлементы.

Микроплата представляет собой пластинку квадратной формы толщиной 0,3 мм, изготовленную из керамического материала (ультрафарфора, стеатита, конденсаторной керамики и др.). Такие материалы обладают достаточной механической прочностью, теплостойкостью, влагостойкостью, а также имеют высокие изоляционные и диэлектрические свойства. Заготовки требуемой формы получают горячим литьем или прессованием.

На каждой стороне платы имеется по три металлизированных и облуженных паза, в которые при сборке микромодуля вплавляются соединительные проводники.

Металлизация выемок осуществляется вжиганием серебра. В одном из углов микроплаты имеется прямоугольный вырез (ключ) для ориентации ее при сборке. Нумерация пазов микроплаты ведется по часовой стрелке, со стороны ключа.

Нормальным положением микроплаты считается такое, при котором ключ находится в верхнем левом углу и большая сторона

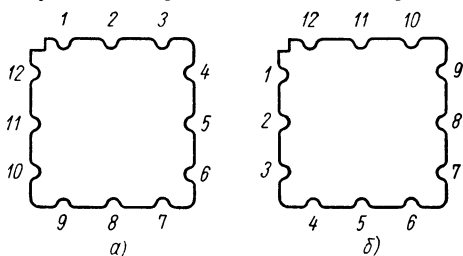


Рис. 14-16. Нормальные положения микроплаты:

а — обычное; б — перевернутое

его расположена горизонтально (рис. 14-16, а). У перевернутой микроплаты за нормальное положение принимается такое, при котором ключ находится в левом верхнем углу, а большая сторона его расположена вертикально (рис. 14-16, б). При сборке плату и расположенный на ней микроэлемент можно установить в восьми различных положениях, которые однозначно определяются положением ключа (рис. 14-17). В табл. 14-10 приведены обозначения положений микроплаты в схеме сборки.

Таблица 14-10

Обозначение положений микроплаты при составлении схемы сборки

Положение микроплаты	Обозначение положений микроплаты в схеме сборки	
	нормальное	перевернутое
Нормальное	0°	—
Поворот на 90°	90°	—
Поворот на 180°	180°	—
Поворот на 270°	270°	—
Нормальное положение перевернутой платы	—	0°
Поворот перевернутой платы на 90°	—	90°
Поворот перевернутой платы на 180°	—	180°
Поворот перевернутой платы на 270°	—	270°

Перемычки (рис. 14—18) служат для замыкания соединительных проводников внутри микромодуля. Они выполняются в виде

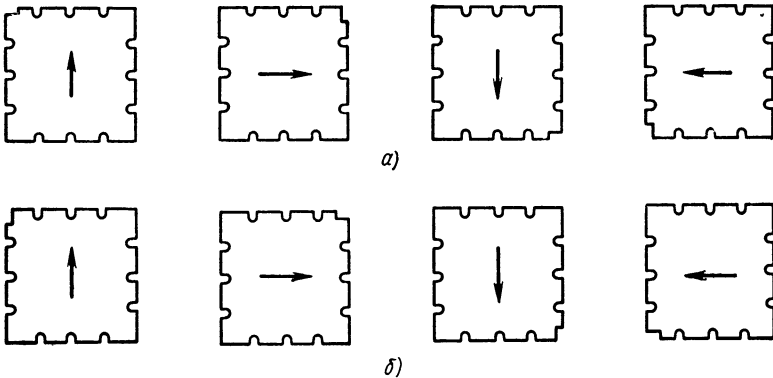


Рис. 14-17. Возможные положения платы при сборке в микромодуль:

а — при обычном положении платы; б — перевернутой платы

печатного проводника шириной 1 мм на одной стороне микроплаты. Соединительные проводники изготавливаются из медного луженого провода диаметром 0,35 мм.

В практике может потребоваться соединение микроэлемента между любыми соединительными проводниками. Каждый элемент с двумя выводами можно присоединить к пазам платы в 132 различных комбинациях. Учитывая, что плата может располагаться в микромодуле в восьми различных положениях, число необхо-

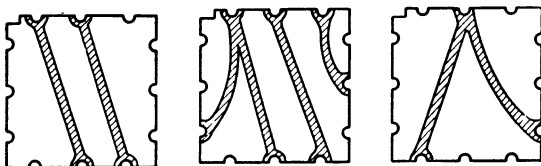


Рис. 14-18. Печатные перемычки

димых соединений резко сокращается и составляет для неполярных элементов с двумя выводами 12 различных комбинаций (цоколевок). Если выпускать всю необходимую номенклатуру микроэлементов даже с таким числом цоколевок, то производство их будет довольно громоздким.

В микромодуле возможно применение перемычек и разрезов. Перемычки позволяют переносить электрические цепи с одного

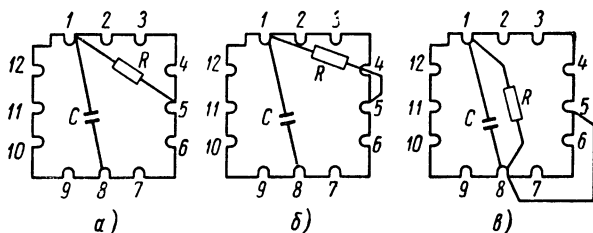


Рис. 14-19. Примеры соединения микроэлементов в микромодуле

проводника на другой, а разрезы на них дают возможность разъединять электрические цепи, находящиеся на одном проводнике. Эти способы позволяют сократить количество применяемых цоколевок.

Допустим, что в микромодуле надо выполнить соединение по схеме, приведенной на рис. 14-19, а. Если сопротивление с цоколевкой 1—5 отсутствует, а имеется сопротивление с цоколевкой 1—4, то соединение можно выполнить с применением перемычки между проводниками 4 и 5 (рис. 14—19, б). Если имеется цоколевка 1—8, то соединение можно выполнить (рис. 14-19, в) с применением разреза на проводнике 8 и перемычки между проводниками 8 и 5. Перемычка присоединяется к части проводника 8, к которой присоединено сопротивление.

При выборе количества цоколевок следует иметь в виду, что возможны такие цоколевки, которые дают повторяющиеся соединения при восьми различных положениях микроэлемента. Напри-



Рис. 14-20. Возможные положения диода с цоколевкой 2—8

мер, диод с цоколевкой 2—8 (рис. 14-20) позволяет получить только два соединения с проводниками микромодуля.

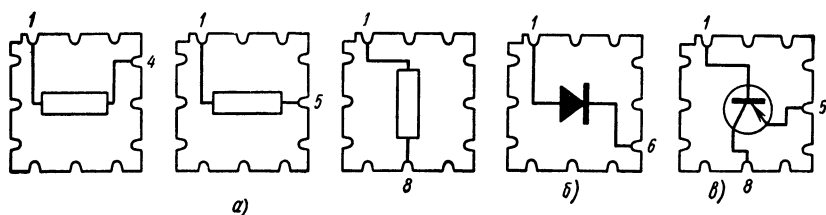


Рис. 14-21. Варианты цоколевок:

а — сопротивления, конденсаторы, катушки индуктивности; *б* — диоды; *в* — транзисторы

В настоящее время микроэлементы выполняются со следующими вариантами цоколевок (рис. 14-21): сопротивления, конденсаторы, катушки индуктивности с цоколевкой 1—4; 1—5; 1—8 (рис. 14-21, *а*), диоды с цоколевкой 1—6 (рис. 14-21, *б*) 1—4; 2—5; транзисторы (рис. 14-21, *в*) с цоколевкой 1—8—5 (база—коллектор—эмиттер соответственно).

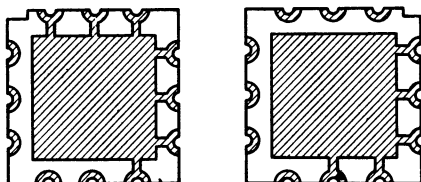


Рис. 14-22. Пример микроэлемента с универсальной цоколевкой

В опытном производстве и для экспериментальных целей можно применять микроэлементы с универсальной цоколевкой (рис. 14-22).

Удаляя ненужные соединения, можно получить все необходимые цоколевки.

Разработку микромодулей начинают с составления схемы сборки, которая определяет взаимное расположение микроэлементов, места пайки их выводов с соединительными проводниками, положение перемычек и места разреза проводников.

На рис. 14-23 показана принципиальная электрическая схема микромодуля, а на рис. 14-24 и 14-25 — общий вид и схема сборки микромодуля.

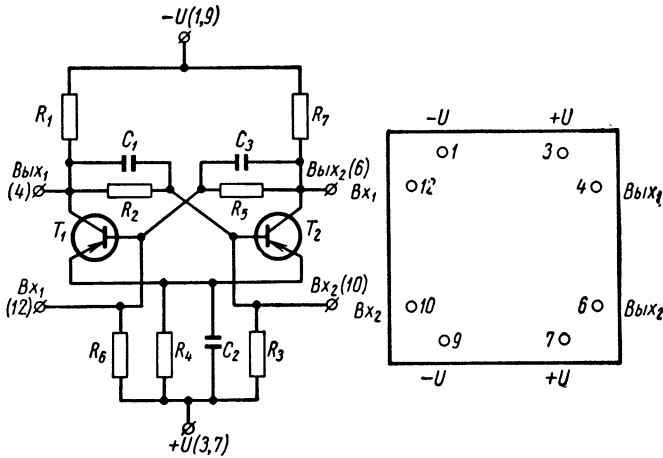


Рис. 14-23. Принципиальная электрическая схема триггера в микромодульном исполнении

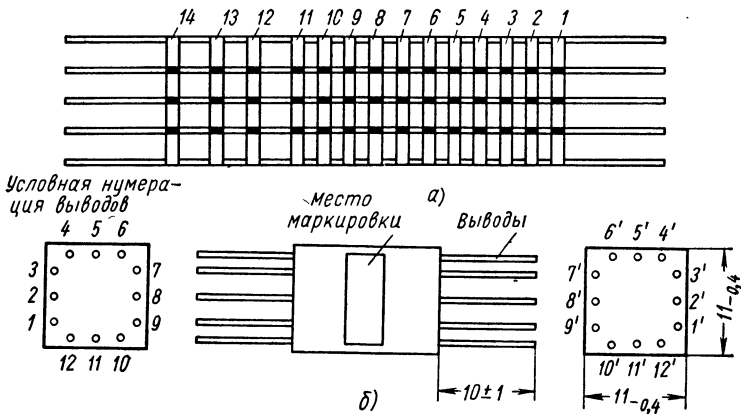


Рис. 14-24. Микромодуль (триггер):

a — до заливки; *б* — после заливки; 1 — микроплата П1; 2 — сопротивление R_5 ; 3 — конденсатор C_3 ; 4 — транзистор T_2 ; 5 — сопротивление R_3 ; 6 — сопротивление R_4 ; 7 — конденсатор C_2 ; 8 — сопротивление R_6 ; 9 — транзистор T_1 ; 10 — конденсатор C_1 ; 11 — сопротивление R_2 ; 12 — сопротивление R_1 ; 13 — сопротивление R_7 ; 14 — микроплата П2

Горизонтальные линии на схеме сборки соответствуют соединительным проводникам микро модуля. Они нумеруются согласно номерам соединительных проводников. Сплошные линии с узловыми точками в вертикальных столбцах соответствуют микроэлементам и платам с перемычками. Свободные микроплаты пред-

Цоколевка микроэлемента		—	1-4	1-4	1-8	1-8	1-8-5	1-4	1-8	1-4	1-8	1-8-5	1-8	1-8	—				
Положение микроплаты. Угол поворота	Нормальное	—	—	0°	270°	270°	270°	—	—	—	180°	—	—	—	—				
	Перевернутое	—	270°	—	—	—	—	90°	90°	90°	—	0°	0°	0°	—				
Условная нумерация выводов микро модуля		12'																	
		11'																	
		10'																	
		9'																	
		8'																	
		7'																	
		6'																	
		5'																	
		4'																	
		3'																	
		2'																	
		1'																	
Высота микроэлементов, мм (не более)																			
Толщина микроплаты с учетом лужения, мм																			
Схемное обозначение микро модуля в порядке сборки		П2	R ₇	R ₁	R ₂	C ₁	T ₁	R ₆	C ₂	R ₄	R ₃	T ₂	C ₃	R ₅	П1				
Номер позиции		14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1				

Рис. 14-25. Схема сборки микро модуля

ставляют собой вертикальные столбцы при отсутствии на них сплошных линий. Число столбцов равно числу микроэлементов, включая микроплаты с перемычками и свободные типовые микроплаты.

В графе «Схемное обозначение микроэлементов» дается принятое буквенное обозначение микроэлемента и перемычек на микроплате (включая свободные микроплаты). Порядок записи микроэлементов в схемах сборки определяет порядок сборки их в микро модуль. Нижний микроэлемент, микроплата с перемычками или свободная микроплата соответствуют первой позиции на схеме сборки. Соединение выводов микроэлемента или перемычки с соединительными проводниками на схеме сборки обозначается крупной точкой на месте пересечения вертикальной и горизонтальной линий.

Полярность или условные обозначения выводов микроэлементов на схеме сборки показывают около соответствующих точек: для диодов и полярных конденсаторов + или —; для транзисторов Б, Э, К, для трансформаторов номера выводов.

Крайние микроэлементы должны быть обращены элементами внутрь микромодуля. Если это не представляется возможным, то после крайнего элемента устанавливают свободную микроплату. Допускается установка свободных типовых микроплат после крайних микроэлементов, расположенных в любом положении.

Количество разрезов проводников должно быть не более 2 на одну сторону микромодуля при общем количестве не более 5. Разрезы могут быть выполнены в любом интервале между микроэлементами, кроме крайних. На одном проводнике допускается выполнение не более двух разрезов. В местах разрезов расстояние между микроплатами должно быть не менее 1 мм.

Микроэлементы, на которые рассеиваются большие мощности, должны быть разнесены на максимально возможные расстояния. В случае необходимости допускается установка экрана (металлизирующей микроплаты) между двумя микроэлементами.

Входные и выходные контакты микромодуля рекомендуется помещать на противоположные стороны микромодуля.

Микроэлементы, имеющие наибольшее число внешних выводов, располагают в нижней части микромодуля. Цоколевка микроэлементов при разных положениях микроплаты должна совмещаться с номерами соединительных проводников, приведенных в табл. 14-11, 14-12 и 14-13.

Таблица 14-11

Цоколевка сопротивлений, конденсаторов и катушек индуктивности в схеме сборки микромодуля

Положение микроплаты		Варианты цоколевки		
нормальное	перевернутое	I	II	III
0°	—	1—4	1—5	1—8
90°	—	4—7	4—8	4—11
180°	—	7—10	7—11	7—2
270°	—	10—1	10—2	10—5
—	0°	12—9	12—8	12—5
—	90°	3—12	3—11	3—8
—	180°	6—3	6—2	6—11
—	270°	9—6	9—5	9—2

При составлении схемы сборки необходимо учитывать максимально допустимую высоту микромодуля и условия для наиболее эффективного отвода тепла. Максимально допустимая высота микромодуля составляет 25 мм, однако практически она колеблется

в пределах 10—20 мм. Грубая оценка высоты микро модуля производится по установочным размерам, определяемым как сумма максимальной высоты микроэлементов и зазоров между соседними микроэлементами (0,25 мм).

Таблица 14-12

Цоколевка диодов в схеме сборки микро модуля

Положение микроплаты		Вариант цоколевки		
нормальное	перевернутое	I	II	III
0°	—	1—6	1—4	2—5
90°	—	4—9	4—7	5—8
180°	—	7—12	7—10	8—11
270°	—	10—3	10—1	11—2
—	0°	12—7	12—9	11—8
—	90°	3—10	3—12	2—11
—	180°	6—1	6—3	5—2
—	270°	9—4	9—6	8—5

Таблица 14-13

Цоколевка транзисторов в схеме сборки микро модуля

Положение микроплаты		Вариант цоколевки		
нормальное	перевернутое	I	II	III
0°	—	1	8	5
90°	—	4	11	8
180°	—	7	2	11
270°	—	10	5	2
—	0°	12	5	8
—	90°	3	8	11
—	180°	6	11	2
—	270°	9	2	5

На рис. 14-26 показана зависимость мощности рассеяния в микро модуле от температуры поверхности и высоты микро модуля ¹.

¹ Белевцев А. Т. Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры, «Энергия», 1965.

По способу установки и соединения микромодулей в микроблоки они делятся на одноплатные, межплатные и линейные. Одноплатные микромодули устанавливаются на одной печатной плате, межплатные — между двумя платами, а линейные — последовательно в виде цепочки по одной общей осевой линии.

Возможны комбинированные конструкции, представляющие собой различные сочетания трех основных типов.

Технологический процесс сборки сводится к монтажу микроблоков на плате. Выводы микромодуля вводятся в отверстия печатной платы и припаиваются. В каждом отверстии должен размещаться только один вывод.

Дополнительное механическое крепление микромодулей к плате не рекомендуется. Возможно подгибание выводов под платой в любом направлении, что позволит легко заменять неисправные микромодули.

В микромодульных блоках допускается применение навесных электро- и радиоэлементов: конденсаторов, трансформаторов, реле потенциометров и др. Габаритные размеры таких элементов должны быть кратными стороне герметизированного микромодуля. Они закрепляются на печатных платах с помощью запайки выводов, а массивные элементы должны иметь механическое крепление.

Для изготовления печатных плат применяются электроизоляционные материалы толщиной 1—1,5 мм. Наибольшее применение находят гетинакс, фольгированный гетинакс, стеклотекстолит фольгированный.

Вследствие малой механической прочности и возможности коробления платы при групповой пайке, размеры ее не должны превышать 150 × 200 мм.

Отверстия, соединяющие печатные проводники и отверстия, предназначенные для навесных элементов, должны иметь контактные площадки, форма которых может быть произвольной. Площадь контактной площадки должна быть по возможности максимальной.

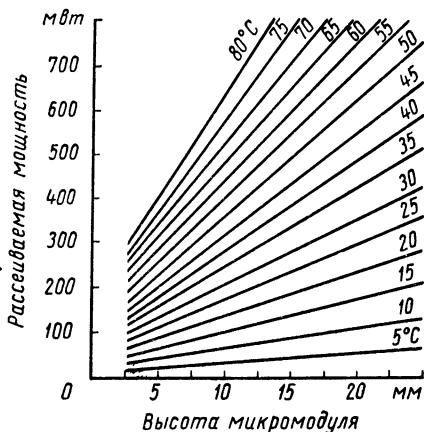


Рис. 14-26. Мощность рассеяния в микромодуле в зависимости от температуры на поверхности платы и длины микромодуля

14. 7. Изготовление и исследование макета

Особенностью электронных схем является необходимость их наладки¹ вследствие разброса основных и паразитных параметров элементов схемы (электровакуумных и полупроводниковых приборов, емкости и индуктивности монтажа и др.).

Отработка схемы производится на опытных образцах (макетах), где выявляются все ошибки монтажа и неучтенные паразитные параметры или дополнительные связи. При этом могут быть выявлены как отдельные недостатки схемы, так и принципиальные ошибки.

Устранение недостатков в схемах, обнаруженных при отработке макета, замена неудачных схем, конструкций и деталей повышают надежность электронного устройства и облегчают внедрение схемы в серийное производство. Наладка

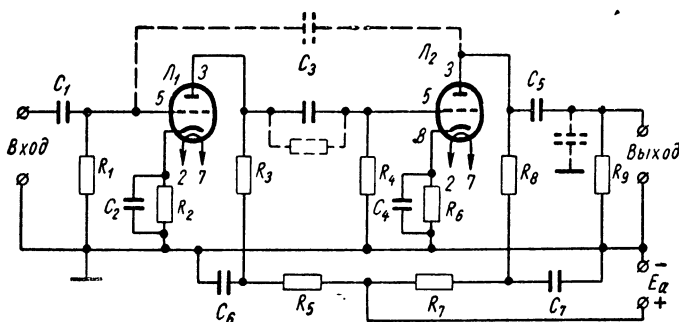


Рис. 14-27. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя низкой частоты

макетов значительно сложнее серийной аппаратуры, так как производится с помощью универсальных измерительных приборов. При этом отсутствует отработанная методика проверки.

Монтаж макета должен осуществляться в соответствии с принципиальной схемой. Электроэлементы, входящие в схему, проверяют по необходимым параметрам и размещают на шасси так, чтобы при налаживании схемы было обеспечено удобство их замены. Лучший вариант выбирают пробным размещением деталей или методом аппликаций. При размещении деталей и соединительных проводников должны учитываться паразитные параметры, которые приводят к изменению характеристики схемы.

На рис. 14-27 показана принципиальная схема усилителя низкой частоты, а на рис. 14-28 — его монтажная схема.

В случае соединения металлического корпуса конденсатора C_6 с шасси появляются отмеченные пунктиром паразитные емкости. При большой утечке конденсатора C_3 рабочая точка на характеристике второй лампы сместится, и линейный участок амплитудной характеристики уменьшится. Таким образом, все характеристики усилителя изменятся за счет не учитывающихся при расчете паразитных параметров, появившихся в результате неправильно выполненного монтажа.

Основные правила выполнения электромонтажа сводятся к следующим. Все соединительные проводники должны быть по-возможности короткими, что

¹ Брандт А. А. Техника монтажа и налаживания радиосхем. Изд-во Московского университета, 1961.

обеспечивается рациональным размещением деталей на шасси и максимальным использованием собственных выводов элементов. Соединения необходимо выполнять по кратчайшему расстоянию. Нельзя допускать перегрев элементов при пайке, выполняя ее возможно дальше от корпуса элемента. Особенно чувствительны к перегреву полупроводниковые приборы. Пайку их следует производить более легкоплавким припоем. Для отвода тепла от триода при пайке надо пользоваться плоскогубцами или пинцетом, которым следует держать припаяемый вывод между местом пайки и корпусом триода.

Располагать полупроводниковые триоды на шасси необходимо в местах, удаленных от нагревающих деталей (ламп, трансформаторов). Нельзя допускать

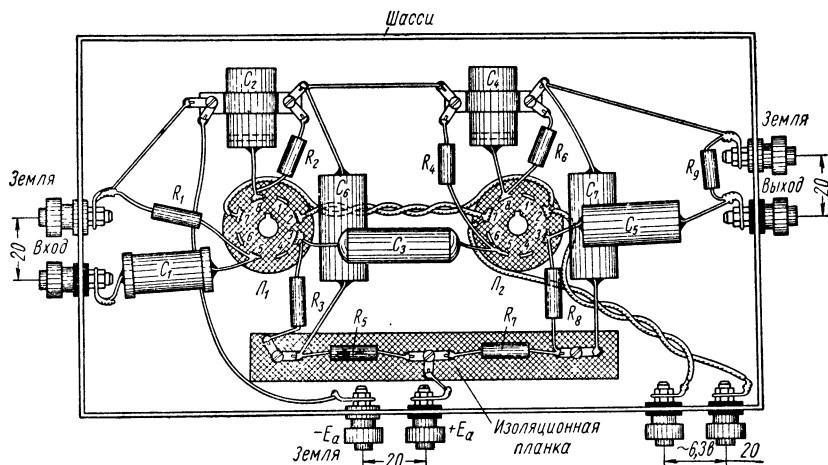


Рис. 14-28. Монтажная схема двухкаскадного усилителя низкой частоты

перегибов выводов под острым углом, в непосредственной близости от корпуса триода, так как они могут отломиться.

После выполнения монтажа необходимо тщательно его проверить с точки зрения правильности расположения деталей и соответствия принципиальной схеме. Отработка макета необходима для изучения работы схемы и установления соответствия ее характеристик заданным техническим условиям. Если полученные характеристики отличаются от заданных, то следует произвести регулировку схемы.

При подключении измерительных приборов процессы и режимы в схеме отличаются от процессов и режимов до подключения приборов. Так, например, соединительные провода измерительных приборов, кроме изменения входного сопротивления, могут привести к случайным, трудно учитываемым паразитным связям и наводкам. Дополнительные ошибки, вносимые в результате измерений вследствие влияния подключаемых приборов на налаживаемый макет, можно рассчитывать аналитически¹ или определять экспериментально.

Для упрощения наладки электронных схем надо подбирать такие комплексные параметры, которые однозначно характеризуют исправность схемы. Таким параметром может быть переходная характеристика.

¹ В о л л е р н е р Н. Ф. Наладка, регулировка и контроль радиоэлектронной аппаратуры, Гостехиздат, УССР, 1961.

Наладку схемы можно производить подгонкой и регулировкой.

Получение определенных выходных параметров аппаратуры методом подгонки заключается в том, что необходимая точность выходных параметров достигается подбором одного из схемных элементов с постоянными параметрами. Для сокращения количества операций по подбору необходимо выбрать элемент,

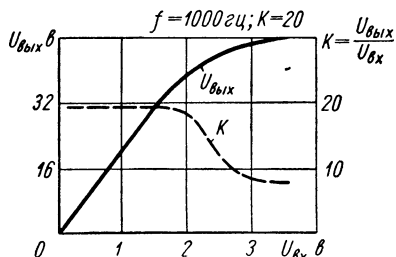


Рис. 14-29. Амплитудная характеристика усилителя

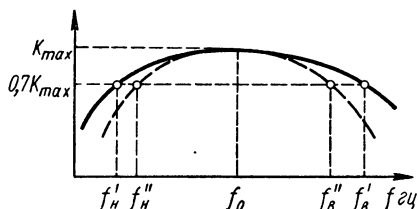


Рис. 14-30. Частотная характеристика усилителя

отклонение параметров которого оказывает сильное влияние на выходные параметры схемы.

Метод подгонки дает возможность получить высокую точность выходных параметров аппаратуры при использовании ламп, транзисторов и других схемных элементов с большими допусками на параметры, но требует достаточно высокой квалификации исполнителя.

Метод регулировки состоит в том, что точность выходных параметров достигается изменением величины специального регулируемого схемного элемента с переменным параметром.

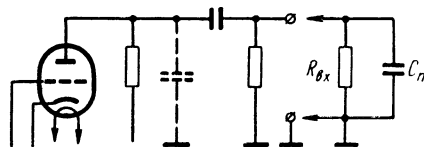


Рис. 14-31. Схема измерения выходного напряжения усилителя низкой частоты

Преимущество метода регулировки перед подгонкой заключается в том, что практически можно получить любую точность выходных параметров аппаратуры. При этом можно компенсировать также отклонения, которые получаются в результате старения элементов.

Регулировку начинают с проверки правильности монтажа цепей. Эта проверка позволяет предотвратить потери времени на последующих операциях, а также возможность порчи деталей из-за неисправного монтажа при включении источников питания. После проверки монтажа производят проверку режимов. При этом пользуются внешними стабилизированными источниками питания, которые подключаются при пониженном напряжении питающей сети, чтобы предотвратить порчу деталей в случае имеющихся неисправностей, не выявленных прозвонкой. Для проверки режима сложное устройство расчлняют на ряд простейших узлов, которые могут нормально функционировать без взаимных связей с другими узлами. При раздельной проверке к соответствующим местам подключают эквивалентные по расходуемой мощности сопротивления.

Следующим этапом является регулировка схемы. Сложность процесса регулировки состоит в том, что число факторов, оказывающих влияние на выходные параметры, велико и учет их влияния затруднителен. В связи с этим целесообразно вначале регулировать отдельные элементы схемы при отсутствии связи между ними, а затем производить регулировку всего устройства.

При регулировке надо придерживаться определенной последовательности, переходя от низшего значения функции к высшему, или наоборот. За одну операцию регулируют только один параметр, причем каждая последующая операция должна контролировать предыдущую. В качестве примера рассмотрим регулировку усилителя низкой частоты. Основными характеристиками его являются коэффициент усиления, амплитудная и частотная характеристики.

Для снятия амплитудной характеристики на вход подают напряжение с различной амплитудой и измеряют выходное напряжение. Диапазон входных амплитуд зависит от коэффициента усиления и вида сеточной характеристики лампы, работающей в последнем каскаде. На рис. 14-29 показан примерный вид амплитудной характеристики однолампового усилителя, собранного на лампе 6Ф5 с коэффициентом усиления, равным 28. Пунктиром показана величина коэффициента усиления, определяемого как отношение выходного напряжения к входному. Коэффициент усиления сохраняет постоянное значение в области линейного участка амплитудной характеристики. После построения амплитудной характеристики все дальнейшие измерения производят с напряжением, соответствующим приблизительно ее середине.

Частотная характеристика (рис. 14-30) представляет собой зависимость коэффициента усиления от частоты, при неизменном входном напряжении, равном значению, соответствующему середине линейного участка. Точками f'_H и f'_B отмечены частоты, при которых коэффициент усиления равен 0,7 его максимального значения, достигаемого при частоте. Полосой пропускания усилителя Δf называется разность f'_B и f'_H .

При подключении к выходу усилителя измерительного прибора, сопротивление которого складывается из активного сопротивления и входной паразитной емкости C_n (рис. 14-31) частотная характеристика усилителя несколько изменяется (см. рис. 14-30). Нижняя граница полосы пропускания будет соответствовать точке f''_H , а верхняя — точке f''_B .



Литература

1. Анисимов В. И. и Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. М., Изд-во «Энергия», 1964.
2. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Ч. I, М., Госэнергоиздат, 1962.
3. Атабеков Г. И., Тимофеев А. Б. и Хухриков С. С. Теоретические основы электротехники. Ч. II, М., Госэнергоиздат, 1962.
4. Байда Л. И. и Семенович А. А. Электронные усилители постоянного тока. М., Госэнергоиздат, 1953.
5. Балашов М. А. и др. Руководство по проектированию элементов и систем автоматики. Вып. 4. М., Оборонгиз, 1961.
6. Баранчук Е. И. Проектирование и настройка электронных регуляторов. М., Машгиз, 1963.
7. Бессекерский В. А. и др. Проектирование следящих систем малой мощности. Л., Судпромгиз, 1958.
8. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. М., «Высшая школа», 1964.
9. Бонч-Бруевич А. М. Применение электронных ламп в экспериментальной физике. М., Физматгиз, 1958.
10. Бройде А. И. и Тарасов Ф. И. Справочник по электровакуумным и полупроводниковым приборам. М., Госэнергоиздат, 1960.
11. Булгаков А. А. Электронные устройства автоматического управления. М., Госэнергоиздат, 1958.
12. Васильев Д. В. и др. Проектирование и расчет следящих систем. Л., Изд-во «Судостроение», 1964.
13. Власов В. Ф. Электронные и ионные приборы. М., Связьиздат, 1960.
14. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах. М., Связьиздат, 1959.
15. Валитов Р. А. и др. Измерение параметров полупроводниковых триодов. Изд. Харьковского университета, 1960.
16. Волошин И. Ф. и др. Полупроводники и их применение в технике. «Беларусь», 1963.
17. Глазенок Т. А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. М., Изд-во «Энергия», 1965.
18. Горелик А. Л. Промышленная электроника. М., Госэнергоиздат, 1958.
19. Гитис Э. И. Электрорадиоавтоматика. М., Госэнергоиздат, 1958.

20. Гукайло Я. Е. и Марков Е. С. Инженерный метод расчета двух типов демодуляторов. «Автоматика и телемеханика», 1952, № 6.
21. Доброхотов Н. Г. Полупроводниковые $p-n-p-n$ -переключатели. Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 7. М., Изд-во «Советское радио», 1961.
22. Дулин В. Н. Электронные и ионные приборы. М., Госэнергоиздат, 1963.
23. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. I, М., Госэнергоиздат, 1950.
24. Козинцева Л. П. Усилители на полупроводниковых триодах. М., «Высшая школа», 1965.
25. Колосов А. А., Горбунов Ю. И. и Наумов Ю. Е. Полупроводниковые твердые схемы. М., Изд-во «Советское радио», 1965.
26. Колосов С. П. Элементы авиационных автоматических устройств. М., Оборонгиз, 1963.
27. Комар В. Г. Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления. М., Госэнергоиздат, 1952.
28. Конев Ю. И. Транзисторные импульсные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами. М., Изд-во «Энергия», 1964.
29. Конев Ю. И. и Машуков Е. В. Силовые транзисторные переключающие реле. Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Д. А. Федотова, вып. 8. М., Изд-во «Советское радио», 1962.
30. Конев Ю. И. Полупроводниковые триоды в автоматике. М., «Советское радио», 1960.
31. Кононов Б. Н. Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниковых триодах. М., Госэнергоиздат, 1960.
32. Корндорф С. Ф. Основы электроизмерений, электронной техники и электроавтоматики в приборостроении. М., Машгиз, 1959.
33. Коссов О. А. Усилители мощности на переключающих транзисторах. М., Изд-во «Энергия», 1964.
34. Кривицкий Б. Х. Элементы и устройства импульсной техники. М., «Советское радио», 1961.
35. Кризе С. Н. Усилительные устройства. М., Связьиздат, 1958.
36. Леоненко Л. И. Статический расчет мостовых триггеров. Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», под ред. Федотова Я. А., вып. 12. М., Изд-во «Советское радио», 1964.
37. Липман Р. А. Полупроводниковые реле. М., Госэнергоиздат, 1963.
38. Мартин Т. Электронные цепи. М., Воениздат, 1958.
39. Месяцев П. П. Введение в теорию проектирования и производства радиоаппаратуры. М., «Высшая школа», 1961.
40. Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры. Под ред. А. А. Тудоровского. Л., Судпромгиз, 1962.
41. Некрасов М. М. Миниатюризация и микроэлектроника на нелинейных сопротивлениях. М., Изд-во «Советское радио», 1965.
42. Нечаев Г. К. Полупроводниковые термосопротивления в автоматике. Гостехиздат УССР, 1962.
43. Нечаев Г. К. и Удалов Н. П. Реле и датчики с полупроводниковыми термосопротивлениями. М., Госэнергоиздат, 1961.

44. Николаевский И. Ф. Эксплуатационные параметры и особенности применения транзисторов. М., Связьиздат, 1963.
45. Николаенко Н. С. Проектирование транзисторных усилителей измерительных устройств. М.—Л., Изд-во «Энергия», 1965.
46. Основы автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова, т. II, ч. I, М., Машгиз, 1959.
47. Панасенко В. П. Элементы автоматических устройств и вычислительной техники. М., Оборонгиз, 1962.
48. Пасынков В. В., Савельев Г. А. и Чиркин Л. К. Нелинейные полупроводниковые сопротивления. Л., Судпромгиз, 1962.
49. Приборостроение и средства автоматики. Т. II, кн. II, М., Изд-во «Машиностроение», 1964.
50. Полонников Д. Е. Электронные усилители автоматических компенсаторов. М., Физматгиз, 1960.
51. Попков С. Л. Основы следящего электропривода. М., Оборонгиз, 1958.
52. Рабинович Л. В. Электроавтоматика авиационных электромеханических устройств. М., Оборонгиз, 1957.
53. Решетников Е. М. Теория и расчет фазочувствительных усилителей-выпрямителей. М., Оборонгиз, 1956.
54. Решетников Е. М. Параллельное и последовательное включение двух ламп на одну нагрузку при переменном анодном питании. Труды МАИ, вып. 134, М., Оборонгиз, 1960.
55. Рогинский В. Ю. Электропитание радиоустройств. М., Госэнергоиздат, 1963.
56. Сотсков Б. С. Элементы автоматической и телемеханической аппаратуры. М., Госэнергоиздат, 1950.
57. Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования элементов автоматических и телемеханических устройств. М., Изд-во «Энергия», 1965.
58. Сотсков Б. С. Методические указания и справочные данные для расчета надежности элементов и устройств. Издание МАИ, 1964.
59. Специальный практикум по полупроводникам и полупроводниковым приборам. Под ред. К. В. Шалимовой. М., Госэнергоиздат, 1962.
60. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам. Под ред. Н. Н. Горюнова. М., Изд-во «Энергия», 1964.
61. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Госэнергоиздат, 1964.
62. Тищенко А. М. и др. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. М., Изд-во «Советское радио», 1964.
63. Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. М., Госэнергоиздат, 1959.
64. Туркулец В. И. и Удалов Н. П. Фотодиоды и фототриоды. М., Госэнергоиздат, 1962.
65. Тягунов Г. А. Электровакуумные и полупроводниковые приборы. М., Госэнергоиздат, 1962.
66. Удалов Н. П. Полупроводниковые термоуправляемые сопротивления. М., Оборонгиз, 1959.
67. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. М., Изд-во «Советское радио», 1963.
68. Цыкин Г. С. Электронные усилители. М., Связьиздат, 1963.

69. Цыкина Л. В. Проектирование транзисторных усилителей. М., Изд-во «Связь», 1965.
 70. Чистяков Н. И. Транзисторные усилители. Изд-во «Связь», 1964.
 71. Чурабо Д. Д. Конструирование деталей и узлов радиоаппаратуры. М., Госэнергоиздат, 1964.
 72. Шишонов И. А., Репкин В. Ф. и Барвинский Л. П. Основы теории надежности и эксплуатации радиоэлектронной техники. М., Изд-во «Советское радио», 1964.
 73. Эрглис К. Э. и Степаненко И. П. Электронные усилители. М., Изд-во «Наука», 1964.
 74. Эберс Д. и Молл Д. Характеристики плоскостных полупроводниковых триодов при больших сигналах. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, № 4.
 75. Яворский В. Н. и др. Проектирование инвариантных следящих приводов. М., Изд-во «Высшая школа», 1963.
-

О г л а в л е н и е

Предисловие	3
Введение	5
1. Предмет курса	5
2. Развитие электроники	6
3. Микрорелектроника	10
Глава 1. Полупроводниковые приборы	16
1. 1. Свойства полупроводников и возможности их технического использования	16
1. 2. Терморезисторы	18
1. 3. Свойства электрической цепи с терморезистором	23
1. 4. Фоторезистор	27
1. 5. Варисторы	30
1. 6. Полупроводниковый диод	34
1. 7. Полупроводниковые диоды специальных типов	36
1. 8. Фотодиод	38
1. 9. Транзистор	43
1. 10. Свойства транзистора при включении по схемам с общей базой и общим коллектором	49
1. 11. Полупроводниковые $p-n-p$ -переключатели	53
1. 12. Датчик Холла	60
Глава 2. Электроракуумные приборы	63
2. 1. Общие сведения	63
2. 2. Диод	63
2. 3. Триод	65
2. 4. Экранированные лампы	67
2. 5. Свойства ионных приборов	70
2. 6. Газотрон	71
2. 7. Тиратрон	72
2. 8. Тиратрон тлеющего разряда	73
2. 9. Стабилитрон	74
2. 10. Бареттер ламповых и полупроводниковых устройств	76
2. 11. Декатрон	77
Глава 3. Вопросы расчета электронных цепей	79
3. 1. Методы расчета цепей, содержащих нелинейные элементы	79
3. 2. Экспериментальное получение характеристик ламп и полупроводниковых приборов	82
3. 3. Способы построения эквивалентных схем	85

Глава 4. Общие вопросы построения и основные характеристики усилительно-преобразовательных устройств	90
4. 1. Основные типы УПУ	90
4. 2. Структура каскада	95
4. 3. Типы и параметры каскадов усиления	98
4. 4. Классы усиления	107
4. 5. Обратные связи	109
Глава 5. Усилители переменного тока	123
5. 1. Введение	123
5. 2. Обобщенная схема цепей смещения в транзисторном каскаде	125
5. 3. Определение возможных изменений коллекторного тока	128
5. 4. Определение допустимых изменений коллекторного тока	130
5. 5. Выбор режима в транзисторных каскадах с реостатно-емкостной связью	132
5. 6. Выбор режима в транзисторных каскадах с трансформаторной связью	136
5. 7. Транзистор как линейный активный четырехполюсник	138
5. 8. Анализ каскадов на основе эквивалентной схемы транзистора	141
5. 9. Упрощенный анализ транзисторных каскадов	144
5. 10. Упрощенный анализ каскадов на электронных лампах	149
5. 11. Реостатно-емкостные цепи связи	150
5. 12. Влияние емкости в цепи эмиттера на угол сдвига фаз	156
5. 13. Трансформаторные цепи связи	160
5. 14. Энергетические соотношения в усилителях	164
5. 15. Основы теплового расчета электронных каскадов	165
5. 16. Каскады предварительного усиления на электронных лампах	168
5. 17. Оконечные каскады на электронных лампах для управления двухфазными асинхронными двигателями	169
5. 18. Каскады предварительного усиления на транзисторах	170
5. 19. Оконечные каскады на транзисторах для управления двухфазными индукционными двигателями	172
Глава 6. Усилители постоянного тока	174
6. 1. Назначение и особенности усилителей постоянного тока	174
6. 2. Однокаскадные УПТ	175
6. 3. Многокаскадные УПТ	180
6. 4. УПТ с преобразованием	182
6. 5. Каскады УПТ с катодной нагрузкой (катодные повторители)	183
6. 6. Усилители постоянного тока на транзисторах	185
Глава 7. Преобразователи электрических сигналов на неуправляемых нелинейных элементах	192
7. 1. Фазочувствительные выпрямители	192
7. 2. Фазочувствительные преобразователи на неуправляемых нелинейных элементах (демодуляторы)	195
7. 3. Вопросы расчета и основные параметры двухполупериодных демодуляторов	203
7. 4. Преобразователи постоянного напряжения в переменное на неуправляемых нелинейных элементах	213
Глава 8 Особенности работы электронных ламп и транзисторов в схемах усилителей-преобразователей	217
8. 1. Статический режим работы и параметры электронных ламп при переменном анодном питании	217

8. 2.	Динамический режим работы электронной лампы при переменном анодном питании	226
8. 3.	Работа электронной лампы на активно-емкостную нагрузку	230
8. 4.	Работа электронной лампы на нагрузку вида $R_a L$ и $R_a L \parallel C$	239
8. 5.	Работа транзистора при переменном коллекторном питании	246
Глава 9	Усилители-преобразователи электрических сигналов на управляемых нелинейных элементах	258
9. 1	Общие замечания	258
9. 2.	Однополупериодные и двухполупериодные схемы фазочувствительных усилителей-выпрямителей	260
9. 3.	Однополупериодные усилители-демодуляторы	269
9. 4.	Двухполупериодные усилители-демодуляторы	280
9. 5	Однополупериодные усилители-модуляторы	287
9. 6.	Двухполупериодные усилители-модуляторы	291
9. 7	Демодуляторы и модуляторы на транзисторах, работающих в режиме ключа	296
Глава 10.	Транзисторные усилители в режиме переключения	304
10. 1.	Области применения режима переключения	304
10. 2.	Аналитическое выражение характеристик транзисторов	306
10. 3.	Состояние насыщения	308
10. 4	Аппроксимация характеристик транзисторов в состоянии насыщения и расчет цепи насыщения	310
10. 5	Состояние отсечки и расчет цепи запириания	312
10. 6	Общие методы расчета цепи управления транзистором в режиме переключения	314
10. 7.	Гальванические цепи связи в транзисторных усилителях, работающих в режиме переключения	316
10. 8.	Особенности коммутации индуктивно-активной нагрузки	320
10. 9.	Определение гармонических составляющих тока в комплексной нагрузке каскадов, работающих в режиме переключения	323
10. 10.	Каскад с индуктивно-активной нагрузкой, блокированной диодом	325
10. 11.	Мостовая схема в режиме переключения	328
10. 12.	Энергетическое соотношение в режиме переключения	329
10. 13.	Транзисторный триггер	331
10. 14.	Транзисторное реле	335
10. 15.	Транзисторно-магнитный автогенератор прямоугольного напряжения	337
10. 16.	Основы применения управляемых вентилях	341
Глава 11.	Вспомогательные элементы в схемах усилителей и преобразователей	346
11. 1.	Входные цепи усилителей и преобразователей	346
11. 2.	Ограничители входных сигналов	348
11. 3.	Суммирование сигналов	350
11. 4.	Цепи накала	353
11. 5.	Входные и переходные трансформаторы	355
11. 6.	Схемы селекции управляющих сигналов	358
Глава 12.	Источники питания и стабилизаторы на ламповых и полупроводниковых приборах	361
12. 1.	Выпрямительные устройства	361
12. 2.	Транзисторные преобразователи постоянного напряжения	371

12. 3. Ламповые и полупроводниковые стабилизаторы тока и напряжения	372
Глава 13. Некоторые вопросы проектирования ламповых и полупроводниковых устройств	382
13. 1. Составление технического задания	382
13. 2. Выбор схемы усилителя-преобразователя	384
13. 3. Согласование элементов схемы усилителя-преобразователя	392
Глава 14. Основные принципы конструирования электронных устройств	395
14. 1. Общие положения	395
14. 2. Надежность электронной аппаратуры и методы ее оценки	397
14. 3. Детали и узлы монтажа	405
14. 4. Общая схема конструирования	408
14. 5. Печатный монтаж и печатные схемы	413
14. 6. Микромодули этажерочного типа	423
14. 7. Изготовление и исследование макета	432
Литература	436

Михаил Александрович Балашов,
Евгений Борисович Елагин,
Юрий Иванович Конев,
Евгений Михайлович Решетников,
Николай Петрович Удалов,
Николай Николаевич Ушаков.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ПОЛУПРОВОД-
НИКОВЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ
АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ

Редакторы издательства *Т. В. Абизова*
и *А. Г. Акимова*

Технический редактор *Т. Ф. Соколова*

Корректор *И. М. Борейша*

Переплет художника *Ю. И. Соколова*

Сдано в производство 25/II 1966 г.
Подписано к печати 20/VIII 1966 г.
Т-10867. Тираж 25 000 экз. Печ. л. 27,75
Бум. л 13,88. Бумага типографская № 1
Уч.-изд л. 27,75. Формат 60 × 90¹/₁₆
Темплан 1966 г. № 51. Цена 1 р. 16 к.
Зак. № 894

Издательство «МАШИНОСТРОЕНИЕ»,
Москва, Б-66, 1-й Басманный пер., 3

Ленинградская типография № 6
Главполиграфпрома Комитета по печати
при Совете Министров СССР
Ленинград, ул. Моисеенко, 10

