

Д. В. Игумнов, Г. В. Королев,
И. С. Громов

ОСНОВЫ МИКРО- ЭЛЕКТРОНИКИ

Допущено
Министерством электронной промышленности СССР
в качестве учебника для учащихся
средних специальных учебных заведений
по специальности «Производство изделий
электронной техники»



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1991

ББК 32.859
И28
УДК 621.38

Рецензенты: канд. техн наук, доц. Ю. А. Кузнецов
(зам. директора НИИ «Пульсар»); В. Б. Журавлев (препо-
датель Московского техникума электронных приборов)

000000) — 108
————— 153 — 91
001(01) — 91

ISBN 5-06-002036-3

© Д. В. Игумнов, Г. В. Королев,
И. С. Громов, 1991

ПРЕДИСЛОВИЕ

Успешное решение задачи ускорения социально-экономического развития страны неразрывно связано с резкой интенсификацией производства на основе научно-технического прогресса и структурной перестройки. При решении этой задачи важнейшая роль отводится широкой электронизации всех сфер человеческой деятельности.

Авторы книги стремились вызвать творческий, неформальный интерес к электронике, побудить читателя к ее дальнейшему изучению, к стремлению внести свой вклад в ее дальнейшее развитие.

Книга состоит из семи глав. Глава 1 содержит сведения общего характера (по основным процессам, сигналам и устройствам электроники). Глава 2 посвящена элементной базе современной электроники; основное внимание в ней уделено транзисторам и элементам интегральных схем. Главы 3 и 4 представляют необходимые сведения по различным усилительным устройствам. Заметим, что функция усиления сигнала является основной функцией большинства электронных устройств. Глава 5—7 посвящены основным устройствам цифровой (импульсной) техники, даны сведения о микропроцессорах. Необходимо заметить, что вопросы использования микропроцессоров не являются предметом электроники, а относятся к научно-технической области, которую принято называть информатикой.

Авторы выражают глубокую признательность рецензентам: канд. техн. наук, доц. Ю. А. Кузнецову и преподавателю Московского техникума электронных приборов В. Б. Журавлеву за советы и рекомендации по улучшению содержания книги.

Пожелания и замечания по книге можно направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Электроника — наука, занимающаяся изучением взаимодействия электронов с электромагнитными полями и разработкой методов создания электронных приборов и устройств, используемых для передачи, обработки и хранения информации. В электронике можно выделить области: физическую, прикладную, информационную, энергетическую промышленную, микроэлектронику.

Началом истории электроники следует считать изобретение радио нашим соотечественником А. С. Поповым в 1895 г. Один из первых значительных шагов на пути развития электроники сделал американский изобретатель Л. де Форест, предложивший в 1906 г. первый усилительный электронный элемент — ламповый триод. В 1920 г. О. В. Лосевым был впервые использован полупроводниковый элемент для получения усиления и генерации электрических сигналов. Примерно со времени этого последнего события происходит постепенное нарастание интереса к твердотельной электронике, и хотя практическая радиоэлектроника остается «чисто ламповой», все больше выполняется интересных исследований по физике полупроводников и полупроводниковых элементов, среди которых одно из ведущих мест занимают работы А. Ф. Иоффе и его учеников. Из работ этого периода развития электроники следует выделить статью немецкого физика В. Шотки, разработавшего теорию контакта металл-полупроводник, которая широко используется в современной микроэлектронике.

В 1948 г. американские физики Дж. Бардин и В. Браттейн обнаружили эффект усиления тока в полупроводниковой структуре с двумя *p-n*-переходами.

Это событие в электронике привело к созданию В. Шокли биполярного транзистора — основного и на сегодняшний день активного (усилительного) элемента твердотельной (полупроводниковой) электроники. В дальнейшем полупроводниковая электроника стала развиваться очень быстрыми темпами: ежегодно появлялись новые типы полупроводниковых приборов, улучшалась технология их изготовления, создавались различные устройства информационной и энергетической электроники и т. д. В конце 60-х годов появляются первые изделия микроэлектроники — интегральные схемы, которые быстро совершенствовались и стали основными изделиями электроники.

Основная область современной электроники — микроэлектроника. Сегодняшний этап ее развития характеризуется быстро растущей степенью интеграции; уже созданы интегральные схемы, содержащие на одном полупроводниковом кристалле более 10^6 элементов. В перспективе развития микроэлектроники намечается функциональное укрупнение ИМС за счет использования новых физических явлений, позволяющих с помощью простых нерасчленяемых структур осуществить функции, обычно реализуемые с помощью многоэлементной сложной цепи или устройства. Реализация такого принципа соответствует появлению новых изделий микроэлектроники, которые принято называть функциональными. Они и представляют собой новый этап развития электроники — функциональную микроэлектронику.

Глава 1

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

Носителями информации в электронике чаще всего используются количественные показатели электротехники: напряжение, ток и заряд. В реальных электронных цепях наблюдается их изменение во времени. Кроме того, существуют особые области электроники (микроэлектроники), где электрический сигнал подвергается взаимному преобразованию со световым (оптоэлектроника), акустическим (акустоэлектроника) или магнитным сигналом (магнитоэлектроника). Таким образом существуют различные виды передачи и обработки информационного сигнала в электронике, но чаще всего электронное устройство представляет из себя чисто электрическую цепь. В такой цепи обычно используются как пассивные (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности), так и активные (усилительные) элементы, к которым в первую очередь следует отнести разнообразные транзисторы.

§ 1.1. Пассивные элементы

Резисторы являются простейшими элементами электроники, в которых ток прямо пропорционален напряжению. Резистор характеризуется сопротивлением R , которое измеряется в омах (например, Ом, кОм, МОм). Существуют и другие параметры резисторов: допустимая мощность, разброс номиналов, температурный коэффициент. Широко используются последовательное и параллельное соединения резисторов.

Одним из примеров использования резисторов является делитель напряжения (рис 11), здесь два резистора R_1 и R_2 , включенные последовательно. Нетрудно показать, что выходное напряжение $U_{вых}$ определяется через входное напряжение $U_{вх}$

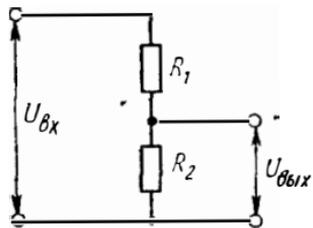


Рис 11

как $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} R_2 / (R_1 + R_2)$ Например, если $R_1 = 9R_2$, то $U_{\text{вых}} = 0,1 U_{\text{вх}}$, т. е. произошло деление напряжения в 10 раз.

Делители напряжения на резисторах очень часто используются в разнообразных электронных устройствах. Они позволяют получить заданное постоянное (или переменное) напряжение, если $U_{\text{вх}}$ достаточно велико. Если в качестве R_2 взять резистор с переменным (регулируемым) сопротивлением, то можно получить устройство с управляемым выходным напряжением. Для этого резистор R_2 можно заменить активным элементом (например, транзистором)

В цепях переменного тока широко используются конденсаторы Ток, протекающий в конденсаторе, пропорционален скорости изменения напряжения на нем. Конденсатор характеризуется емкостью C , которая измеряется в фарадах (например, Φ , мкФ, пФ). Напомним, что сопротивление конденсатора обратно пропорционально частоте переменного сигнала и величине C . При параллельном включении нескольких конденсаторов общая емкость цепи равна сумме их емкостей.

В электронных устройствах распространено как последовательное, так и параллельное соединение резистора и конденсатора. Электрическая цепь, образованная таким соединением, обычно называется *RC-цепью*, которая применяется для разделения постоянного и переменного сигналов, в качестве время- или частотно-задающих цепей, для осуществления задержки импульсных сигналов и т. д. Основным параметром *RC*-цепи является постоянная времени $\tau = RC$, измеряемая в секундах (с).

В ряде случаев для частотно-избирательных цепей следует вместо резистора использовать катушку индуктивности. Напряжение на индуктивности пропорционально скорости изменения в ней тока. Индуктивность L измеряется в генри (Гн). Электрическую цепь, образованную за счет включения в нее конденсатора и катушки индуктивности, называют *LC-цепью*.

При использовании двух (или большего числа) катушек индуктивности реализуется электромагнитный трансформатор. Эти катушки индуктивности (на одном сердечнике) принято называть *обмотками трансформатора*. Отношение амплитуды переменного напряжения, снимаемого со вторичной обмотки трансформатора, к амплитудному значению напряжения, подаваемого на первичную обмотку, называется *коэффициентом трансформации* K_T . Ток во вторичной обмотке соответственно отличается от тока первичной обмотки. В повышающем трансформаторе $K_T > 1$, а в понижающем — $K_T < 1$. Трансформаторы различных типов могут работать в разном частотном диапазоне и выполнять различные функции. Наиболее широко трансформаторы используются во вторичных источниках электропитания.

При анализе работы некоторых электронных устройств иногда используются понятия источников напряжения и тока. Источник напряжения обеспечивает постоянство напряжения на своих выходных клеммах независимо от величин подключенных к ним нагрузок. Реальный источник напряжения имеет отличное от нуля, но все же очень малое выходное (внутреннее) сопротивление. Источник тока призван поддерживать постоянный ток в нагрузке независимо от ее параметров. В реальном источнике тока внутреннее сопротивление, хотя и не бесконечно большое, но все же весьма велико. Практическая реализация таких источников осуществляется с помощью электронных цепей.

§ 1.2. Виды сигналов

Для того чтобы проще представить основные функции и назначения различных электронных устройств, рассмотрим наиболее распространенные виды сигналов. Под сигналом (носителем информации) будем понимать напряжение (или ток), определенным образом изменяющееся во времени.

Наиболее широко распространены синусоидальные сигналы, представляющие собой изменяющееся во времени напряжение U по закону синуса (рис. 1.2),

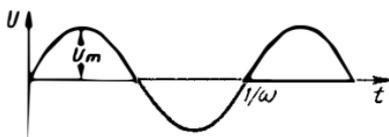


Рис 1 2

т. е. $U = U_m \sin 2\pi f t$, где U_m — амплитудное значение напряжения; f — частота сигнала; t — время. Отметим, что часто используется обозначение $\omega = 2\pi f$, представляющее угловую частоту сигнала.

Синусоидальный сигнал является носителем информации для многих физических процессов и свойств линейных цепей. Линейная цепь состоит из элементов, для которых зависимости тока и напряжения представлены линейной функцией. Если на входе линейной цепи действует синусоидальный сигнал, то на ее выходе тоже синусоидальный сигнал, но его амплитуда и фаза могут быть уже иными. Это справедливо только для синусоидального сигнала. На практике работу электронного устройства часто принято оценивать с помощью амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Амплитудой синусоидального сигнала U_m называется его максимальное значение. Эффективное значение сигнала $U_{\text{эф}}$ определяется как

$$U_{\text{эф}} = U_m / \sqrt{2} = 0,707 U_m. \quad (1.1)$$

Через $U_{\text{эф}}$ производится определение мощности сигнала.

Сравнение амплитуд синусоидальных сигналов, а также изменение амплитуды сигнала при прохождении через электронное устройство часто принято

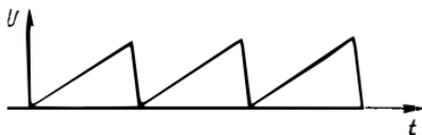


Рис 1.3

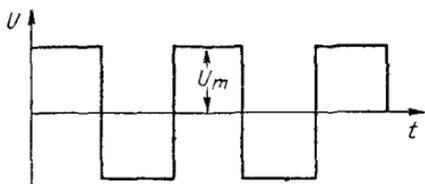


Рис 1.4

представлять в логарифмических единицах — децибелах (дБ), о которых подробнее будет сказано в гл. 3.

Помимо синусоидального в электронике используются и другие виды сигналов. Среди них выделим линейно меняющийся, т. е. сигнал, для которого напряжение (ток) возрастает или убывает

с постоянной скоростью. Наиболее распространенный сигнал этого вида представляется пилообразным напряжением (рис. 1.3). Если у сигнала нарастание и убывание напряжения происходят одинаково, то такой сигнал принято называть *треугольным*.

Широко используются сигналы в виде прямоугольных импульсов. Импульсные сигналы могут быть представлены одиночными импульсами и их сериями, а также переменным прямоугольным напряжением (меандром), показанным на рис. 1.4. Для такого прямоугольного сигнала эффективное значение равно его амплитуде. Форма же реального прямоугольного сигнала всегда отличается от идеального прямоугольника. Обычно нарастание (и спад) напряжения происходит не мгновенно, а за определенный промежуток времени (фронта импульса), который определяется различными инерционными процессами в электронных цепях и устройствах.

Помимо импульсного прямоугольного сигнала, имеющего определенную длительность, существуют сигналы в виде скачков и пиков. В первом случае используется лишь часть импульсного сигнала (один перепад напряжения), а во втором — импульс малой длительности с относительно пологими фронтами.

Прямоугольные импульсы и перепады напряжения широко используются в цифровой электронике. В цифровом электронном устройстве информация обрабатывается и передается в виде определенных (высокого и низкого) логических уровней, которые определяются заранее известными величинами напряжений.

Отметим, что при этом точные значения этих напряжений не играют существенной роли, а решающим фактором является степень их различимости. В связи с этим для каждого типа цифрового электронного устройства определены допустимые значения высокого и низкого уровней напряжения.

Наряду с цифровой электроникой широкое применение находит аналоговая электроника, которая обрабатывает аналоговые сигналы, т. е. выполняет аналоговые функции. К аналоговым функциям относятся: усиление (основная функция), фильтрация, генерация, преобразование формы и частоты, модуляция, выпрямление и др.

В качестве источников различных сигналов используются электронные устройства, которые называются *генераторами* и делятся на три основных типа: генераторы синусоидальных сигналов, импульсов и функциональные (сигналов специальной формы). Заметим, что в цифровых генераторах информация (частота или амплитуда) считывается в цифровом виде.

В заключение отметим, что в электронных цепях и устройствах различных типов всегда присутствуют шумы, которые могут быть обусловлены как случайными флуктуациями процессов в элементах (паразитные шумы), так и информационными шумовыми сигналами.

§ 1.3. Пассивные фильтры

В электронике часто оказывается необходимым выделить сигнал заданной частоты из всей совокупности информационных и паразитных сигналов, поступающих на вход устройства. Для этой цели служат различные частотно-избирательные схемы, которые принято называть *фильтрами*. Основой любого фильтра является RC - или LC -цепь, которая представляет собой пассивную часть всего электронного устройства, т. е. является пассивным фильтром. Именно пассивный фильтр выделяет сигналы заданных частот из всего их спектра, а остальная часть электронного устройства производит аналоговую операцию по усилению или генерации этого сигнала. Рассмотрим пассивные RC -фильтры низких или звуковых частот и предназначенные для работы на более высоких частотах LC -фильтры.

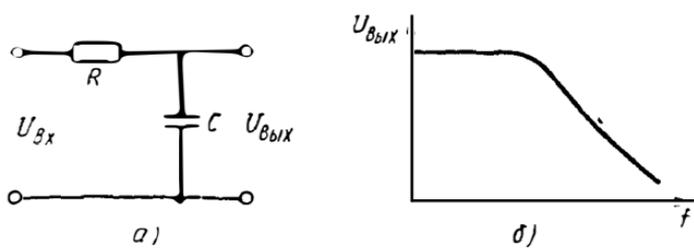


Рис 15

Принято выделять четыре основные разновидности фильтров: нижних частот, который пропускает только сигналы с частотой ниже некоторого заданного значения (сигналы более высоких частот подавляет); верхних частот, который пропускает только сигналы с частотой выше заданного значения; полосозаграждающий, который подавляет только сигналы определенного диапазона частот (сигналы с более низкими и более высокими частотами пропускает); полосопропускающий, который пропускает только сигналы заданного диапазона частот.

Простейший фильтр нижних частот (ФНЧ) представляет собой однозвенную RC -цепь, состоящую из последовательно включенного резистора и шунтирующего выход (нагрузку) конденсатора (рис. 15, а). На рис. 1.5, б приведена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) такого фильтра, представляющая собой зависимость $U_{вых}$ от частоты сигнала при постоянной амплитуде $U_{вх}$. На низких частотах сопротивление конденсатора велико, поэтому сигнал не шунтируется конденсатором и $U_{вых}$ максимально. С повышением частоты сигнала сопротивление конденсатора уменьшается, что приводит к падению $U_{вых}$.

Основным параметром ФНЧ является частота среза (сопряжения) $f_{в} = 1/2\pi RC$. При частоте сигнала, равной $f_{в}$, максимальное значение $U_{вых}$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (или на 3 дБ). При $f > f_{в}$ выходное напряжение уменьшается с возрастанием частоты со скоростью 20 дБ/дек, т. е. при увеличении частоты в 10 раз (на декаду) $U_{вых}$ уменьшается в 10 раз. Диапазон частот от 0 до $f_{в}$ называется *полосой пропускания ФНЧ*.

Для получения более крутого спада $U_{вых}$ в ФНЧ при $f > f_{в}$ (для получения лучшей избирательности) можно использовать многозвенный RC -фильтр. На

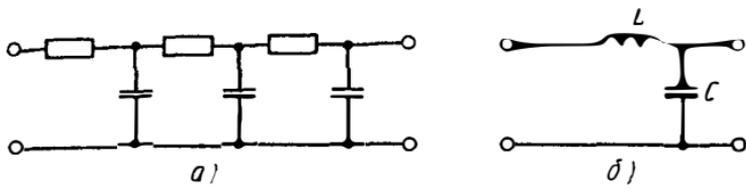


Рис 1 6

рис. 1.6, а приведена принципиальная схема трехзвенного ФНЧ. Для многозвенного фильтра повышается затухание (увеличиваются потери) не только на низких, но и на высоких частотах. При этом скорость спада $U_{\text{вых}}$ здесь выше, чем в однозвенном ФНЧ. Так, при увеличении частоты в 10 раз за полосой пропускания трехзвенного ФНЧ $U_{\text{вых}}$ уменьшается в 1000 раз (на 60 дБ). Самостоятельное применение такого пассивного фильтра ограничено большими потерями сигнала в нем и дополнительными трудностями выбора $f_{\text{в}}$. Отметим, что фазовый сдвиг φ° в многозвенных фильтрах возрастает с увеличением числа звеньев. Если в однозвенном RC-фильтре с повышением частоты $\varphi^\circ \rightarrow 90^\circ$, то в трехзвенном — $\varphi^\circ \rightarrow 270^\circ$.

Значительно лучшими параметрами обладают LC-фильтры, которые могут также содержать и резисторы. На рис. 1.6, б приведена принципиальная схема однозвенного (Г-образного) LC-фильтра нижних частот.

Всем LC-фильтрам присуще активное взаимодействие обоих реактивных элементов: индуктивности и емкости. Так, при возрастании частоты сигнала сопротивление емкости уменьшается, а сопротивление индуктивности увеличивается; при уменьшении частоты сигнала — наоборот. В результате на низких частотах резко снижаются потери энергии, а спад АЧХ становится более крутым. В большинстве LC-фильтров произведение полных сопротивлений емкости и индуктивности при изменении частоты остается постоянным. Для улучшения параметров ФНЧ в Г-образный фильтр следует ввести дополнительную индуктивность, включаемую последовательно с основной на выходе фильтра. Такой фильтр носит название Т-образного ФНЧ. Низкочастотные LC-фильтры наиболее широко используются в качестве сглаживающих фильтров во вторичных источниках электропитания.

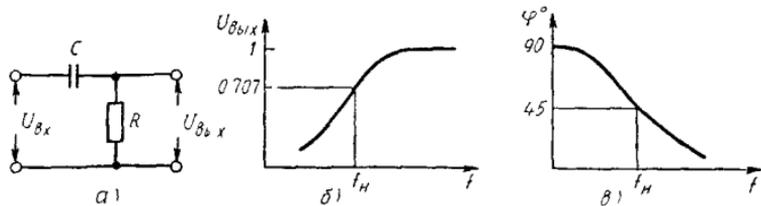


Рис 17

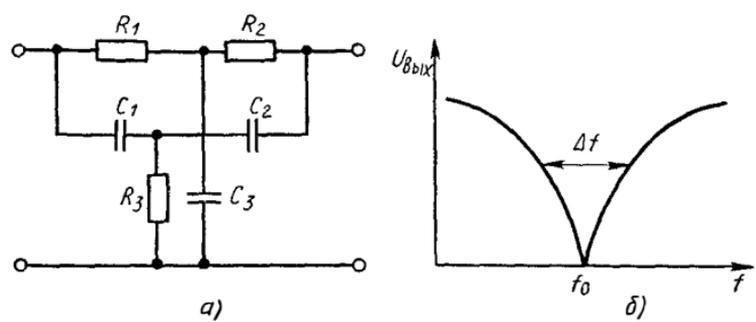


Рис 18

Однозвенный RC -фильтр верхних частот может быть получен путем замены местами конденсатора и резистора в ФНЧ (см. рис. 1.5, а). На рис. 1.7 приведены принципиальная схема (а), АЧХ (б) и ФЧХ (в) для такого фильтра верхних частот (ФВЧ). Здесь частота среза f_H , так же как и f_B в ФНЧ, соответствует спаду $U_{\text{вых}}$ в $\sqrt{2}$ раз и сдвигу фазы на 45° . Многозвенные RC - и LC -фильтры верхних частот характеризуются теми же преимуществами и недостатками, что и аналогичные ФНЧ.

Полосозаграждающий фильтр иногда называют полосоподавляющим или фильтром-«пробкой». Наибольшее распространение получил полосозаграждающий RC -фильтр, выполненный по схеме двойного Т-образного моста. На рис. 1.8 приведены принципиальная схема двойного Т-образного моста (а) и его АЧХ (б). Нетрудно заметить, что здесь R_1 , R_2 и C_3 образуют звено ФНЧ, а C_1 , C_2 и R_3 — звено ФВЧ. Таким образом, рассматриваемый RC -фильтр является совокупностью ФНЧ и ФВЧ. Мост симметричен при выполнении условий: $R_1 = R_2 = 2R_3$ и $C_1 = C_2 = 0,5C_3$. В этом случае АЧХ моста имеет вид, приведенный на рис. 1.8, б.

На частоте f_0 выходное напряжение равно нулю (в хорошо настроенном фильтре). Эту частоту, называемую частотой квазирезонанса (как бы резонанса), можно рассчитать по следующей формуле:

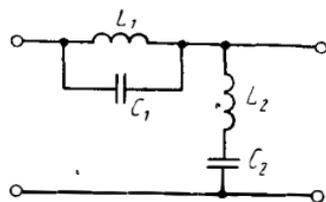


Рис 19

$$f_0 = 1/2\pi R_1 C_1. \quad (1.2)$$

При $f < f_0$ фазовый сдвиг отрицательный, при $f \rightarrow f_0$ он стремится к -90° . На частоте квазирезонанса φ° меняет свой знак, а затем при $f > f_0$ уменьшается, практически приближается к нулю при $f \gtrsim 100f_0$.

Полоса пропускания Т-образного моста Δf определяется как разность частот, при которых выходное напряжение фильтра (при заданном $U_{вх}$) составляет 0,707 от максимального значения $U_{ввых}$ на склонах ФНЧ и ФВЧ. Зная Δf , можно определить добротность фильтра Q , как

$$Q = f_0/\Delta f. \quad (1.3)$$

Для двойного Т-образного моста максимальное значение $Q = 1/4$.

Значительно более высокую добротность (до сотен) можно достичь путем замены резисторов на катушки индуктивности. На рис. 1.9 приведена принципиальная схема одного из вариантов полосозаграждающего LC-фильтра. Этот фильтр состоит из параллельного $L_1 C_1$ и последовательного $L_2 C_2$ контуров. Параллельный контур на резонансной частоте создает максимальное сопротивление, а последовательный — минимальное. Если резонансные частоты для обоих контуров равны f_0 , то на этой частоте сигнал на выход фильтра не пройдет. При отклонении частоты от f_0 сопротивление параллельного контура резко падает, а сопротивление последовательного — возрастает. При этом $U_{ввых}$ стремится к своему максимальному значению.

Полосопропускающий RC-фильтр чаще всего выполняется по схеме моста Вина. На рис. 1.10 приведена принципиальная схема моста Вина (а) и его АЧХ (б). Максимальное выходное напряжение $U_{ввых} = U_{вх}/3$ имеет место на частоте квазирезонанса f_0 при $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$. Для расчета f_0 можно

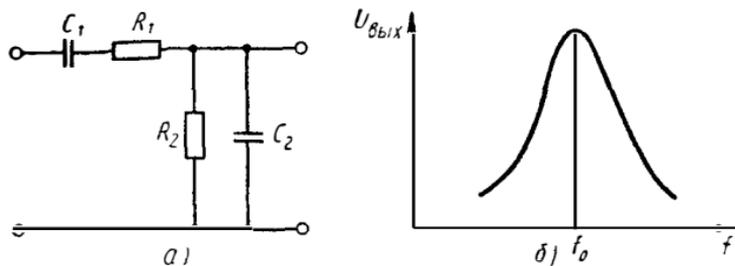


Рис. 1.10

использовать (1.2). При $f < f_0$ сопротивление конденсатора C_1 становится большим и $U_{\text{вых}}$ уменьшается, а при $f > f_0$ сопротивление конденсатора C_2 падает и шунтирует выход фильтра, за счет чего $U_{\text{вых}}$ тоже уменьшается. Отметим, что фаза выходного напряжения моста Вина на частоте f_0 совпадает с фазой входного напряжения.

Значительно более узкой полосы пропускания и большей добротности можно достичь в полосопропускающем LC -фильтре. Такой фильтр получается из фильтра, изображенного на рис. 1.9 заменой местами параллельного и последовательного контуров. Принципиальная схема полосопропускающего LC -фильтра приведена на рис. 1.11. На частоте резонанса сопротивление контура $L_1 C_1$ мало, а сопротивление контура $L_2 C_2$ — велико. В результате сигнал проходит через фильтр почти без потерь и на выходе имеет максимальное $U_{\text{вых}}$. При отклонении частоты сигнала от f_0 сопротивление контура $L_1 C_1$ возрастает, а сопротивление контура $L_2 C_2$ — падает, за счет чего и уменьшается $U_{\text{вых}}$.

Для всех основных разновидностей фильтров лучшие параметры получаются в LC -, чем в RC -структурах. Отметим, что очень высокие значения добротности характерны для акустоэлектронных элементов, в частности для кварцевых резонаторов.

При выборе конкретного пассивного фильтра

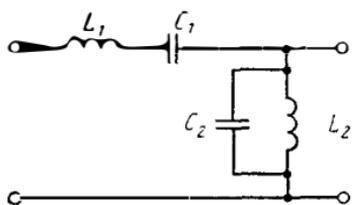


Рис. 1.11

приходится учитывать не только электрические, но надежностные и эксплуатационные параметры, а также массогабаритные показатели и возможности технологии изготовления. В зависимости от конкретных

технических требований в электронных устройствах могут быть использованы RC -, LC - или акусто-электронные фильтры.

§ 1.4. Вторичные источники электропитания

Неотъемлемой частью как усилительных устройств, так и любых других электронных узлов и систем являются вторичные источники электропитания (ВИЭП), обеспечивающие их электрической энергией требуемого вида и качества. Эта электрическая энергия вырабатывается в первичных источниках электропитания, к числу которых относятся электростанции, электромашинные генераторы, аккумуляторы, гальванические, солнечные и атомные батареи и др. Параметры первичных источников электроэнергии не всегда удовлетворяют требованиям, предъявляемым к ним разнообразной электронной аппаратурой. Поэтому между самым первичным источником и электронной системой обычно включается специальное преобразующее устройство, называемое ВИЭП. Таким образом, назначение ВИЭП состоит в передаче энергии электронным устройствам с необходимым преобразованием и минимальными потерями.

По величине выходной мощности ВИЭП подразделяют на маломощные (до 100 Вт), средней и большой мощности.

Наиболее широко используются ВИЭП, преобразующие переменное напряжение промышленных и специальных сетей электропитания в постоянное. По числу фаз первичной сети все ВИЭП разделяются на однофазные и многофазные (обычно, трехфазные). Частота переменного напряжения определяется видом первичного источника.

На рис. 1.12 приведена структурная схема простейшего стабилизированного ВИЭП. Основными элементами и каскадами ВИЭП являются: силовой трансформатор Tr , выпрямитель B , сглаживающий фильтр Φ и стабилизатор напряжения $Ст$. Трансформатор

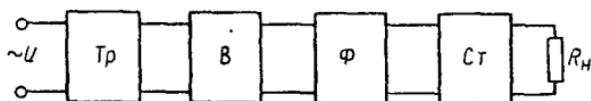


Рис. 1.12

служит для преобразования амплитуды входного напряжения (напряжения первичного источника) до необходимой величины, определяемой заданным выходным (постоянным) напряжением ВИЭП. Кроме того, трансформатор обеспечивает электрическую изоляцию (развязку) цепи нагрузки ВИЭП от первичного источника, что в ряде случаев является необходимым условием для нормальной работы системы. Выпрямитель преобразует переменное напряжение с выхода трансформатора в однополярное (пульсирующее) напряжение, поступающее на сглаживающий фильтр. Сглаживающий фильтр необходим для устранения (уменьшения) пульсаций выпрямленного напряжения. Стабилизатор служит для обеспечения постоянства напряжения на нагрузке при ее изменении и воздействии других факторов неустойчивости. Отметим, что стабилизатор (регулирующий элемент) может быть выполнен и на входе ВИЭП, где он будет осуществлять стабилизацию напряжения, реагируя на изменение его амплитуды. Помимо перечисленных здесь узлов ВИЭП может содержать различные каскады регулирования, управления, защиты от перегрузок и т. д.

Наиболее дорогостоящими элементами с большой массой и габаритами являются трансформатор и сглаживающий фильтр. Из-за их использования ВИЭП может занимать до 50% объема и массы всей электронной системы. Улучшить эти показатели можно с учетом того, что с ростом частоты переменного напряжения уменьшаются масса, габариты и стоимость трансформаторов и фильтров. Работа на повышенной частоте преобразования используется в ВИЭП с бестрансформаторным входом.

На рис. 1.13 приведена структурная схема одного из вариантов ВИЭП с бестрансформаторным входом и промежуточным преобразованием частоты. Здесь переменное напряжение первичного источника (напри-

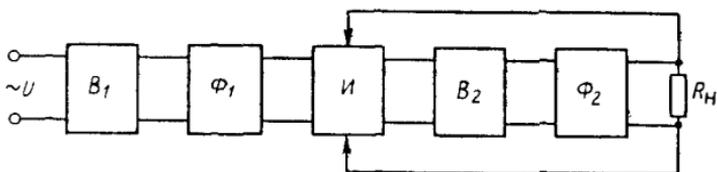


Рис. 1.13

мер, с частотой 50 Гц) с помощью выпрямителя B_1 и сглаживающего фильтра Φ_1 преобразуется в постоянное (обычно сравнительно высокое) напряжение. Инвертор I преобразует это постоянное напряжение в переменное повышенной частоты (10—20 кГц), обычно имеющее прямоугольную форму. В состав инвертора входит (высокочастотный) трансформатор, обеспечивающий получение необходимой амплитуды напряжения и электрической изоляции для цепи нагрузки. Напряжение с выхода инвертора выпрямляется каскадами B_2 и Φ_2 . Выходное напряжение с нагрузки подается на инвертор в качестве регулирующего напряжения обратной связи, за счет чего обеспечивается его стабильность.

Несмотря на введение дополнительных каскадов (I , B_2 и др.), габариты и масса всего ВИЭП уменьшаются за счет значительного снижения габаритов и массы трансформатора и фильтра, работающих на повышенной частоте. К фильтру Φ_1 в рассматриваемом ВИЭП не предъявляется жестких требований и он может быть выполнен без использования катушек индуктивностей.

Если в качестве первичного источника электропитания используется батарея, то в схеме рис. 1.13 следует устранить каскады B_1 и Φ_1 и подключить батарею непосредственно ко входу инвертора (генератора). Конечно, такой ВИЭП используется только в том случае, когда параметры батареи (прежде всего напряжение) не соответствуют необходимым значениям для питания электронного устройства.

Одним из основных каскадов, оказывающих решающее влияние на качество работы ВИЭП, является выпрямитель. Показатели выпрямленного напряжения во многом определяются как схемой выпрямителя, так и используемыми элементами. Для маломощных ВИЭП в качестве выпрямляющих (вентильных) элементов чаще всего используются силовые полупроводниковые диоды. Основное (вентильное) их свойство: они проводят ток практически только в одном направлении.

На рис. 1.14 приведена принципиальная схема простейшего однополупериодного выпрямителя (*а*) и эпюры напряжения на нагрузке (*б*). Здесь в качестве входного напряжения (напряжения первичного источника) использовано однофазное синусоидальное

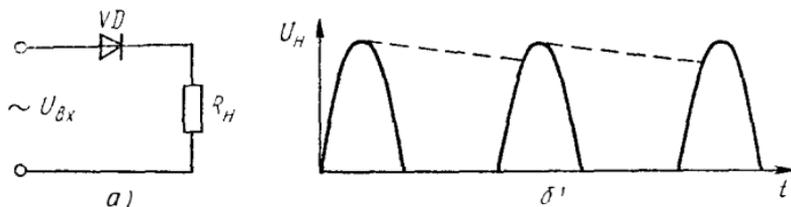


Рис. 1.14

напряжение. Нагрузка R_n чисто активная, она включена последовательно с силовым полупроводниковым диодом VD . Анализируя работу такого выпрямителя, обычно полагают, что выходное сопротивление первичного источника и сопротивление диода VD при положительной полуволне напряжения много меньше R_n , а VD при отрицательной полуволне (при обратном смещении) — чрезвычайно велико.

При поступлении от первичного источника переменного напряжения $U_{вх}$ диод будет открыт при положительной полуволне и закрыт при отрицательной. В результате при положительных полуволнах через VD и R_n будет протекать ток I_n , величина и форма которого определяются по вольт-амперной характеристике диода (см. рис. 2.11), а при отрицательных полуволнах входного напряжения ток через нагрузку равен нулю. Таким образом, на R_n появляются импульсы напряжения, имеющие форму, близкую к полуволнам синусоиды (рис. 1.14, б), т. е. однополупериодный выпрямитель преобразует переменное напряжение в пульсирующее.

Постоянная составляющая пульсирующего напряжения $U_{н0}$ представляет собой среднее значение выпрямленного напряжения: $U_{н0} = 0,318 U_n$, а постоянная составляющая тока в нагрузке $I_{н0} = U_{н0} / R_n = I_n / \pi$ (I_n — амплитудное значение выпрямленного тока).

Рассмотренное однополупериодное устройство выпрямления имеет большие пульсации с низкой частотой. Для их снижения используются сглаживающие фильтры, простейший из которых представляется в виде конденсатора, включенного параллельно R_n . Для этого случая форма U_n представлена на рис. 1.14, б пунктирной линией.

На рис. 1.15 приведена принципиальная схема двухполупериодного выпрямителя (а) и эпюры напря-

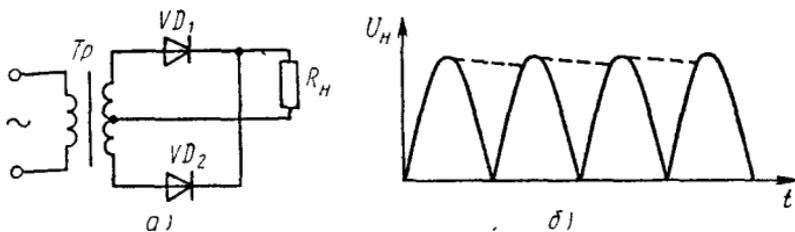


Рис. 1.15

жения на нагрузке (б). Здесь использован трансформатор T_p с выводом от средней точки вторичной обмотки. Такая схема состоит из двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку R_H . Напряжения на диодах VD_1 и VD_2 находятся в противофазе. В один полупериод входного напряжения открыт один диод (например, VD_1), а второй закрыт (например, VD_2). В другой полупериод состояния диодов изменяются на противоположные. Таким образом, один из диодов в устройстве практически всегда открыт и по R_H будет протекать ток в оба полупериода входного напряжения. Среднее значение выпрямленного тока и частота пульсаций здесь в 2 раза больше, чем в однополупериодном выпрямителе. Если на выходе двухполупериодного выпрямителя включить сглаживающий конденсатор, то форма U_H будет представлена на рис. 1.15, б пунктирной линией.

Наиболее часто в ВИЭП используется мостовая схема выпрямления, содержащая два последовательно включенных двухполупериодных выпрямителя на одной обмотке трансформатора. На рис. 1.16 приведена принципиальная однофазная мостовая схема выпрямителя. Она содержит трансформатор T_p и четыре диода, включенных по схеме моста. К одной диагонали моста подведено переменное напряжение, а с другой снимается выпрямленное напряжение.

При положительной посылке напряжения на верхнем выходе вторичной обмотки T_p ток нагрузки будет протекать через диоды VD_1 и VD_3 , а при отрицательной посылке — через диоды VD_2

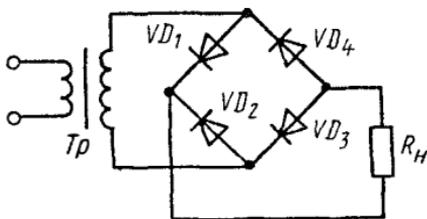


Рис. 1.16

и $V D_4$. Через нагрузку в любой полупериод протекает ток в одном направлении. При этом вторичной обмотке T_p ток будет переменным. Особо следует подчеркнуть, что импульсы выпрямленного тока протекают последовательно через два диода, что увеличивает потери в устройстве. Поэтому здесь желательно использовать диоды с малым падением напряжения при заданном прямом токе. Что касается обратного напряжения на каждом диоде, то оно равно половине амплитуды напряжения на вторичной обмотке T_p . В результате появляется возможность использовать диоды с меньшими пробивными напряжениями, чем в рассмотренных выше выпрямителях.

Мостовая схема выпрямителя имеет следующие преимущества: для получения заданного выходного напряжения требуется вдвое меньшее число витков вторичной обмотки трансформатора, у которой отсутствует вывод от средней точки, обеспечивается большая выходная мощность, отсутствует намагничивание сердечника.

В ВИЭП средней и большой мощности часто используются различные трехфазные выпрямители, в которых получаются меньшие пульсации выходного напряжения и обеспечивается облегченный режим работы силовых диодов (или иных выпрямительных элементов).

На рис. 1.17 приведена принципиальная трехфазная мостовая схема выпрямителя (схема Ларионова), которая наиболее широко используется на практике. Обмотки трансформатора T_p обычно соединяются звездой (или треугольником).

В таком выпрямителе в любой момент времени работают два диода: один из верхней группы, а другой из нижней. Проводят ток те диоды, амплитудные значения на которых в рассматриваемый момент времени имеют наибольшую величину. Длитель-

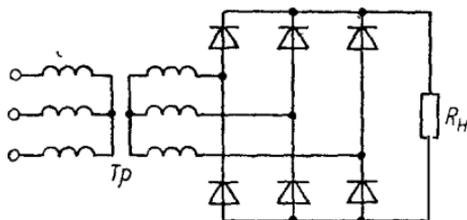


Рис 1.17

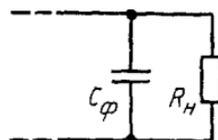


Рис. 1.18

ность протекания тока через каждый диод составляет $\frac{1}{3}$ периода. К нагрузке оказывается приложенной сумма выпрямленных напряжений каждой группы диодов.

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения в ВИЭП обычно используются ФНЧ. Пульсации напряжения оцениваются по коэффициенту пульсаций, который представляет собой отношение амплитуды основной гармоники к постоянной составляющей $U_{н0}$. В ВИЭП, предназначенных для питания электронной аппаратуры, коэффициент пульсаций составляет $0,1—0,001\%$.

Как уже отмечалось выше, простейший сглаживающий фильтр образуется путем включения конденсатора параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 1.18). Для успешной работы такого фильтра необходимо, чтобы сопротивление конденсатора C_{ϕ} на частоте входного напряжения было много меньше $R_{н}$, т. е. $R_{н} \gg 1/\sqrt{2}\pi f C_{\phi}$. На рис. 1.14, б и 1.15, б пунктирными линиями показана форма выходного напряжения при наличии C_{ϕ} . За время паузы между импульсами тока конденсатор (через $R_{н}$) частично разряжается, что приводит к уменьшению $U_{н}$, а затем очередная полуволна заряжает его до значения, близкого к ее амплитуде.

Широкое распространение в ВИЭП получили RC - и LC -фильтры нижних частот (см. рис. 1.5, а и 1.6, б), а также активные сглаживающие фильтры, использующие в своем составе активные элементы (обычно, транзисторы). Следует также отметить, что выполнение стабилизаторов и ряда других узлов ВИЭП обычно требует использования активных электронных элементов.

Глава 2

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

При разработке различных электронных устройств и систем особо важное значение имеет этап выбора элементной базы, т. е. выбора элементов, на основе которых планируется провести проектирование и создание электронной аппаратуры. Современная элементная база в основном состоит из

высококачественных полупроводниковых приборов и интегральных схем. Однако в ряде специфических областей находят применение электровакуумные и газоразрядные приборы.

§ 2.1. Электровакуумные и газоразрядные приборы

В электровакуумных приборах все процессы происходят при очень высоком вакууме (давление 10^{-5} мм рт ст и менее). Наиболее распространенным электровакуумным прибором является электронная лампа, которая состоит из нескольких электродов (катода, анода и сеток), смонтированных внутри баллона, служащего газозащитной оболочкой.

В электронных лампах используется явление электронной эмиссии, т. е. выхода электронов с поверхности тела в вакуум. Электрод лампы, испускающий электроны посредством эмиссии, называется катодом. Обычно используются термоэлектронные катоды, эмиссия которых определяется температурой (термоэлектронная эмиссия). Для нагревания катода до рабочей температуры применяются цепи подогрева (накала).

Простейшей электронной лампой является электровакуумный диод, его условное обозначение, используемое в электронных схемах, показано на рис. 21, а. Такой диод имеет подогревный катод и анод, разделенные вакуумным промежутком.

Если к аноду приложено положительное напряжение относительно катода, то электроны (отрицательно заряженные частицы), которые испускаются подогретым катодом, под действием электрического поля будут устремляться к аноду. В результате в диоде протекает ток, который называют *анодным*. Отметим, что количество электронов непрерывно восполняется за счет электронной эмиссии катода. Если же к аноду приложить отрицательное напряжение относительно катода, то электрическое поле в лампе будет возвращать электроны на катод. В этом случае отсутствует перенос электрических зарядов между катодом и анодом и, следовательно, через диод ток не протекает.

Таким образом, электровакуумный диод проводит ток только в одном направлении, т. е. является выпрямляющим (вентильным) элементом. Это основное свойство и определяет область применения диода — выпрямители ВИЭП (см. § 1.4).

Управление анодным током с помощью напряжения сигнала осуществляется в трехэлектродной лампе — триоде. На рис. 21, б показано условное обозначение триода, используемое в электронных схемах. Помимо катода и анода триод содержит еще один электрод — сетку, расположенную в пространстве между катодом и анодом (обычно, ближе к катоду).

Триод является активным усилительным элементом и находит применение в мощных высокочастотных стабильных генераторах. В нем можно получить значительное изменение анодного тока при относительно небольшом изменении напряжения на сетке.

Триод является активным усилительным элементом и находит применение в мощных высокочастотных стабильных генераторах. В нем можно получить значительное изменение анодного тока при относительно небольшом изменении напряжения на сетке.

Помимо триода существуют и другие усилительные лампы тетрод, пентод, гексод, которые помимо усиления и генерации могут выполнять и различного рода преобразования электрических величин

Особым классом электровакуумных приборов являются электронно-лучевые трубки В них используется поток электронов, сфокусированный в форме луча или пучка лучей Электронно-лучевые трубки находят широкое применение в современной электронике, прежде всего в качестве элементов отображения информации для визуального наблюдения

В газоразрядных (ионных) приборах используется свойство электрического разряда в инертном газе или парах ртути При этом носителями электрических зарядов оказываются не только электроны, но и ионы (положительные и отрицательные) В большинстве случаев газоразрядный прибор представляет собой стеклянный баллон (как и в электронной лампе), но заполненный газом под давлением от тысячных долей мм рт ст до атмосферного Принято разделять газоразрядные приборы на неуправляемые (двухэлектродные) и управляемые Кроме того, различают приборы с самостоятельным разрядом (с холодным катодом) и с несамостоятельным разрядом (с подогревным катодом)

При нормальных условиях газ состоит из электрически нейтральных атомов и молекул — является диэлектриком Под действием сильного нагрева, бомбардировки быстрыми электронами и ионами может произойти ионизация газа, т е превращение нейтральных атомов в ионы (и электроны) В результате газ становится хорошим проводником тока В зависимости от напряженности электрического поля в баллоне и других факторов могут возникать различные виды разряда в газе, наиболее распространенными из которых являются тлеющий и дуговой

В настоящее время находят применение различные газоразрядные приборы газотрон, тиратрон, стабилитрон и др Наиболее часто используются газоразрядные лампы цифровой индикации Такая лампа содержит 10 катодов, каждый из которых выполнен в форме арабской цифры, и сетчатый анод, который загорается свечением газа При подаче рабочего напряжения между анодом и нужным катодом через стеклянный баллон наблюдается свечение заданного цифрового знака

В заключение отметим, что все большее распространение получают световые индикаторы выполненные на светодиодах (см § 2.4) и на жидких кристаллах

§ 2.2. Полупроводники

Устройства современной электроники изготавливаются из полупроводниковых материалов Поэтому особое внимание обратим на структуру и параметры полупроводников

Любое твердое тело представляет собой множество атомов, сильно взаимодействующих друг с другом благодаря малым межатомным расстояниям Эти расстояния минимальны у металлов и максимальны у диэлектриков Однако в любом случае всю совокупность атомов в куске твердого тела следует рассматривать как единую целую структуру, которая подобно атому характеризуется некоторым единым энергетическим спектром

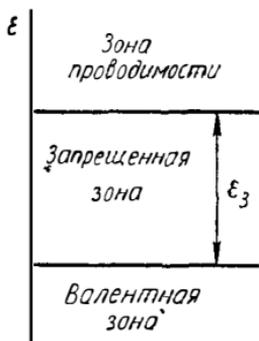


Рис. 2.2

Особенность этого спектра в том, что он состоит из дискретных разрешенных зон.

На рис. 2.2 приведена зонная энергетическая диаграмма полупроводника. Прежде всего следует обратить внимание на запрещенную зону (зону запрещенных энергий), которая разделяет разрешенные зоны. Отметим, что у диэлектриков ширина запрещенной зоны больше, чем у полупроводников, а у металлов разрешенные зоны сливаются, так что у них ее нет. Ширина запрещенной зоны ϵ_z , определяющая энергетический промежуток запрещенных энергий, является важнейшим параметром полупроводника. Для полупроводников, кото-

рые наиболее часто используются в электронике, ϵ_z (эВ) равна: для германия — 0,7, для кремния — 1,1 и для арсенида галлия — 1,4.

Верхняя разрешенная зона называется *зоной проводимости*. Электроны, находящиеся в этой зоне, обладают довольно большой энергией и могут ее изменять под действием электрического поля, перемещаясь в объеме полупроводника. Этими электронами и определяется электропроводность полупроводника.

Нижняя разрешенная зона называется *валентной зоной*. Энергетические уровни этой зоны обычно заполнены электронами внешней оболочки атомов — внешних устойчивых орбит (валентными электронами). При наличии свободных уровней в валентной зоне электроны могут изменять свою энергию под воздействием электрического поля. Если же все уровни зоны заполнены, то валентные электроны не смогут принять участие в проявлении электропроводности полупроводника.

Отметим, что приблизительно 97% всех изделий полупроводниковой электроники выполняется на основе кремния. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать структуру кремния.

Связь атомов в кремнии устанавливается вследствие наличия специфических обменных сил, возникающих при парном объединении валентных электронов. У соседних атомов появляются общие орбиты, на которых в соответствии с фундаментальным положением физики, называемым *принципом запрета Паули*, находится не более двух электронов. Поскольку атом кремния имеет четыре валентных электрона, то он использует эти электроны для связи с четырьмя соседними атомами, которые, в свою очередь, также выделяют по одному валентному электрону для связи с каждым из своих четырех соседних атомов. Таким образом получается, что любой атом кремния связан с каждым соседним атомом общей орбитой, причем на этой орбите два электрона. Такая связь атомов называется *парно-электронной* или *ковалентной связью*.

На рис. 2.3 приведена упрощенная модель решетки (а) и зонная энергетическая диаграмма (б) для беспримесного кремния, где между каждыми двумя атомами кремния проведено две связывающие их прямые линии, каждая из которых символизирует собой наличие электрона на общей орбите у этих атомов. Ее принято называть валентной связью. Валентный электрон, находящийся в такой связи, по энергии расположен в валентной зоне.

Электроны во всех связях будут присутствовать только при температуре абсолютного нуля. По мере нагревания полупро-

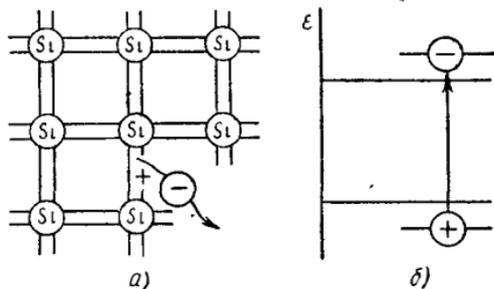


Рис. 2.3

водника происходит нарушение связей, т. е. некоторые валентные электроны получают необходимую дополнительную энергию для перехода в зону проводимости (рис. 2.3, б). Такой переход соответствует выходу электрона из связи (рис. 2.3, а). Появляющиеся свободные электроны будут принимать участие в образовании тока в полупроводнике (при приложении напряжения)

Появление свободных уровней в валентной зоне свидетельствует о том, что для валентных электронов появляется возможность изменять свою энергию (т. е. переходить с одного разрешенного уровня валентной зоны на другой), а следовательно, участвовать в процессе протекания тока через полупроводник. С повышением температуры возникает большее число свободных электронов в зоне проводимости и вакантных уровней в валентной зоне. Заметим, что этот процесс проходит интенсивнее в полупроводниках с узкой запрещенной зоной.

Вакантный энергетический уровень в валентной зоне и соответственно свободную валентную связь называют дыркой, которая является подвижным носителем положительного заряда, равного по абсолютной величине заряду электрона. Перемещение дырки соответствует встречному перемещению валентного электрона (из связи в связь). Движение дырки — это поочередная ионизация валентных связей.

Процесс образования свободного электрона и дырки принято называть *генерацией*. Поскольку в рассматриваемом случае генерация происходит под действием теплоты, то ее можно назвать термогенерацией. Появление электрона в зоне проводимости и дырки в валентной зоне на энергетической диаграмме (рис. 2.3, б) представлено в виде кружков с соответствующими знаками зарядов. Стрелкой обозначен переход электрона из валентной зоны в зону проводимости.

Таким образом, за счет термогенерации в собственном полупроводнике, который принято обозначать буквой *i*, образуются два типа подвижных носителей заряда: свободные электроны *n* и дырки *p*, причем их количество одинаково ($n_i = p_i$). Эти носители заряда называют *собственными*, а электропроводность, ими обусловленную, — *собственной электропроводностью*. В полупроводниковой электронике используется не только собственная, но и примесная электропроводность, имеющая место в примесных полупроводниках.

Примесными принято называть полупроводники, электропроводность которых обусловлена носителями заряда, образующимися при ионизации атомов примеси.

Если в кремний ввести атом пентавалентного элемента (например, фосфора), то четыре из пяти валентных электронов вступят в связь с четырьмя соседними атомами кремния (подобно атомам собственного полупроводника) Пятый же электрон будет в данном случае избыточным Он окажется очень слабо связанным со своим атомом Поэтому, оторвать его от атома и превратить в свободный носитель заряда можно даже при воздействии малой тепловой энергии

Таким образом, появление в кремнии атома фосфора привело к образованию в зоне проводимости свободного электрона, образование которого не связано с существованием дырки

При изготовлении полупроводниковых приборов вводится, конечно, далеко не единственный атом примеси (порядка 10^{14} — 10^{18} атомов на 1 см^3), поэтому и примесных уровней образуется довольно много Такие примесные полупроводники называются *электронными* или *по полупроводниками n-типа*

Электропроводность электронных полупроводников определяется свободными электронами, которые здесь являются основными носителями заряда Дырок здесь очень мало, они образуются за счет термогенерации подобно собственным носителям в беспримесном полупроводнике В результате оказывается, что количество свободных электронов практически равно количеству ионизированных доноров

Дырочный полупроводник, или *полупроводник p-типа*, получается за счет введения в него трехвалентных атомов примеси (например, бора) Атомы трехвалентной примеси принято называть *акцепторами*

Находясь среди атомов кремния, акцептор образует только три заполненные валентные связи Четвертая связь оказывается незаполненной и она не несет заряда, т е атом примеси является электрически нейтральным При воздействии даже небольшой тепловой энергии электрон одной из соседних заполненных связей кремния может перейти в эту связь На внешней оболочке акцептора появляется лишний электрон, т е он превращается в отрицательный ион Вакантная связь атома кремния (из которой электрон перешел к примесному атому) несет собой уже положительный заряд, являясь дыркой

Электропроводность дырочного полупроводника определяется дырками, которые здесь являются основными носителями заряда Электроны в полупроводнике p-типа являются неосновными носителями заряда и их очень мало Итак, за счет введения и активации акцепторной примеси образуется дырочный полупроводник, электропроводность которого определяется дырками, причем их количество равно количеству отрицательных ионов

При рассмотрении примесных полупроводников обычно используют понятие «концентрация примеси» *Концентрацией* называется количество зарядов или частиц в единичном объеме (например, в 1 см^3) Следовательно, чем больше концентрация доноров N_d , тем больше и концентрация электронов, а чем больше концентрация акцепторов N_a , тем больше концентрация дырок в полупроводнике

Необходимо отметить, что наряду с переходами электронов с низких энергетических уровней на более высокие происходят и обратные переходы Одновременно с генерацией пар электрон — дырка происходит и обратный процесс — взаимное уничтожение свободного электрона и дырки, который называется рекомбинаци-

ей (свободный электрон из зоны проводимости переходит в валентную зону) При некоторой установившейся температуре полупроводник находится в состоянии термодинамического равновесия Процесс генерации уравнивается процессом рекомбинации

Важным параметром полупроводника является уровень Ферми, вероятность заполнения которого при температуре, отличной от абсолютного нуля, равна 0,5 Этот уровень представляет собой среднюю термодинамическую энергию тела на один электрон Фундаментальное положение физики указывает, что уровень Ферми одинаков во всех частях равновесной системы, какой бы разнородной она ни была

Для собственных полупроводников уровень Ферми проходит по середине запрещенной зоны В электронном полупроводнике средняя энергия электронов (и всего полупроводника) будет выше, следовательно, уровень Ферми должен находиться выше середины запрещенной зоны Увеличение концентрации доноров приводит к тому, что уровень Ферми будет располагаться все выше Что касается дырочного полупроводника, то в нем уровень Ферми должен располагаться ниже середины запрещенной зоны, причем тем ниже, чем больше концентрация акцепторов

В электронике довольно широко используются так называемые вырожденные полупроводники У таких полупроводников уровень Ферми обычно располагается в разрешенных зонах проводимости для электронного и в валентной для дырочного полупроводника На практике используются вырожденные полупроводники с сильной степенью вырождения, получаемые за счет значительного повышения концентрации примеси ($10^{19} - 10^{21} \text{ см}^{-3}$)

Одним из основных параметров полупроводника является подвижность носителей заряда μ Подвижность носителей — их средняя направленная скорость в полупроводнике при напряженности электрического поля $E=1 \text{ В/см}$ Подвижность электронов μ_n всегда больше подвижности дырок μ_p Это объясняется большей инерционностью дырок (соответствующей инерционности валентного электрона), чем свободных электронов Наибольшая подвижность наблюдается у электронов в арсениде галлия Чем больше μ , тем выше скорость движения носителей и тем выше быстродействие полупроводникового прибора Отсюда становится ясным преимущество высокочастотных элементов, изготовленных из электронного арсенида галлия Отметим также, что с повышением температуры обычно наблюдается уменьшение подвижности носителей заряда

Подвижность носителей заряда связана с другим параметром полупроводника — коэффициентом диффузии D следующим соотношением

$$D = \varphi \mu,$$

где $\varphi = kT/q$ — тепловой потенциал, который при комнатной температуре приближенно равен 26 мВ, k — постоянная Больцмана, q — заряд электрона Коэффициенты диффузии, так же как и подвижности, имеют разные значения для электронов и дырок, причем $D_n > D_p$

Еще одним важным параметром полупроводника является время жизни τ Временем жизни носителя заряда называется время от его генерации до рекомбинации, которое во многом определяет длительность переходных процессов в некоторых полупроводниковых приборах

Рекомбинация является основным процессом, влияющим на величину τ . Различают непосредственную рекомбинацию и через ловушки. Непосредственная рекомбинация электрона и дырки наблюдается сравнительно редко (например, в элементах, выполненных из арсенида галлия). В кремнии основную роль всегда играет рекомбинация через ловушки, т. е. через особые уровни, расположенные вблизи середины запрещенной зоны. Уровни ловушек образуются за счет специальных примесей или наличия дефектов кристаллической решетки полупроводника. Чем больше в полупроводнике ловушек, тем интенсивнее происходит рекомбинация и соответственно меньше τ .

В общем случае движение носителей заряда в полупроводниках обусловлено двумя физическими процессами: диффузией и дрейфом. *Диффузией* называется направленное перемещение носителей зарядов, вследствие неравномерности их концентрации, т. е. перемещение под действием изменения концентрации носителей. За время жизни в результате диффузионного движения носители заряда будут проходить некоторое среднее расстояние L , называемое диффузионной длиной. *Дрейфом* называется направленное перемещение носителей заряда под действием электрического поля.

С точки зрения конструирования и эксплуатации полупроводниковых устройств очень важным параметром является удельная проводимость полупроводников. Поскольку в полупроводниках имеется два типа носителей заряда, удельная проводимость σ складывается из двух составляющих: электронной и дырочной. Для электронного полупроводника (электронной составляющей) можно записать

$$\sigma_n = qn\mu_n \quad (2.1)$$

Это общая формула для любого состояния полупроводника n -типа. Аналогично (2.1) для дырочного полупроводника запишем

$$\sigma_p = qp\mu_p \quad (2.2)$$

Сравнение (2.1) и (2.2) позволяет сделать важный практический вывод: при равной концентрации примесей электронный полупроводник будет иметь большую удельную проводимость (меньшее сопротивление), чем дырочный, поскольку $\mu_n > \mu_p$.

Рассмотрим теперь температурную зависимость проводимости (например, для электронного) полупроводника. Поскольку при температуре абсолютного нуля в полупроводнике отсутствуют свободные носители заряда, то $n=0$ и $\sigma_n=0$.

При повышении температуры σ_n будет увеличиваться за счет активации доноров, что соответствует возрастанию n в (2.1). Этот рост будет происходить до тех пор, пока не активизируется вся примесь. Температура, при которой это произойдет, называется *температурой активации* $t_{акт}$. Температура активации определяется типом примеси и ее концентрацией (обычно $t_{акт} = -100^\circ \text{C}$).

Поскольку вся примесь уже активирована, то при дальнейшем повышении температуры концентрация электронов остается практически постоянной, что соответствует $qn = \text{const}$ в (2.1). Следовательно, теперь σ_n будет уменьшаться, поскольку подвижность носителей уменьшается с ростом температуры.

Дальнейшее повышение температуры может привести к резкому росту проводимости за счет интенсивной термогенерации. Здесь температура становится уже достаточной для перевода

электронов из валентной зоны в зону проводимости. Поскольку сильно увеличивается количество электронов и дырок (собственная электропроводность преобладает над примесной), то проводимость полупроводника резко возрастает. Температура $t_{кр}$, начиная с которой происходит возрастание проводимости, называется *критической* или *температурой вырождения*. Хотя $t_{кр}$ и зависит от концентрации примесных носителей, определяющим параметром для нее является ширина запрещенной зоны (чем шире запрещенная зона, тем больше и $t_{кр}$). Так, если для кремния $t_{кр} \approx 330^\circ\text{C}$, то для германия $t_{кр} \approx 100^\circ\text{C}$.

Рабочий температурный диапазон полупроводниковых приборов ограничен снизу $t_{акт}$, а сверху — $t_{кр}$. Абсолютное большинство полупроводниковых устройств электроники используется в этом диапазоне температур (обычно, даже в более узком диапазоне $-60 \dots -100^\circ\text{C}$). Таким образом, при реальной эксплуатации проводимость полупроводников уменьшается с ростом температуры.

§ 2.3. Электронно-дырочной переход (p - n -переход)

Представим себе два полупроводника, один из которых имеет дырочную, а другой электронную электропроводность (рис. 2.4, а). Напомним, что в дырочном полупроводнике присутствуют в равном количестве подвижные положительные дырки и неподвижные отрицательные ионы. На рис. 2.4 дырки обозначены знаком «+», а отрицательные ионы — «-», заключенными в кружки. Концентрация примеси в электронном полупроводнике выбрана в 2 раза меньшей, чем в дырочном. Электроны обозначены знаками «-», а положительные ионы — «+», заключенными в кружки. Их количество в электронном полупроводнике одинаково. Поскольку $N_a = 2N_d$, зарядов в дырочном полупроводнике в 2 раза больше, чем в электронном.

Теперь будем считать, что рассмотренные нами полупроводники являются областями единого кристалла (рис. 2.4, б). Тогда по закону диффузии

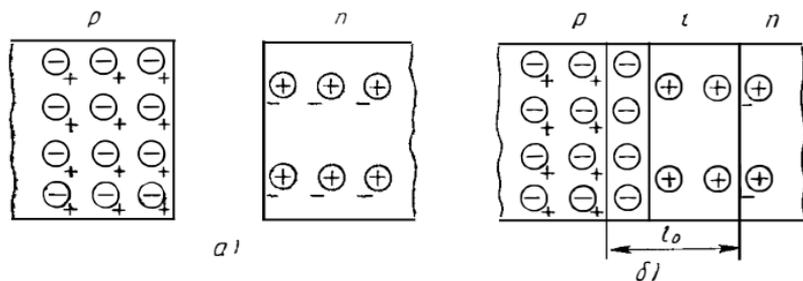


Рис 2.4

электроны из n -области будут перемещаться в p -область, а дырки наоборот. Встречаясь на границе p - и n -областей, дырки и электроны рекомбинируют. Следовательно, в этой пограничной области обнажаются некомпенсированные заряды неподвижных ионов. Эта область некомпенсированных неподвижных зарядов и есть область p - n -перехода, которую называют *обедненным, истощенным слоем* или i -областью (иногда называют запорным слоем электронно-дырочного перехода).

Отметим, что запорный слой p - n -перехода в целом должен содержать равные положительные и отрицательные заряды, т. е. отрицательный заряд левой части должен быть равен положительному заряду правой части. Поскольку в рассматриваемом нами случае $N_a = 2N_d$ (несимметричный переход), протяженность областей расположения зарядов оказывается разной: меньшую часть i -области занимают акцепторы, а большую — доноры. Таким образом, большая часть обедненной области сосредоточивается в слаболегированном (высокоомном) слое.

В реальных p - n -переходах концентрации доноров и акцепторов отличаются на несколько порядков. В таких несимметричных переходах практически весь обедненный слой сосредоточен в слаболегированной части.

Одним из основных параметров p - n -перехода является равновесная ширина i -области l_0 (см. рис. 2.4, б). Другим, не менее важным параметром равновесного состояния является высота потенциального барьера (контактная разность потенциалов) $\Delta\varphi_0$, которую выражают в единицах напряжения — вольтах (В). Этот параметр показан на зонной энергетической диаграмме p - n -перехода, изображенной на рис. 2.5, где ε_F — уровень Ферми.

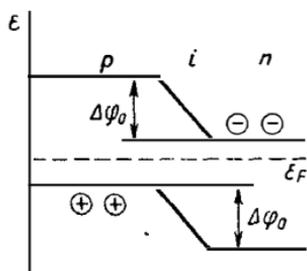


Рис. 2.5

Электрическое поле p - n -перехода, образующее потенциальный барьер, препятствует прохождению электронов из n - в p -область и дырок в обратном направлении. Дрейфовые составляющие тока равны диффузионным. Анализируя рис. 2.5, следует помнить, что электроны в зоне проводимо-

сти стремятся занять уровни минимальной энергии, а дырки — максимальной.

Сильное влияние на $\Delta\phi_0$ оказывает ширина запрещенной зоны исходного полупроводника: чем больше ϵ_3 , тем больше и $\Delta\phi_0$. Так, для большинства p - n -переходов из германия $\Delta\phi_0 \approx 0,35$ В, а из кремния — 0,7 В.

Ширина p - n -перехода пропорциональна $\sqrt{\Delta\phi_0}$ и составляет десятые доли или единицы мкм. Для увеличения l_0 следует использовать малые концентрации примесей, а для создания узкого p - n -перехода — большие концентрации. При равных концентрациях примеси l_0 всегда больше у p - n -переходов с большим $\Delta\phi_0$ и, следовательно, с большей ϵ_3 . Таким образом, у кремниевых p - n -переходов l_0 больше, чем у германиевых.

Если к p - n -переходу подключить внешний источник напряжения, то нарушится условие равновесия и будет протекать ток. При этом изменится высота потенциального барьера и соответственно ширина p - n -перехода.

Рассмотрим сначала прямое смещение p - n -перехода (рис. 2.6). В этом случае внешнее напряжение

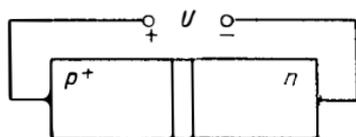


Рис. 2.6

U приложено в прямом направлении, т. е. знаком «+» к области p -типа. Высота потенциального барьера при этом снижается: $\Delta\phi = \Delta\phi_0 - U$. Нетрудно убедиться, что при этом уменьшается и ширина p - n -перехода l .

Уменьшение высоты потенциального барьера приводит к снижению электрического поля, препятствующего диффузии носителей заряда. Дырки из p -области начинают переходить в n -область, а электроны — наоборот. В каждой области появляются избыточные концентрации неосновных носителей. Процесс нагнетания неосновных носителей заряда в какую-либо область полупроводника называется *инжекцией*.

За счет разной концентрации примесей в областях несимметричных p - n -переходов концентрации основных носителей тоже будут разные (обычно отличаются на несколько порядков). Сильнолегированную дырочную область обозначим p^+ (рис. 2.6), она имеет относительно малое удельное сопротивление и называется *эмиттером*. Область, имеющая относительно большое удельное сопротивление (в нашем случае n -область), называется *базой*.

В несимметричных p - n -переходах концентрация инжектированных носителей из эмиттера в базу гораздо больше, чем в обратном направлении. Параметром, характеризующим однонаправленность инжекции, является коэффициент инжекции γ . Для рассматриваемого нами перехода можно записать

$$\gamma = I_p / (I_p + I_n),$$

где I_p , I_n токи инжекции дырок и электронов соответственно. В реальных p - n -переходах инжекция имеет практически односторонний характер: носители инжектируются в основном из эмиттера в базу ($I_p \gg I_n$), т. е. $\gamma \approx 1$.

Для практических расчетов удобно использовать следующую формулу:

$$\gamma = 1 - \rho_3 / \rho_6, \quad (2.3)$$

где ρ_3 , ρ_6 — удельные сопротивления эмиттера и базы соответственно. Из (2.3) следует, что чем сильнее легирован эмиттер и чем слабее легирована база, тем ближе значение γ к единице.

Теперь рассмотрим обратное смещение p - n -перехода (рис. 2.7). В этом случае внешнее напряжение приложено в обратном направлении, т. е. знаком «+» к n -области. При этом увеличивается $\Delta\phi = \Delta\phi_0 + U$. Увеличение обратного смещения приводит также к расширению p - n -перехода. Поскольку

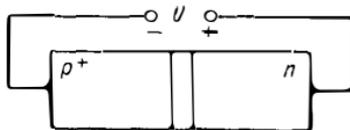


Рис. 2.7

несимметричный p - n -переход почти полностью расположен в высокоомной базе, то и его расширение происходит в сторону базы. Для практических расчетов удобно использовать следующую формулу:

$$I = I_0 \sqrt{U / \Delta \varphi_0}. \quad (2.4)$$

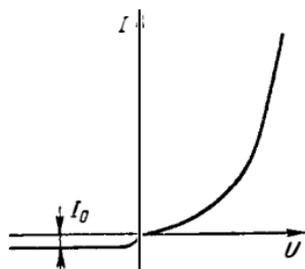


Рис. 2.8

При приложении U в обратном направлении концентрации неосновных носителей заряда на границах i -области уменьшаются по сравнению с равновесным состоянием. Такой процесс отсоса носителей называется *экстракцией*.

Рассмотрим вольт-амперную характеристику (ВАХ) p - n -перехода. В самом общем виде она представляется экспоненциальной зависимостью (рис. 2.8):

$$I = I_0 \left(\exp \frac{U}{\varphi_T} - 1 \right), \quad (2.5)$$

где I_0 — обратный ток, которым формируется обратная ветвь ВАХ. Этот ток имеет небольшие значения (мкА или нА), но довольно сильно возрастает при увеличении температуры. На I_0 влияют многие факторы. Однако решающую роль здесь играет ширина запрещенной зоны полупроводника, из которого выполнен переход. Так, обратный ток в германиевых p - n -переходах значительно больше, чем в кремниевых, поскольку ϵ_3 у германия меньше, чем у кремния.

При $U \gg \varphi_T$ в (2.5) можно пренебречь единицей по сравнению с экспонентой. Нетрудно видеть, что p - n -переход обладает свойством односторонней электропроводности, т. е. хорошо проводит ток в прямом направлении и плохо — в обратном. Следовательно, p - n -переход характеризуется выпрямляющим действием, что позволяет использовать его в качестве выпрямителя переменного тока (см. § 1.4).

Важным параметром p - n -перехода является его дифференциальное сопротивление $r_d = dU/dI$. Из (2.5) нетрудно получить для прямой ветви ВАХ

$$r_d = \varphi_T / I. \quad (2.6)$$

С ростом тока дифференциальное сопротивление p - n -перехода быстро уменьшается. При токах порядка единиц и десятков мА r_d составляет десятки и единицы Ом.

При прямом смещении p - n -перехода его идеализированная ВАХ, согласно (2.5), представляется однородной экспонентой. Однако реальная характеристика имеет несколько более сложную форму: состоит из нескольких участков с разными наклонами. Отличие реальной ВАХ от идеализированной определяется двумя основными причинами.

Первая причина обусловлена процессами рекомбинации в i -области p - n -перехода. Она имеет место при малых прямых смещениях.

Другая причина отличия реальной ВАХ от (2.5) обусловлена падением напряжения на объемном сопротивлении базы. Эта причина проявляется при относительно больших токах. Заметим, что сопротивление базы r_b в реальных p - n -переходах обычно составляет единицы или десятки Ом. Падение напряжения на этом сопротивлении $I r_b$ является той поправкой, которую следует ввести в формулу (2.5), чтобы учесть различие между напряжением на самом запирающем слое p - n -перехода и внешним напряжением U . С учетом этой поправки получаем

$$I = I_0 \exp \frac{U - I r_b}{\varphi_t}. \quad (2.7)$$

Падение напряжения на r_b приводит к появлению на ВАХ участка, называемого омическим.

Температурная зависимость прямой ветви ВАХ, согласно (2.5), определяется изменениями I_0 и φ_t . При больших токах, согласно (2.7), необходимо также учитывать изменение r_b . Влияние этих температурозависимых параметров на ВАХ приводит к тому, что при малых прямых напряжениях ток возрастает с повышением температуры, а при больших — уменьшается.

На практике чаще всего принято оценивать влияние температуры на ВАХ p - n -перехода, определяя изменение напряжения при постоянном токе. Для определения этого изменения вводится параметр, называемый температурным коэффициентом напряжения (ТКН), который характеризует сдвиг

ВАХ по оси напряжений. Обычно ТКН имеет отрицательный знак, что свидетельствует об уменьшении напряжения на p - n -переходе при постоянном токе с ростом температуры. Отметим, что ТКН зависит от тока и несколько возрастает с его уменьшением. Для p - n -переходов из кремния ТКН достигает 3 мВ/град.

Инерционность p - n -перехода во многом определяется его емкостями. Обычно выделяют две основные емкости p - n -перехода: диффузионную и барьерную.

При прямом смещении p - n -перехода из эмиттера в базу инжектируются неосновные для базы носители заряда. Изменение прямого напряжения на p - n -переходе приводит к изменению концентрации этих неравновесных неосновных носителей в базе, т. е. к изменению в ней заряда. Это изменение, вызванное приложенным напряжением, можно рассматривать как действие некоторой емкости. Поскольку неосновные носители заряда попадают в базу за счет диффузии, то эту емкость называют диффузионной и рассчитывают по формуле

$$C_d = I\tau/\varphi_T. \quad (2.8)$$

Из (2.8) следует, что диффузионная емкость будет тем больше, чем больше ток через p - n -переход и чем больше время жизни носителей в базе τ . Емкость C_d во многом определяет быстродействие элементов полупроводниковой электроники.

При обратном смещении инерционность p - n -перехода определяется барьерной емкостью. Барьерная емкость C_b представляет изменение заряда в i -области под действием приложенного напряжения. Ширина p - n -перехода зависит от U по (2.4). При изменении I меняется и количество нескомпенсированных ионов в i -области, т. е. меняется ее заряд. Поэтому p - n -переход можно рассматривать как систему из двух проводящих плоскостей, разделенных диэлектриком, т. е. как плоский конденсатор. Поскольку C_b зависит от приложенного напряжения, то p - n -переход можно использовать в качестве конденсатора переменной емкости.

Как отмечалось выше, при относительно небольших значениях обратных напряжений I_0 невелик. Однако при превышении определенного напряжения

обратный ток реального p - n -перехода быстро увеличивается, т. е. наступает *пробой*.

Все разновидности пробоя p - n -перехода можно разделить на две группы: электрические и тепловые. Электрические пробои связаны с увеличением напряженности электрического поля в запирающем слое, а тепловые — с увеличением рассеиваемой мощности и соответственно температуры.

В узких p - n -переходах при относительно небольших обратных напряжениях обычно возникает полевой пробой, в основе которого могут лежать несколько эффектов, основным из которых является туннельный.

В относительно широких p - n -переходах при обратном напряжении более 15 В возникает лавинный пробой. Механизм лавинного пробоя заключается в лавинном размножении носителей заряда и сильном электрическом поле под действием ударной ионизации. При лавинном пробое сопротивление p - n -перехода уменьшается, а ток резко возрастает.

В некоторых случаях раньше, чем возникает электрический пробой, может возникнуть тепловой. Необходимо подчеркнуть, что тепловой пробой является крайне нежелательным явлением, поскольку он приводит к выходу p - n -перехода из строя.

§ 2.4. Полупроводниковые диоды

Работа большинства полупроводниковых диодов основана на использовании свойств p - n -перехода. Так, выпрямительным диодом является обычный p - n -переход, вентиляльные свойства которого и находят свое основное применение.

Выпрямительными (силовыми) диодами обычно называют диоды, предназначенные для преобразования переменного напряжения источников питания в постоянное. Пробивные напряжения кремниевых выпрямительных диодов могут достигать 1,5—2 кВ, а падение напряжения на диоде при протекании прямого тока обычно не превышает 1,5 В. Выпрямительные диоды обычно подразделяются на диоды малой, средней и большой мощности, рассчитанные на выпрямленный ток до 0,3 А, от 0,3 до 10 и свыше 10 соответственно.

Выпрямительные диоды, как правило, имеют очень ограниченный частотный диапазон; чаще всего рабочая частота равна 50 Гц. Несколько более высокую частоту имеют некоторые специальные диоды переменного тока. В последнее время все большее применение находят диоды, рабочая частота которых находится в пределах 10—20 кГц.

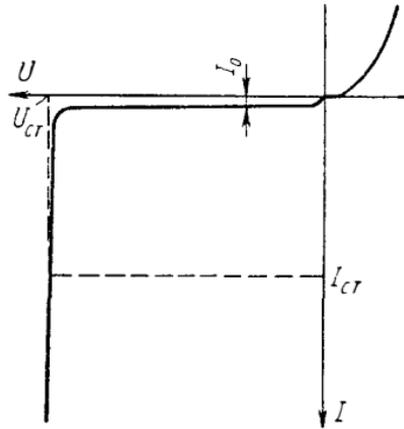


Рис. 2.9

Среди выпрямительных диодов следует особо выделить диод с барьером Шотки. Барьер Шотки создается при контакте металла с полупроводником (например, кремния с алюминием). Такие диоды характеризуются высоким быстродействием и малым падением напряжения при протекании прямого тока (менее 0,6 В). Недостатки таких диодов: малое пробивное напряжение и большой обратный ток.

Рассмотрим теперь особенности полупроводниковых стабилитронов (опорных диодов). *Стабилитронами* называются *p-n-переходы*, на ВАХ которых имеется участок со слабой зависимостью напряжения от протекающего тока (рис. 2.9). Рабочий участок ВАХ стабилитрона находится в области электрического (полевого или лавинного) пробоя. В настоящее время промышленностью выпускаются в основном кремниевые стабилитроны с напряжением стабилизации $U_{ст} > 3$ В. Напряжение $U_{ст}$ имеет место при среднем рабочем токе, который принято называть *током стабилизации* $I_{ст}$.

Динамическое (дифференциальное) сопротивление $r_g = dU/dI$, представляющее наклон ВАХ в области электрического пробоя, будет характеризовать степень стабилизации. Чем меньше r_g , тем лучше стабилизация.

Важным параметром стабилитронов является температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН). С изменением температуры напряжение пробоя (стабилизации) изменяется. Характер этого

изменения и соответственно знак ТКН определяются видом электрического пробоя. Низковольтные опорные диоды, где наблюдается полевой пробой, имеют отрицательный, а высоковольтные диоды, где наблюдается лавинный пробой, — положительный ТКН. Знак ТКН при лавинном пробое определяется тем, что скорость (подвижность) носителей заряда уменьшается с возрастанием температуры. Типовые значения ТКН обычно составляют не более 0,2—0,4%/град.

Для того чтобы полупроводниковые диоды могли работать в области высоких и сверхвысоких частот (ВЧ и СВЧ), необходимо обеспечить в них минимальные реактивности, что достигается специально принятыми конструктивно-технологическими мерами. В таких диодах минимальные значения имеют как диффузионная, так и барьерная емкость.

Необходимо отметить, что в качестве ВЧ- и СВЧ-диодов находят применение диоды с барьером Шотки и с гетеропереходом. *Гетеропереходом* называется переход (граничный слой) между двумя полупроводниками с разной шириной запрещенной зоны. В некоторых диодах с гетеропереходом, как и в диодах с барьером Шотки, процессы прямой проводимости формируются за счет участия только основных носителей заряда. Таким образом, у рассматриваемых диодов отсутствует диффузионная емкость, связанная с накоплением и рассасыванием неосновных носителей заряда в базе, что и определяет их хорошие высокочастотные свойства.

В электронике находят применение полупроводниковые диоды, которые называют *варикапами*. Варикап представляет собой управляемый конденсатор, использующий свойство *p-n*-перехода изменять свою барьерную емкость под действием внешнего напряжения (см. § 2.3).

Основное применение варикапов — электронная перестройка частоты колебательных контуров. Существует несколько разновидностей варикапов. Так, параметрические диоды используются для усиления и генерации СВЧ-сигналов, а умножительные применяются в умножителях частоты с широким диапазоном частот.

Еще одной разновидностью полупроводникового диода является туннельный диод. Туннельный

диод обладает участком с отрицательным сопротивлением на ВАХ (рис. 2.10). Отличительными особенностями таких диодов являются: очень малые удельные сопротивления областей *p*- и *n*-типа (вырожденные полупроводники) и соответственно очень малая ширина запирающего слоя *p-n*-перехода. При этом носители зарядов имеют возможность переходить из одной области *p-n*-перехода в другую без изменения своей энергии (по «горизонтали»), т. е. не преодолевая потенциальный барьер. Это явление представляет собой туннельный эффект, откуда и происходит название диодов.

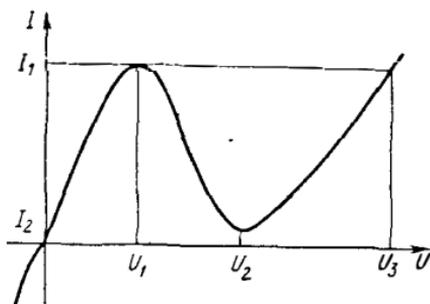


Рис. 2.10

ВАХ туннельного диода (рис. 2.10) описывается следующими основными параметрами: током I_1 , соответствующим максимуму (пику) ВАХ, и напряжением на диоде при токе максимума U_1 ; током минимума I_2 , соответствующим минимуму (седлу) ВАХ, и напряжением минимума U_2 ; напряжением U_3 , соответствующим напряжению на диоде при токе, равном I_1 , на правой части характеристики (разность $U_3 - U_1$ принято называть напряжением скачка). Отметим, что существует разновидность туннельного диода, которую принято называть обращенным диодом. Особенностью обращенного диода является отсутствие максимума тока на прямой ветви ВАХ.

ВАХ же самого туннельного диода иногда называют N-образной характеристикой (см. рис. 2.10) (она похожа на латинскую букву *N*). Участок этой ВАХ, где с ростом напряжения происходит уменьшение тока, характеризует отрицательное дифференциальное сопротивление. Отметим, что отрицательное сопротивление может представляться не только N-образной ВАХ, но и S-образной. Среди полупроводниковых диодов известны структуры, обладающие S-образной ВАХ. Такие диоды называются S-диодами или диодами с длинной базой.

Остановимся теперь на рассмотрении генераторных диодов. Такие диоды предназначены для

осуществления генерации СВЧ-колебаний. Они относятся к классу двухполосников, обладающих участком отрицательного сопротивления на ВАХ. Однако в отличие от таких диодов, как, например, туннельный, отрицательное сопротивление у генераторных диодов проявляется только на достаточно высоких частотах и не проявляется в статическом режиме.

Одной из разновидностей генераторных диодов является лавиннопролетный диод (ЛПД). На его ВАХ возникает участок с отрицательным сопротивлением при лавинном пробое $p-n$ -перехода на высоких частотах. В результате в ЛПД, помещенном в резонатор, могут генерироваться колебания.

Другой разновидностью генераторных диодов является диод Ганна, который состоит из бруска арсенида галлия малых размеров и не имеет $p-n$ -перехода. На торцовые части бруска нанесена металлизация, представляющая собой электроды диода: катод и анод. При приложении к этим электродам постоянного большого напряжения в диоде Ганна возникают высокочастотные электрические колебания.

Среди полупроводниковых диодов особняком стоят диодные элементы оптоэлектроники: фотодиод и светодиод. Фотодиодом называется фотоэлектрический прибор с одним $p-n$ -переходом. В фотодиоде используется явление фотогенерации, т. е. генерации подвижных носителей заряда под действием света. Интенсивность фотогенерации определяется энергией квантов падающего на полупроводник излучения, их потоком и спектром поглощения полупроводника.

Фотодиод может включаться в схему как с внешним источником питания (через дополнительное сопротивление), так и без него. При приложении обратного смещения к $p-n$ -переходу режим его работы принято называть фотодиодным.

При отсутствии освещения в фотодиоде протекает лишь темновой ток I_0 , являющийся обратным током $p-n$ -перехода. Если фотодиод осветить, то кванты света будут вырывать электроны из связей. При этом дополнительно к тепловым носителям заряда будут возникать электроны и дырки, вызванные световым возбуждением. Если электронно-дырочные пары образуются на расстоянии от запирающего слоя, не превышающем диффузионной длины, то они

смогут прийти до i -области раньше, чем успеют рекомбинировать. У запирающего слоя парные заряды разделяются («сортируются») электрическим полем перехода. Те заряды, которые являются неосновными для данной области, увлекаются полем p - n -перехода. Основные носители, оставшиеся возле i -области, создают объемный заряд, поле которого увлекает их в противоположную сторону.

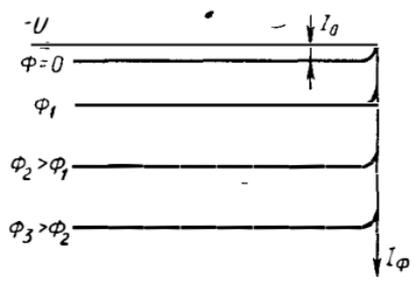


Рис. 2 11

Чем сильнее световой поток, которым облучается фотодиод, тем выше концентрация возбужденных носителей заряда вблизи запирающего слоя и тем больше фототок I_{ϕ} через диод. На рис. 2.11 приведена ВАХ фотодиода для различных значений светового потока Φ .

В широких пределах уровней освещенности фототок зависит от светового потока, падающего на светочувствительную часть диода, практически линейно. Коэффициент пропорциональности $K_{\phi} = dI_{\phi} / d\Phi$ составляет несколько мА/лм и называется *чувствительностью фотодиода*.

Кроме фотодиодного режима широко используется вентильный (фотогальванический) режим работы фотодиода. В этом режиме к p - n -переходу не прикладывается никакого внешнего смещения, т. е. фотодиод работает без внешнего источника питания. При освещении диода, работающего в вентильном режиме, на его выводах возникает вентильное напряжение. Этот режим применяется при работе полупроводниковых солнечных батарей.

Светодиодами называются маломощные полупроводниковые источники света, основой которых является излучающий p - n -переход; свечение его вызвано рекомбинацией носителей заряда. Неосновные носители в базе (инжектированные эмиттером) рекомбинируют и излучают освободившуюся энергию в виде квантов света. Наиболее интенсивно такая излучательная рекомбинация происходит в так называемых прямозонных полупроводниках, типичным представителем является арсенид галлия. Такие полупроводники имеют специфическую зонную диаграмму.

Длина волны λ излучаемого света однозначно определяется энергией кванта, которая при излучательной рекомбинации приблизительно равна ширине запрещенной зоны полупроводника. Для светодиодов, изготовленных из арсенида галлия, $\lambda = 0,9 \div 1,4$ мкм, т. е. имеет место инфракрасное (невидимое) излучение. Для получения видимого излучения необходимо изготавливать светодиоды из полупроводников с более широкой запрещенной зоной.

Энергетической характеристикой светодиодов является квантовый выход (эффективность), который показывает, сколько квантов излучения на выходе светодиода возникает на каждый электрон, проходящий по цепи управления. Квантовый выход для современных светодиодов обычно составляет 0,01—0,04, у светодиодов с гетеропереходом он может быть увеличен до 0,3, но всегда меньше единицы.

Отметим, что светодиод является быстродействующим источником света. При работе в номинальном режиме его переключение осуществляется за $10^{-7} - 10^{-9}$ с.

В настоящее время фотодиоды и светодиоды широко используются в различных областях электроники. Особый интерес представляет *оптрон* (оптоэлектронная пара). Он является совокупностью светодиода, генерирующего свет под действием электрического тока, и фотоприемника (фотодиода, фототранзистора), генерирующего или изменяющего ток под действием освещения. На рис. 2.12 приведено схемное

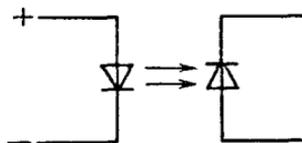


Рис. 2.12

изображение оптрона светодиод — фотодиод. Такая комбинация по функции аналогична электромагнитному реле и характерна прежде всего гальванической развязкой входной (управляющей) и выходной (нагрузочной) цепей. Однако в принципе возможности оптрона гораздо больше: он может

служить основой целого ряда электронных устройств, характерных использованием электрических и оптических связей.

§ 2.5. Биполярные транзисторы

Биполярными транзисторами называются активные полупроводниковые приборы с двумя *p-n*-переходами и тремя электродами (внешними выводами). Главным отличием этой группы транзисторов является то, что для обеспечения их нормальной работы необходимо использовать носители зарядов двух типов — электроны и дырки.

В биполярном транзисторе используются два встречно включенных *p-n*-перехода, которые образуются на границе слоев, составляющих транзистор. В зависимости от типа электропроводности слоев биполярные транзисторы имеют *n-p-n* или *p-n-p*-тип структуры. В дальнейшем основное внимание будем уделять наиболее распространенному *n-p-n*-типу структуры (рис. 2.13).

Наиболее сильно легированный крайний слой транзистора (n^+ -типа) называют *эмиттером*, другой крайний слой (*n*-типа) — *коллектором*, а средний слой (*p*-типа) — *базой*. Переход между эмиттером и базой называется *эмиттерным переходом*, а *p-n*-переход между коллектором и базой — *коллекторным переходом*.

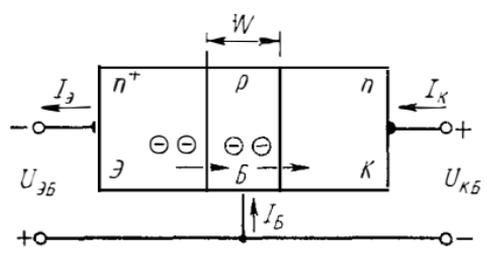


Рис. 2.13

Эмиттерный переход обычно смещается в прямом направлении, а коллекторный — в обратном (нормальное или прямое включение транзистора). Если эмиттерный переход смещен в обратном направлении, а коллекторный — в прямом, то такое включение биполярного транзистора называется *инверсным* или *обратным*.

Непременным условием нормальной работы биполярного транзистора является достаточно малая ширина базы W ; необходимо, чтобы было выполнено условие $W \ll L$ (L — диффузионная длина неосновных носителей в базе). Основные параметры биполярного транзистора определяются процессами в базе. Отметим, что в реальных транзисторах площадь эмиттера всегда меньше площади коллектора.

Существуют несколько способов включения биполярного транзистора. На рис. 2.13 транзистор включен по схеме с общей базой (ОБ). Действительно, электрод базы является общим для входной и выходной цепей (на эмиттер и коллектор напряжение задается относительно базы).

При прямом смещении эмиттерного перехода снижается его потенциальный барьер и происходит инжекция электронов из эмиттера в базу. За счет инжекции электронов в базу, а также инжекции дырок из базы в эмиттер формируется ток эмиттера I_3 . Инжектированные электроны проходят базу и, дойдя до коллекторного перехода, экстрагируются (втягиваются электрическим полем) в коллектор. Значит, в выходной (коллекторной) цепи будет протекать ток коллектора I_k . За время прохождения базы часть электронов рекомбинирует, в результате чего образуется ток базы I_6 . В соответствии с первым законом Кирхгофа можно записать:

$$I_3 = I_k + I_6. \quad (2.9)$$

В большинстве практических случаев стремятся уменьшить ток базы, что достигается за счет снижения рекомбинационных процессов в базе. При этом улучшаются усилительные способности транзистора.

Основным параметром биполярного транзистора является коэффициент усиления по току. Для схемы ОБ коэффициент усиления (передачи) по току обозначается буквой α и определяется для нормально включенного транзистора как $\alpha = I_k / I_3$. Поскольку $I_k < I_3$, то $\alpha < 1$. Для современных биполярных транзисторов $\alpha = 0,98 \div 0,999$. Таким образом, схема ОБ не обеспечивает усиление тока.

Если для транзистора, включенного по схеме рис. 2.13, упразднить прямое смещение эмиттерного перехода (оборвать цепь эмиттера), то в цепи

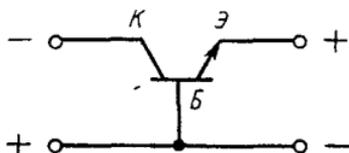


Рис. 2.14

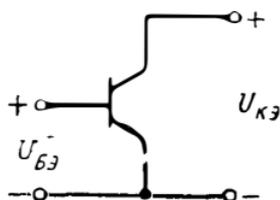


Рис. 2.15

коллектора будет протекать лишь небольшой обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$ (обратный ток протекает по цепи коллектор—база).

Кратко остановимся на схеме ОБ, где биполярный транзистор включен инверсно (рис. 2.14). Здесь использовано условное обозначение $n-p-n$ -транзистора, принятое при изображении принципиальных электрических схем. Буквами Э, Б, К обозначены выводы от эмиттера, базы и коллектора соответственно. Отметим, что условное обозначение $p-n-p$ -транзистора отличается от обозначения $n-p-n$ -транзистора только направлением стрелки на эмиттере.

Коэффициент усиления по току биполярного транзистора, включенного по схеме рис. 2.14, обозначим, как α_I , его называют инверсным коэффициентом усиления. В реальных транзисторах всегда $\alpha_I < \alpha$.

Основной схемой включения биполярного транзистора является схема с общим эмиттером (ОЭ). На рис. 2.15 приведена схема ОЭ для нормального включения $n-p-n$ -транзистора. Напряжение $U_{бэ}$ смещает эмиттерный переход в прямом направлении. Поскольку напряжение $U_{бэ}$ значительно меньше, чем напряжение $U_{кэ}$ ($U_{бэ} \lesssim 0,7$ В, а $U_{кэ}$ обычно составляет единицы или десятки вольт), то коллекторный переход оказывается смещенным в обратном направлении, т. е. имеется нормальное включение транзистора.

Коэффициент усиления по току биполярного транзистора для схемы ОЭ определяется как $B = I_k / I_b$. Для схемы ОЭ ток базы является входным током, а ток коллектора — выходным. Используя соотношения (2.9), нетрудно получить связь между B и α в следующем виде:

$$B = \alpha / (1 - \alpha). \quad (2.10)$$

Учитывая реальные значения α , из (2.10) находим, что величина B составляет десятки—сотни. Таким

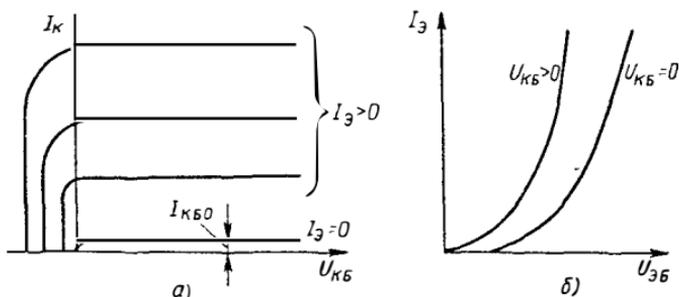


Рис. 2.16

образом, транзистор, включенный по схеме ОЭ, является хорошим усилителем тока.

Необходимо подчеркнуть, что биполярный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор, управляемый входным током (током эмиттера или током базы). Это обусловлено малым входным сопротивлением транзистора, при котором трудно задать фиксированное входное напряжение. Так, для схемы ОБ входное сопротивление — это сопротивление p - n -перехода при прямом смещении.

На рис. 2.16 приведены выходные (а) и входные (б) ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОБ. Из рис. 2.16, а видно, что выходные ВАХ располагаются в двух квадрантах: ВАХ в первом квадранте соответствует активному режиму работы, а во втором — режиму насыщения. Основным режимом работы биполярного транзистора в усилительных устройствах является активный режим.

В отличие от идеализированных выходных ВАХ реальные характеристики транзистора всегда имеют некоторый наклон: ток коллектора возрастает (хотя и слабо) при увеличении выходного напряжения $U_{кб}$. Это определяется эффектом Эрли, сущность которого состоит в том, что при увеличении обратного напряжения на коллекторном p - n -переходе он расширяется, причем расширение происходит в сторону базы, как более высокоомный слой; при этом ширина базы уменьшается. Уменьшение ширины базы приводит к тому, что большее количество неосновных носителей проходит базу не рекомбинируя в ней и, следовательно, больше носителей заряда попадает в коллектор, вызывая рост тока коллектора.

При $U_{кб} = 0$ входная характеристика (рис. 2.16, б) представляется обычной диодной экспонентой. Реаль-

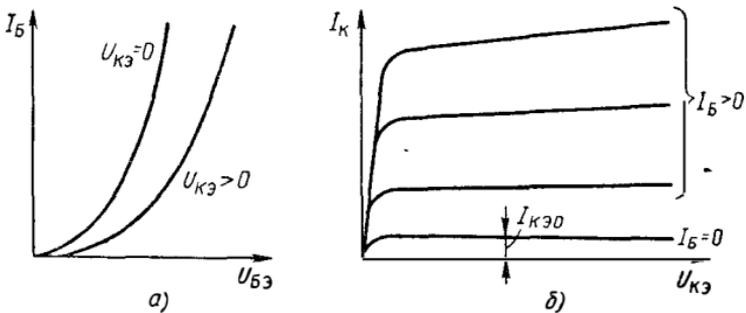


Рис. 2.17

ная входная ВАХ при увеличении рабочего напряжения $U_{кб}$ смещается влево вверх из-за влияния эффекта Эрли.

Теперь рассмотрим ВАХ биполярного транзистора для основной схемы включения — схемы ОЭ. Входным током в схеме ОЭ является ток базы. На рис. 2.17, а приведены входные ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ. Внешне эти характеристики похожи на входные ВАХ схемы ОБ. Однако входные ВАХ схемы ОЭ смещаются вправо вниз при увеличении выходного напряжения $U_{кэ}$. Следует отметить, что для большинства практических случаев влияние $U_{кэ}$ на входные ВАХ прекращается уже при напряжениях, составляющих десятые доли вольта.

На рис. 2.17, б приведены выходные ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ. По сравнению с выходными характеристиками транзистора, включенного по схеме ОБ, они имеют больший наклон, т. е. на их вид большое влияние оказывает эффект Эрли. Главной особенностью выходных ВАХ схемы ОЭ является то, что они полностью расположены в первом квадранте. Ток $I_{кэ0}$, протекающий в цепи коллектор — эмиттер транзистора при оборванном входном электроде — базе ($I_B = 0$), намного больше обратного тока коллекторного перехода:

$$I_{кэ0} = I_{кб0} (B + 1). \quad (2.11)$$

Из (2.11) следует, что неуправляемый ток в цепи коллектора в схеме ОЭ значительно больше, чем в схеме ОБ. За счет этого выходные ВАХ схемы ОЭ более чувствительны к изменениям температуры. При повышении температуры выходные характеристики

смещаются в сторону больших токов, а их наклон увеличивается.

Коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме ОБ α является интегральным (статическим) параметром, поскольку представляет собой отношение постоянных токов. Существует и дифференциальный коэффициент усиления, который представляет собой отношение приращений тока в коллекторе и эмиттере. Хотя статический и дифференциальный коэффициенты усиления несколько отличаются, их принято для схемы ОБ обозначать одинаково — α . В дальнейшем будем различать статический и дифференциальный коэффициенты α лишь тогда, когда это принципиально необходимо.

Коэффициент усиления B является статическим параметром. Помимо него широко используется и дифференциальный коэффициент усиления по току для схемы ОЭ: $\beta = dI_k/dI_b$. Для определения β тоже можно воспользоваться формулой (2.10), но при этом в нее следует подставить уже дифференциальные коэффициенты α .

Необходимо отметить, что в полупроводниковой электронике находят применение так называемые супербета биполярные транзисторы. Такие транзисторы имеют очень тонкую базу, а β в них достигает значений в несколько тысяч.

Зависимость коэффициента усиления по току от напряжения на коллекторе обусловлена эффектом Эрли и предпробойными явлениями в коллекторном переходе. Обе эти причины приводят к росту B при повышении $U_{кз}$. Следует отметить, что по техническим условиям работа на биполярные транзисторы в режиме лавинного пробоя запрещена. Этот режим может быть использован только в лавинных транзисторах.

Зависимость B от температуры обусловлена главным образом температурной зависимостью времени жизни неосновных носителей в области базы. Поскольку с повышением температуры замедляются процессы рекомбинации, обычно наблюдается рост коэффициента усиления транзистора по току.

Теперь кратко остановимся на других параметрах биполярного транзистора — сопротивлениях его переходов. Эмиттерный и коллекторный переходы транзистора представляются своими дифференциальными

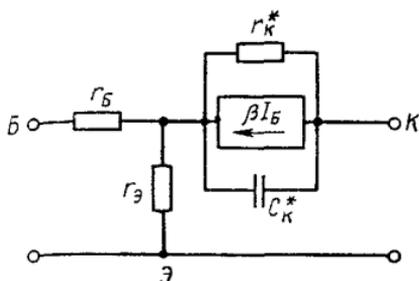


Рис. 2.18

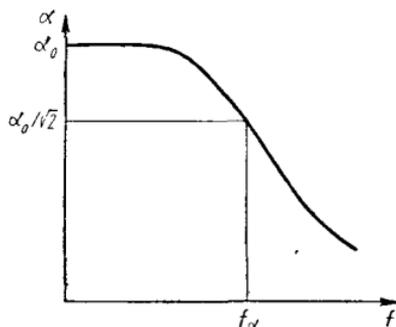


Рис. 2.19

сопротивлениями. Поскольку эмиттерный переход смещен в прямом направлении, его дифференциальное сопротивление $r_э$ можно выразить по аналогии с (2.6):

$$r_э = dU_{эб}/dI_э = \varphi_T/I_э. \quad (2.12)$$

Из (2.12) следует, что сопротивление $r_э$ мало и обратно пропорционально току эмиттера.

Поскольку коллекторный переход в транзисторе смещен в обратном направлении, ток $I_к$ слабо зависит от напряжения $U_{кб}$. Поэтому дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_к = dU_{кб}/dI_к \approx 1$ МОм. Сопротивление $r_к$ в основном обусловлено влиянием эффекта Эрли, оно обычно уменьшается с ростом рабочих токов.

При работе с малыми приращениями токов и напряжений биполярный транзистор можно представить в виде эквивалентной схемы (малосигнальной модели), состоящей из линейных элементов. Наибольшее распространение получили Т-образные эквивалентные схемы.

На рис. 2.18 приведена Т-образная малосигнальная эквивалентная схема биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ. Здесь входным электродом транзистора является база. Поскольку схема малосигнальная, то в генераторе тока используется дифференциальный коэффициент β . Для рассматриваемой эквивалентной схемы сопротивление $r_к^*$ и емкость $C_к^*$ можно определить по следующим формулам:

$$r_к^* = r_к(1 - \alpha), \quad C_к^* = C_к/1 - \alpha,$$

где $C_к$ — барьерная емкость коллекторного хода.

Параметры Т-образной эквивалентной схемы называются внутренними (физическими) параметрами, так как они отражают физические процессы

в транзисторе. Однако эти параметры не всегда удобны для непосредственного измерения и расчета электронных устройств.

Для переменных сигналов малой амплитуды, приводящих к незначительному изменению электрического режима в линейной части ВАХ, биполярный транзистор можно представить эквивалентным линейным четырехполюсником, параметры которого принято называть h -параметрами. К ним относятся: h_{11} — входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе; h_{12} — коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе на входе; h_{21} — коэффициент усиления (передачи) по току при коротком замыкании на выходе; h_{22} — выходная проводимость при холостом ходе на входе. Основное преимущество h -параметров заключается в легкости их непосредственного измерения. Отметим, что существуют специальные таблицы формул, связывающих h -параметры различных схем включения транзистора между собой, а также с физическими параметрами и другими системами параметров.

Частотные свойства биполярного транзистора определяются временем пролета неосновных носителей заряда через базу и временем перезаряда барьерных емкостей переходов. Относительная роль этих факторов зависит от конструкции и режима работы транзистора, а также от сопротивлений во внешних цепях. Для биполярных транзисторов, предназначенных для работы в области низких и средних частот, основное влияние на частотные свойства оказывает время пролета носителей через базу τ_α .

Для схемы ОБ частотные свойства транзистора обычно представляются граничной частотой усиления f_α . На рис. 2.19 приведена частотная характеристика коэффициента усиления α . Из рис. 2.19 видно, что граничной частотой f_α является частота сигнала, при которой дифференциальный коэффициент α уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (падает на 3 дБ) по сравнению с его значением на низкой частоте α_0 . Для f_α можно записать

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi\tau_\alpha} = \frac{D}{\pi W^2}. \quad (2.13)$$

Из (2.13) следует, что для получения высоких граничных частот нужно изготавливать транзисторы с тонкой базой из полупроводников с большой подвижностью носителей заряда.

Для схемы ОЭ частотные свойства биполярного транзистора иногда представляют граничной частотой усиления f_{β} , которую можно определить с помощью формулы

$$f_{\beta} = f_{\alpha} / (\beta + 1). \quad (2.14)$$

Из (2.14) следует, что частотные свойства биполярного транзистора в схеме ОЭ хуже, чем в схеме ОБ. Это естественно, поскольку для любого активного элемента произведение коэффициента усиления на полосу частот есть величина постоянная.

Наиболее объективно частотные свойства биполярного транзистора представляются предельной граничной частотой усиления (частотой единичного усиления) f_T , на которой $\beta = 1$. Граничные частоты f_T и f_{α} связаны приближенным соотношением: $f_{\alpha} = (2,2 \dots 2,6) f_T$, которое указывает, что $f_T < f_{\alpha}$.

Теперь кратко остановимся на рассмотрении шумов в биполярном транзисторе, которые являются причиной, ограничивающей нижний предел амплитуды возможного усиления. Шумы транзистора представляют собой малые беспорядочные колебания тока коллектора. Сразу следует отметить, что шум практически одинаков для всех схем включения транзистора, но в значительной степени зависит от частоты и других параметров электронного устройства.

В биполярном транзисторе существует несколько источников шума. Основные из них: тепловой, дробовый и избыточный (поверхностный) или фликер-шум. Тепловой шум обусловлен хаотическим движением носителей заряда в транзисторе. Дробовый шум обусловлен неравномерностью скоростей носителей заряда в переходах транзистора и базе, а избыточный шум — неравномерностью рекомбинационных процессов на поверхности базы и токами утечки.

Шумовые свойства транзистора чаще всего принято представлять параметром, который называется коэффициентом шума. Коэффициент шума представляет собой отношение полной мощности шумов на

выходе транзистора к той ее части, которая вызвана шумами источника сигнала.

Биполярный транзистор, как и любой другой электронный элемент, может работать в определенном диапазоне токов, напряжений и мощностей. Нельзя, например, превышать определенную величину тока коллектора или нельзя использовать транзистор при напряжении на коллекторе меньше определенной величины. Эти границы использования принято называть предельными или предельно допустимыми режимами. Предельный режим в отличие от предельно допустимого определяется только физической границей возникновения явления в транзисторе, которое делает его неработоспособным, т. е. предельный режим — это физическая граница возможного использования. Однако из-за неизбежного разброса параметров полупроводниковых приборов, необходимости повышения надежности при эксплуатации на практике используется (приводится в ТУ и справочниках) предельно допустимый режим. Предельно допустимый режим — режимная граница использования транзистора, определяемая помимо физической границы некоторыми соображениями технико-экономического характера. На практике это означает введение коэффициента запаса.

Наиболее важными для эксплуатации полупроводниковых приборов параметрами являются максимально допустимые токи, напряжения и мощности.

§ 2.6. Тиристоры

Тиристорами называются полупроводниковые приборы, имеющие четырехслойную $p-n-p-n$ -структуру с тремя $p-n$ -переходами. В основе работы тиристора используется биполярный механизм образования тока. На его ВАХ присутствует ярко выраженный участок отрицательного сопротивления, а сама ВАХ имеет вид S -образной характеристики. Тиристор можно представить в виде двух биполярных транзисторов $p-n-p$ - и $n-p-n$ -типов, коллектор у которых является общим.

В рабочем состоянии напряжение со знаком «+» подключается к крайней области p -типа, а со знаком «-» — к крайней области n -типа. При таком включении тиристора крайние $p-n$ -переходы окажутся смещенными в прямом направлении, а средний переход (общий коллектор) — в обратном. Крайние переходы будут инжектировать носители зарядов в центральную часть структуры, в результате в тиристоре будет протекать ток. Величина этого тока определяется потерями в центральной части тиристорной структуры и представляется суммарным коэффициентом по току

обоих составляющих транзисторов 2α . При $2\alpha \rightarrow 1$ формируется участок отрицательного сопротивления на S-образной ВАХ. Отметим, что ВАХ тиристора имеет относительно большой размах по оси напряжений (до сотен вольт).

В тиристорах часто используется дополнительный вывод (управляющий электрод) от одной из центральных областей структуры (p- или n-типа). С помощью тока или напряжения управления, подаваемого на этот электрод, довольно просто удастся изменять основные параметры тиристора. При таком режиме работы тиристор является полупроводниковым прибором с управляемой S-образной ВАХ.

Существует большое количество различных конструкций тиристорных приборов, способных реализовать приборы и устройства с разнообразными свойствами. В настоящее время основное применение тиристоры находят в энергетической электронике.

§ 2.7. Полевые транзисторы

Полевыми (униполярными) транзисторами называются полупроводниковые активные элементы, в основе работы которых используются подвижные носители зарядов лишь одного типа — только электроны или только дырки. Наиболее характерной чертой полевых транзисторов является высокое входное сопротивление, поэтому они управляются напряжением, а не током, как биполярные транзисторы. Наибольшее распространение получили два основных типа полевого транзистора: транзистор с управляющим p-n-переходом и транзистор со структурой металл — диэлектрик — полупроводник (МДП).

Принцип действия полевого транзистора с p-n-переходом основан на изменении сопротивления активного

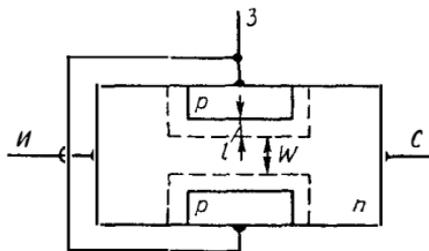


Рис. 2 20

слоя (канала) путем расширения p-n-перехода при подаче на него напряжения обратного смещения. На рис. 2 20 приведен идеализированный разрез полевого транзистора с n-каналом. Выводы, сделанные от противоположных сторон пластины полупроводника n-типа, называются *истоком* и *стоком* (обозначены I и C соответственно). Вывод от p-области называется *затвором* (обозначен 3). В большинстве случаев выводы от затворов соединены между собой, поэтому в полевом

транзисторе (заключенном в корпус) имеется лишь один внешний вывод от затвора.

Расстояние между p - n -переходами называется *шириной* канала W , а n -область между переходами — *каналом*. При приложении напряжения между стоком и истоком $U_{\text{си}}$ в цепи сток—исток будет протекать ток I_c , величина которого определяется сопротивлением канала при постоянном $U_{\text{си}}$. Теперь приложим напряжение между затвором и истоком $U_{\text{зи}}$ («+» на истоке, «-» на затворе). За счет напряжения $U_{\text{зи}}$ переходы сместятся в обратном направлении и соответственно расширятся, вследствие чего ширина канала уменьшится, а сопротивление возрастет. С возрастанием сопротивления канала ток стока I_c уменьшится. Таким образом, изменяя напряжение, можно управлять током стока.

Полевые транзисторы могут быть выполнены как с n -, так и с p -каналом. В основе дальнейшего рассмотрения будем использовать наиболее распространенный полевой транзистор с n -каналом (рис. 2.20).

Максимальная ширина канала имеет место при $U_{\text{зи}} = 0$. Поскольку в основу работы полевого транзистора положен принцип изменения ширины канала, то для транзистора с n -каналом $U_{\text{зи}}$ можно изменять от нуля в сторону отрицательных значений, т. е. p - n -переходы затвора всегда должны быть смещены в обратном направлении и их сопротивление должно быть велико. Напряжение на затворе, при котором p - n -переходы смыкаются (канал исчезает), называют напряжением отсечки U_0 , этот параметр является одним из основных для любого полевого транзистора.

Необходимо отметить, что при воздействии напряжения $U_{\text{си}}$ p - n -переходы затвора тоже смещаются в обратном направлении, но при этом оказывается, что напряжение, действующее в канале вблизи стока, имеет большее значение (p - n -переход шире), чем вблизи истока. Этим обстоятельством и определяется вид выходных ВАХ полевого транзистора, приведенных на рис. 2.21. Напряжение $U_{\text{си}}$, начиная с которого формируется пологая часть характеристики, принято называть напряжением насыщения. Его можно рассчитать как $U_{\text{си}} = U_0 - U_{\text{зи}}$, откуда следует, что при увеличении $U_{\text{зи}}$ (по абсолютной величине) напряжение $U_{\text{си}}$ уменьшается (см. рис. 2.21).

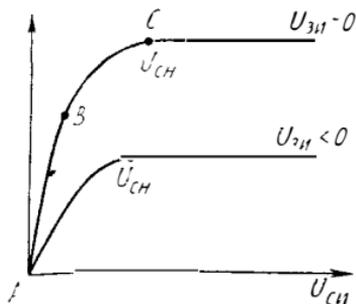


Рис 2 21

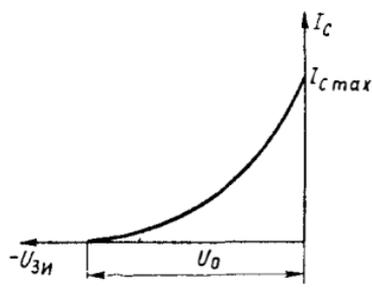


Рис 2 22

Другой важной характеристикой полевого транзистора, представляющей его свойства, является стоко-затворная ВАХ, для нее можно записать

$$I_c = I_{c \max} (1 - U_{зи} / U_0)^2, \quad (2.15)$$

где $I_{c \max}$ — максимальный ток стока, имеющий место при $U_{зи} = 0$. На рис. 2.22 приведена стоко-затворная ВАХ полевого транзистора с n -каналом.

Одним из основных параметров любого полевого транзистора является крутизна $s = dI_c / dU_{зи}$ (мА/В), которую можно рассчитать по формуле

$$s = s_{\max} (1 - U_{зи} / U_0), \quad (2.16)$$

где s_{\max} — максимальная крутизна, имеющая место при $U_{зи} = 0$. Из (2.15) и (2.16) следует, что при увеличении рабочего $U_{зи}$ ток стока и крутизна полевого транзистора уменьшаются.

Дифференциальное сопротивление стока (внутреннее сопротивление транзистора) $r_c = dU_{си} / dI_c$ в области пологой части выходных ВАХ полевого транзистора, согласно (2.15), равно бесконечности (на практике r_c обычно составляет несколько МОм). Для расчета r_c можно пользоваться следующей формулой:

$$r_c = r_{c1} I_{c1} / I_c, \quad (2.17)$$

где r_{c1} — сопротивление стока при $I_c = I_{c1}$. Таким образом, зная сопротивление r_{c1} при определенном токе I_{c1} , можно определить r_c при любом другом I_c . Из (2.17) следует, что с падением тока стока r_c возрастает.

Дифференциальное сопротивление стока практически не зависит от $U_{си}$ при небольших его значениях. Однако увеличение $U_{си}$ может вызвать лавинный

пробой p - n -переходов в полевом транзисторе. При этом ток стока резко возрастает, а r_c значительно уменьшается. Лавинный пробой p - n -переходов затвора является основной причиной, ограничивающей использование полевого транзистора по напряжению на стоке. Величина максимально допустимого напряжения стока обычно несколько меньше напряжения лавинного пробоя (с учетом коэффициента запаса)

Коэффициент усиления по напряжению $\mu_v = dU_{си} / dU_{зи}$ — еще один важный параметр полевого транзистора. Нетрудно показать, что $\mu_v = sr_c$. Отметим, что коэффициент μ_v при уменьшении тока стока несколько возрастает.

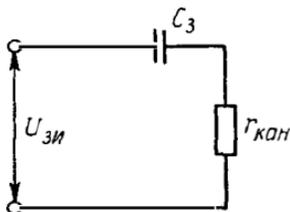


Рис. 2.23

Инерционность полевого транзистора обусловлена несколькими факторами, главный из которых определяется временем заряда барьерной емкости переходов затвора

Поэтому эквивалентную схему, описывающую частотные свойства полевого транзистора, можно представить в виде, изображенном на рис. 2.23. Здесь $C_з$ — средняя емкость затвора, $r_{кан}$ — среднее продольное сопротивление канала. Воспользовавшись этой эквивалентной схемой, запишем для постоянной времени затвора $\tau_з = C_з r_{кан}$, откуда для граничной частоты полевого транзистора

$$f_{гр} = 1 / 2\pi C_з r_{кан}. \quad (2.18)$$

Из (2.18) следует, что для улучшения частотных свойств полевого транзистора следует уменьшать $C_з$ и $r_{кан}$. Поскольку при прочих равных условиях сопротивление n -канала всегда меньше, чем p -канала, за счет более высокой подвижности электронов то частотные свойства полевых транзисторов с n -

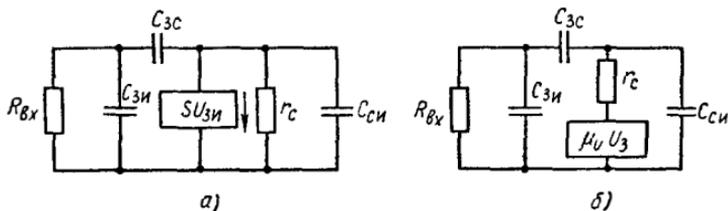


Рис. 2.24

каналом оказываются лучше, чем транзисторов с p -каналом.

На рис. 2.24, а, б приведены малосигнальные эквивалентные схемы (модели) для переменных составляющих токов и напряжений полевого транзистора, где емкость затвора условно разделена на две части: $C_{зи}$ (затвор — исток) и $C_{зс}$ (затвор — сток). Эти эквивалентные схемы являются основой для построения эквивалентных схем усилительных каскадов на полевых транзисторах.

При изменении рабочей температуры определенным образом будут изменяться и параметры полевых транзисторов. При возрастании температуры, с одной стороны, уменьшается высота потенциального барьера переходов затвора, уменьшается их ширина, ширина канала возрастает, сопротивление канала падает и соответственно ток стока увеличивается. Однако, с другой стороны, уменьшается подвижность электронов в канале, что приводит к возрастанию сопротивления канала и соответственно падению тока стока. Таким образом, эти два температурно-зависимых параметра действуют встречно, частично компенсируя изменения I_c .

Как было отмечено выше, наиболее характерной чертой полевых транзисторов является высокое входное сопротивление. В полевых транзисторах с p - n -переходом входное сопротивление определяется обратными токами переходов затвора. Для кремниевых полевых транзисторов входное сопротивление находится в пределах 10^9 — 10^{12} Ом.

Поскольку в полевых транзисторах ток стока обусловлен носителями заряда одного знака (только электроны или только дырки), причем эти носители являются основными для области канала, параметры транзистора оказываются независимыми от времени жизни неосновных носителей заряда в канале, благодаря чему полевые транзисторы довольно устойчивы к воздействию радиации. Практически по тем же причинам полевые транзисторы с переходом характеризуются чрезвычайно низким уровнем собственных шумов (при высокоомных источниках сигнала).

Рассмотрим МДП-транзистор (металл — диэлектрик — полупроводник), который называют *транзистором с изолированным затвором* или *МОП-транзистором* (металл — окисел — полупроводник). В основе

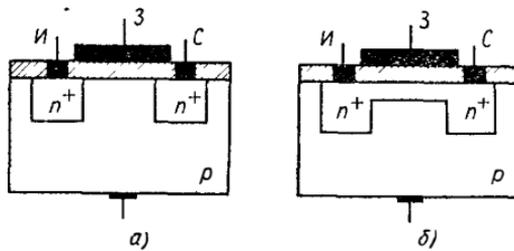


Рис. 2.25

работы МДП-транзистора используется возможность изменить величину и знак электропроводности на границе полупроводника с диэлектриком под действием приложенного напряжения. На рис. 2.25 приведены упрощенные разрезы МДП-транзисторов с n -каналами — индуцированным (*а*) и встроенным (*б*). Следует заметить, что в силу ряда технологических причин наибольшее распространение получили МДП-транзисторы со встроенным n -каналом и с индуцированным p -каналом.

Для МДП-транзисторов, изображенных на рис. 2.25, выводы от областей n -типа называются истоком и стоком (как и в полевом транзисторе с p - n -переходом). Вывод от металлической пластины, расположенной на диэлектрике над областью между истоком и стоком, называется затвором. Нижний вывод, являющийся выводом от подложки, соединяется с истоком (в дискретных транзисторах) или с общей шиной (в интегральных схемах).

В МДП-транзисторе с индуцированным каналом при напряжении $U_{зи} = 0$ канал отсутствует и соответственно при приложении разности потенциалов между стоком и истоком $U_{зи}$ ток стока $I_c = 0$. При превышении положительным напряжением на затворе определенного напряжения U_0 происходит образование канала за счет притяжения собственных электронов подложки к затвору под действием электрического поля. Напряжение U_0 , начиная с которого образуется канал (возникает ток стока), принято называть напряжением отсечки или пороговым напряжением. При $U_{зи} > U_0$ в МДП-транзисторах с индуцированным n -каналом увеличение напряжения на затворе будет приводить к уменьшению сопротивления канала, за счет обогащения поверхности электронами. Ток стока I_c при этом увеличивается. На рис. 2.26 (кривая *1*) приведена стоко-затворная ВАХ для МДП-транзистора с индуцированным n -каналом. Эта

характеристика иллюстрирует изложенное выше.

В МДП-транзисторе с встроенным каналом при $U_{зи} = 0$ канал присутствует и при $U_{си} > 0$ протекает ток стока (рис. 2.26, кривая 2). При увеличении положительного напряжения $U_{зи}$ ток стока I_c возрастает. При

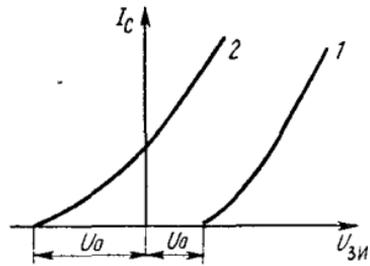


Рис. 2.26

увеличении же отрицательного напряжения на затворе канал обедняется электронами и соответственно I_c уменьшается. При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на затворе канал исчезает, а начиная с $U_{зи} = U_0$ ток стока становится практически равным нулю. В данном случае U_0 является напряжением отсечки.

Рассмотрим выходные (стоковые) ВАХ МДП-транзисторов. На рис. 2.27 приведены выходные характеристики для МДП-транзисторов с n -каналом — индуцированным (а) и встроенным (б). При заданном напряжении на затворе по мере увеличения $U_{си}$ от нулевого значения ток стока возрастает сначала линейно (область крутой части ВАХ), затем скорость его возрастания уменьшается и, наконец, при достаточно больших значениях $U_{си}$ ток стремится к постоянной величине. Прекращение возрастания тока связано с перекрытием канала вблизи стока. Как только канал перекрыт, ток стока практически остается постоянным на данном уровне, т. е. в первом приближении становится независимым от напряжения на стоке (область пологой части ВАХ). Для пологой части ВАХ, являющейся основной

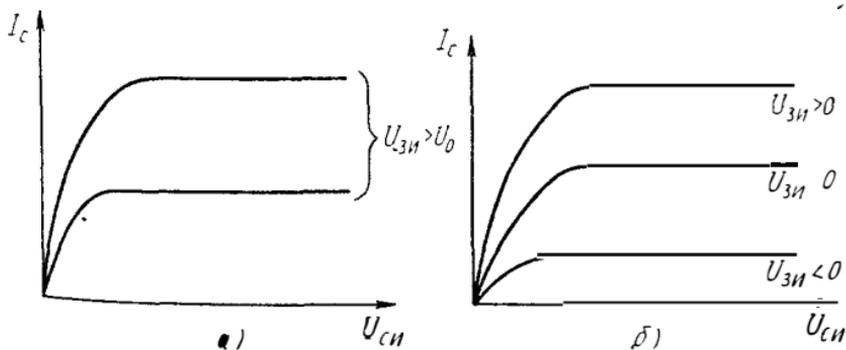


Рис 2 27

рабочей областью для усилительных устройств, можно записать

$$I_c = \frac{k}{2}(U_{зи} - U_0)^2. \quad (2.19)$$

Крутизну МДП-транзистора для пологой области ВАХ нетрудно получить из (2.19) в следующем виде:

$$s = k(U_{зи} - U_0). \quad (2.20)$$

В формулах (2.19) и (2.20) коэффициент k (A/B^2) определяется конструкцией и технологией изготовления транзистора. Отметим, что крутизна как МДП-транзистора, так и полевого транзистора с p - n -переходом уменьшается с падением тока стока.

Помимо крутизны многие другие параметры МДП-транзисторов имеют аналогичные полевым транзисторам с p - n -переходом зависимости от режима работы и температуры. Так, сопротивление стока в МДП-транзисторах может быть рассчитано по (2.17). Частотные свойства, шумовые и радиационные особенности, влияние температуры на ток стока и многие другие параметры и характеристики МДП-транзисторов имеют весьма схожие показатели с полевыми транзисторами с p - n -переходом.

Входное сопротивление МДП-транзисторов определяется в основном утечками диэлектрика, поэтому оно достигает весьма больших значений 10^{12} — 10^{15} Ом.

За счет приложения больших напряжений к затвору или за счет внутренних зарядов в диэлектрике может произойти пробой изолирующей пленки диэлектрика и транзистор выйдет из строя. Поэтому нельзя ни использовать, ни хранить МДП-транзисторы с оборванным затвором. МДП-транзисторы хранятся со специальными закорачивающими приспособлениями (все выводы транзистора замкнуты между собой). При измерении параметров МДП-транзисторов съемное закорачивающее приспособление должно быть снято только перед включением транзистора в гнезда измерительного прибора. После проведения измерений необходимо установить вновь закорачивающее приспособление.

При работе МДП-транзистора в конкретном устройстве всегда должна существовать электрическая связь между затвором и шиной нулевого потенциала.

причем сопротивление этой цепи для напряжений больших 50 В не должно превышать 1 МОм, т. е. реальное входное сопротивление МДП-устройств при использовании в цепи затвора обычных линейных резисторов не может быть больше 1 МОм.

Помимо рассмотренных выше двух основных типов полевых транзисторов, которые наиболее часто используются на практике, существует и несколько их разновидностей, а также самостоятельных типов, среди которых наиболее перспективными являются СВЧ МДП-транзисторы с коротким каналом и МНОП-транзисторы. Кроме того, активные МДП-структуры широко используются в приборах с зарядовой связью и других устройствах микроэлектроники.

§ 2.8. Элементы интегральных схем

Современная электроника характеризуется массовым выпуском изделий микроэлектроники — интегральных микросхем с быстро растущей степенью интеграции. *Интегральной микросхемой* (ИМС) называется совокупность нескольких взаимосвязанных элементов, изготовленных в едином технологическом цикле, на одной подложке; ИМС выполняет функцию определенного электронного устройства. В современных ИМС на 1 см² удается выполнить более 10⁶ элементов. По способу изготовления и получаемой при этом структуре ИМС можно разделить на три основных типа: гибридные, пленочные и полупроводниковые.

Гибридной микросхемой является ИМС, в которой пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, токопроводящие дорожки и др.) выполнены в едином технологическом цикле на одной изолирующей подложке, а активные являются навесными, т. е. обычными дискретными транзисторами, но без своих собственных корпусов (бескорпусные элементы). Помимо различных диодов и транзисторов навесными элементами могут быть конденсаторы больших емкостей и катушки индуктивности.

Пленочной микросхемой является ИМС, в которой не только пассивные, но и активные элементы выполнены в виде пленок. Вариантами технического исполнения пленочных ИМС являются тонкопленочные (с толщиной до 1 мкм) и толстопленочные (с

толщиной свыше 1 мкм) схемы. Хорошими параметрами и свойствами обладают ИМС, у которых элементы выполнены на монокристаллических пленках (например, структуры кремний на сапфире).

Полупроводниковой микросхемой является ИМС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводникового кристалла. Иногда полупроводниковую схему называют монолитной ИМС.

Как правило, ИМС разрабатываются и выпускаются предприятиями-изготовителями в виде серий. Каждая серия характеризуется степенью комплектности. К серии ИМС относят совокупность ИМС, которые могут выполнять различные функции, но имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного использования. Серия содержит несколько ИМС различных типов, которые, в свою очередь, могут делиться на типоминималы. Под типоминималом понимается ИМС, имеющая конкретное функциональное назначение и свое условное обозначение.

Элементом ИМС называют часть ИМС, реализующую какую-либо функцию полупроводникового прибора (пассивную или активную), которая выполнена неразрывно от кристалла (подложки) и не может быть выделена как самостоятельное изделие.

В зависимости от количества элементов n в ИМС принято деление по степени интеграции $K = \ln n$. Так, ИМС первой степени содержит до 10 элементов, второй степени — до 100, третьей — до 1000 и т. д. Интегральные схемы с $K = 2 - 3$ называют большими интегральными схемами (БИС), а с $K > 3$ — сверхбольшими интегральными схемами (СБИС).

Поскольку полупроводниковые ИМС являются основным типом ИМС, то сосредоточим основное внимание на элементах именно этих микросхем. Одна из особенностей элементов ИМС по сравнению с аналогичными дискретными полупроводниковыми приборами состоит в том, что они имеют определенную электрическую связь с общей подложкой, а иногда и друг с другом. Другая важная особенность элементов ИМС связана с тем, что все они изготавливаются в едином технологическом цикле. В результате параметры элементов ИМС в значительной мере

взаимосвязаны и ограничены, чего нет у обычных полупроводниковых приборов.

Простейшим резистором ИМС является слой полупроводника, изолированный от других элементов ИМС. Существует несколько способов изоляции — самый распространенный из них заключается во введении дополнительного *p-n*-перехода в подложку, окружающего (изолирующего) каждый элемент (или группу элементов). Максимальное сопротивление резистора в полупроводниковой ИМС может достигать 50 кОм. Разброс сопротивлений относительно расчетного номинала в ИМС составляет 15—20%. Отметим, что резисторы, расположенные на одной подложке, могут изменять свое сопротивление одинаково, поэтому разброс их значений будет гораздо меньшим — не более 3%. Эта особенность играет важную роль и широко используется в усилителях с глубокой отрицательной обратной связью.

В гибридных и пленочных схемах используются пленочные резисторы, получаемые за счет нанесения резистивного вещества на изолирующую подложку. Сопротивление такого резистора зависит от материала, толщины пленки и может достигать значений порядка 1 МОм.

Необходимо отметить, что хотя и имеется возможность создавать резисторы больших номиналов в ИМС, это является очень неудобным при построении сложных изделий, имеющих весьма малые габариты. Поэтому в ИМС стремятся использовать минимальное количество резисторов, причем возможно меньших номиналов.

В полупроводниковых ИМС, выполненных с использованием биполярных транзисторных структур, роль конденсаторов играют *p-n*-переходы. Поскольку при их изготовлении необходимо провести хотя бы одну диффузионную операцию, конденсаторы на основе *p-n*-переходов часто называют диффузионными. Такие конденсаторы основаны на использовании барьерной емкости обратного смещенного *p-n*-перехода. Поскольку емкость диффузионного конденсатора зависит от приложенного напряжения, то он может выполнять роль как постоянной, так и переменной емкости (варикапа). Приближенное значение максимальной емкости диффузионного конденсатора составляет 500 пФ, максимально допустимое рабочее напряжение — 15—25 В.

Конденсаторы с МДП-структурой — второй основной тип конденсаторов в полупроводниковых ИМС. Они используются в МДП ИМС. Важным преимуществом МДП-конденсаторов по сравнению с диффузионными является то, что они работают при любой полярности напряжения. Максимальное значение емкости достигает 300 пФ, максимально допустимое рабочее напряжение — 30 В.

Следует отметить, что площадь подложки, занимаемая конденсатором в ИМС, значительно превышает площадь, занимаемую другими элементами (например, транзисторами). Поэтому всегда стремятся разрабатывать ИМС с минимальным количеством конденсаторов, причем желательно использовать конденсаторы лишь малых емкостей (некоторые ИМС вообще не имеют конденсаторов).

Еще более нежелательным элементом ИМС является катушка индуктивности. В тех случаях, когда нельзя обойтись без индуктивности, используют навесные катушки или электронные эквиваленты.

Для полупроводниковых ИМС основным и наиболее универсальным элементом является биполярный транзистор. В большинстве случаев в ИМС используются транзисторы *n-p-n*-типа. Значения параметров интегральных транзисторов: коэффициент усиления $B=100$, граничная частота $f_T=300$ МГц, максимально допустимое напряжение $U_{кmax}=40$ В.

Помимо обычных биполярных транзисторов в ИМС широко используются особые структуры — не свойственные электронным устройствам на диффузионных элементах. Это прежде всего многоэмиттерный транзистор (МЭТ). Особенности МЭТ состоят в размерах коллекторных и эмиттерных переходов, количестве эмиттеров, а также в конфигурации и расположении контактов.

В настоящее время в составе полупроводниковых ИМС могут быть изготовлены диоды почти любого типа. Однако при разработке ИМС всегда желательно использование лишь однотипных структур. Таковыми структурами обычно являются биполярные транзисторы. Поскольку транзистор имеет два *p-n*-перехода, то его просто использовать и в качестве диода. В полупроводниковых ИМС применяются различные схемы включения транзистора в качестве диода, тем самым интегральный диод представляет собой биполярный

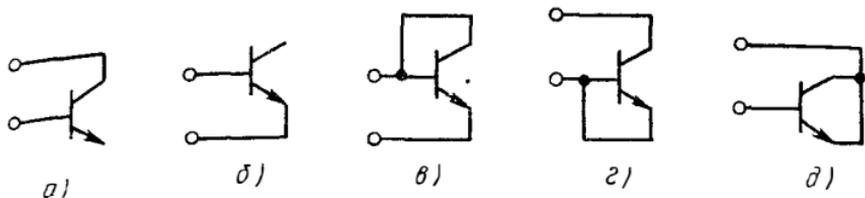


Рис. 2.28

транзистор, включенный определенным образом. При этом имеется возможность получать у интегральных диодов различные параметры.

Диодное включение транзистора (обычно *n-p-n*-типа) достигается при выполнении внутрисхемных меггаллизаций, проводимых после формирования всех элементов ИМС. На рис. 2.28 приведены пять схем включения биполярного транзистора в качестве диода. В первом случае в качестве диода (схема *а*) используется коллекторный *p-n*-переход транзистора. Такой диод имеет относительно большое пробивное напряжение (до 50 В), но характеризуется невысоким быстродействием. Диод (схема *б*), использующий эмиттерный *p-n*-переход, имеет повышенное быстродействие, но небольшое пробивное напряжение (до 7 В). Для диодов схемы *в* и *д* пробивное напряжение одинаково с диодом схемы *б*, а для *г* — с *а*. Самый большой обратный ток имеет место в диоде схемы *д*, где *p-n*-переходы транзистора включены параллельно. Падение напряжения на диоде при заданном прямом токе максимально для диода (схема *б*), а минимально для диода (схема *г*). Необходимо отметить, что на практике чаще всего используются диоды (схемы *б* и *в*).

Низковольтные стабилизаторы в ИМС выполняют, применяя *p-n*-переходы при прямом смещении. Такие стабилизаторы рассчитываются на напряжения, равные или кратные равновесной высоте потенциального барьера кремниевого *p-n*-перехода, примерно составляющей 0,7 В. Здесь можно использовать один или несколько последовательно включенных интегральных диодов, работающих при прямом смещении. Обычно в низковольтных интегральных стабилизаторах используются диоды (рис. 2.28, схема *в*).

Широкое распространение в ИМС получили МДП-транзисторы. МДП ИМС имеют ряд преимуществ перед ИМС на биполярных транзисторах и прежде всего лучшие массогабаритные показатели.

При выполнении нескольких МДП-транзисторов на одной подложке получается, что их истоки и стоки оказываются разделенными встречно включенными $p-n$ -переходами сток — подложка и исток — подложка. Поэтому гальваническая связь между элементами будет определяться лишь малыми обратными токами этих переходов. Таким образом, для МДП ИМС в большинстве случаев дополнительная изоляция элементов не требуется. Отсюда следует, что МДП-транзисторы можно располагать ближе друг к другу и тем самым повышать плотность расположения элементов и использование площади подложки.

Поскольку интегральные МДП-транзисторы нуждаются в изоляции, их структура практически не отличается от структуры дискретных элементов. Важным преимуществом МДП-транзисторов в полупроводниковых ИМС является возможность их использования в качестве различных элементов: резисторов, конденсаторов и др.

Широкое применение в микроэлектронике находят сочетания МДП-транзисторов с n - и p -каналами, которые принято называть комплементарными МДП-транзисторами (КМДП). Отметим, что сочетания биполярных $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторов обычно называют комплементарными биполярными или просто комплементарными транзисторами.

Развитие микроэлектроники в последние годы тесно связано с использованием новых эффектов и явлений в твердом теле. Это обусловлено тем, что традиционные области полупроводниковой электроники имеют свой предел, определяемый конструктивной сложностью, технологичностью изготовления, снижением надежности и т. д. Наиболее перспективной и многообещающей областью микроэлектроники является функциональная электроника.

Функциональным прибором является простейшая структура, способная выполнять функции всего устройства в целом. Для функциональной электроники характерно использование большого числа различных явлений. Помимо чисто электрических цепей здесь используются оптические, акустические, магнитные и другие явления в твердых телах.

Явления, связанные с механическими колебаниями упругой среды, обычно называют *акустически*

(или звуковыми). Основой акустоэлектроники является использование взаимодействия акустических и электрических сигналов. Практически все современные акустоэлектронные элементы являются приборами резонансного типа. Принцип действия их основан на использовании пьезоэлектрического эффекта (пьезоэффекта).

Прямой пьезоэффект проявляется в образовании зарядов на поверхности твердого тела под действием механических напряжений. Обратный пьезоэффект проявляется в изменении геометрических размеров тела под действием приложенного электрического напряжения. Эти эффекты очень ярко проявляются в кварцевом резонаторе.

Кварцевый резонатор представляет собой однородную пластину монокристалла кварца. Чаще всего в кварцевом резонаторе возбуждаются продольные колебания (объемные акустические волны) по типу сжатие — растяжение. Основным электрическим параметром кварцевых резонаторов является резонансная частота, которая жестко фиксирована. Основным размером, определяющим частоту колебаний кварцевого резонатора, — длина пластины. Кварцевые резонаторы обладают наибольшей стабильностью частоты.

В теле однородной кварцевой пластины нельзя обнаружить области, соответствующие индуктивности, емкости или сопротивлению. Тем не менее кварцевая пластина выполняет функцию резонатора, т. е. заменяет несколько реактивных элементов и резисторов. В ней возбуждаются резонансные механические колебания за счет приложения переменного электрического поля, и наоборот: при возбуждении колебаний механическим путем на обкладках резонатора появляется электрическое напряжение.

В электрической цепи переменного тока на частотах, близких к резонансным, кварцевый резонатор ведет себя как последовательно-параллельный колебательный контур, схема которого приведена на рис. 2.29. Для такой

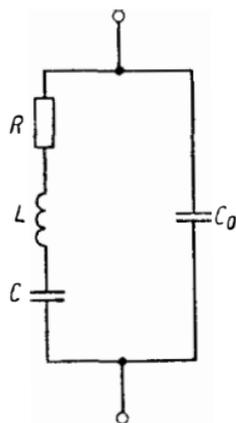


Рис 2 29

схемы характерны два резонанса: последовательный (резонанс напряжений в ветви LCR) и параллельный (резонанс токов во всем контуре). Емкость C называют статической емкостью резонатора, а параметры L , R , C — динамическими, они сравнительно легко определяются.

Помимо кварцевых резонаторов в последние годы широкое применение получают акустоэлектронные элементы на основе других пьезоактивных материалов. В таких элементах могут быть возбуждены не только объемные акустические волны, но и изгибные, сдвиговые, поверхностные, крутильные и др. В низкочастотных акустоэлектронных элементах используются изгибные, а в высокочастотных — поверхностные акустические волны.

Глава 3 УСИЛИТЕЛИ

Усилителем называется устройство, предназначенное для повышения (усиления) мощности входного сигнала. Усиление происходит с помощью активных элементов за счет потребления энергии от источника питания. Активными элементами в усилителях чаще всего являются транзисторы; такие усилители принято называть полупроводниковыми или транзисторными. В любом усилителе входной сигнал лишь управляет передачей энергии от источника питания в нагрузку.

Принцип действия усилителя удобно пояснить с помощью схемы, приведенной на рис. 3.1. Основой усилителя являются два элемента: сопротивление R и управляемый активный элемент $AЭ$ (например, полевой транзистор), сопротивление которого изменяется под действием входного сигнала $U_{вх}$. За счет изменения сопротивления $AЭ$ изменяется ток, протекающий от источника питания с напряжением E_n в цепь из R и $AЭ$. В результате будет меняться падение напряжения

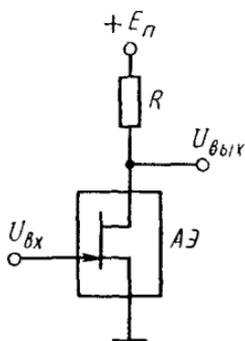


Рис. 3.1

на элементах схемы, а следовательно, и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$. В правильно спроектированном усилителе напряжения нетрудно получить $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$.

§ 3.1. Основные параметры и характеристики

Рассмотрим структурную схему усилительного каскада, приведенную на рис. 3.2. Здесь усилитель представлен как активный четырехполюсник с общей шиной для входа и выхода. Источник входного сигнала показан в виде генератора напряжения $E_{\text{г}}$, имеющего внутреннее сопротивление $R_{\text{г}}$. На выходе усилителя подключено сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$. Генератор и нагрузка не являются частями усилительного каскада, но часто играют значительную роль в его работе. Усилитель на рис. 3.2 представляется своими входным $R_{\text{вх}}$ и выходным $R_{\text{вых}}$ сопротивлениями.

По роду усиливаемой величины различают усилители напряжения, тока и мощности. Все усилители усиливают мощность, но усилитель напряжения главным образом усиливает напряжение, а в усилителе тока в большей степени усиливается ток.

Удобно подразделять усилительные каскады по соотношениям величин $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{г}}$. Если в усилителе $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{г}}$, то он имеет потенциальный вход и является усилителем напряжения. В усилителе тока $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{г}}$, т. е. имеет место токовый вход. В усилителе

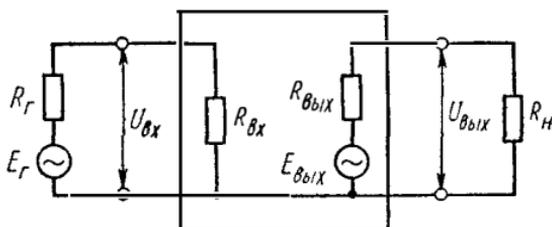


Рис. 3.2

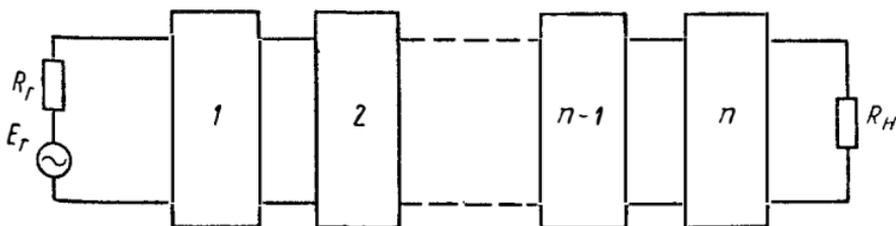


Рис. 3.3

мощности $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{г}}$, т. е. вход согласован с источником входного сигнала.

По соотношению между величинами $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{н}}$ также можно разделить на усилители напряжения где имеет место потенциальный выход ($R_{\text{вых}} \ll R_{\text{н}}$) усилители тока, где имеет место токовый выход ($R_{\text{вых}} \gg R_{\text{н}}$), и усилители мощности, которые работают на согласованную нагрузку ($R_{\text{вых}} \approx R_{\text{н}}$).

Как правило, усилитель состоит из нескольких усилительных каскадов (рис. 3.3). Каскады нумеруются в возрастающем порядке от входа. Нагрузкой первого каскада является входное сопротивление второго каскада, а источником входного сигнала для второго каскада является выход первого каскада и т. д. Первый каскад называется *входным*, а последний — *выходным* или *оконечным*. Входной каскад осуществляет согласование усилителя с источником входного сигнала, поэтому для усилителя напряжения требуется иметь в нем большое входное сопротивление. Кроме того, желательно, чтобы входной каскад имел минимальный коэффициент шума.

Выходной каскад многокаскадного усилителя чаще всего является усилителем мощности и призван работать на низкоомную нагрузку. От выходного каскада обычно требуется иметь большую допустимую мощность, малое выходное сопротивление, высокий коэффициент полезного действия и малый коэффициент гармоник. Отметим, что остальные (промежуточные) каскады необходимы для обеспечения заданного коэффициента усиления.

Соединение каскадов между собой в многокаскадном усилителе может быть осуществлено различными способами. Один из широко распространенных способов связи для усилителей переменного тока или напряжения реализуется с помощью разделительных емкостей. Такой усилитель называется усилителем с емкостной (или RC) связью. Для усилителя постоянного тока используется непосредственная (гальваническая) связь. Отметим, что непосредственная связь между каскадами широко представлена в ИМС. В усилителях также могут быть использованы трансформаторная, оптическая и другие связи между каскадами или для подключения источника входного сигнала и нагрузки.

Одним из основных параметров усилителя является коэффициент усиления, который различают по напряжению $K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, по току $K_i = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$ и по мощности $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = K_v K_i$. Для усилителей возможны различные значения коэффициентов усиления, но принципиально то, что $K_p > 1$ всегда. Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Коэффициент усиления по напряжению в децибелах (дБ) равен

$$K_u = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg K_v.$$

Аналогично можно представить и K_i (дБ), а для K_p (дБ) справедлива следующая запись:

$$K_p = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = 10 \lg K_p.$$

Выражение коэффициентов усиления в дБ связано с тем, что человеческое ухо реагирует на звуковые колебания в соответствии с логарифмическим законом слухового восприятия. Ниже приведены сравнительные значения K_u , выраженные в дБ и относительных единицах. Если коэффициент усиления каждого каскада выражен в дБ, то общее усиление многокаскадного усилителя равно сумме коэффициентов усиления каскадов.

K_u , дБ	...	0	1	2	3	10	20	40	60	80
K_u	1	1,12	1,26	1,41	3,16	10	10^2	10^3	10^4

Помимо усиления сигнала необходимо, чтобы усилитель не изменял его формы, т. е. в идеальном случае точно повторял все изменения напряжения (или тока). При этом допускается некоторый сдвиг сигнала по времени. Отклонение форм выходного и входного сигналов принято называть *искажениями*. Они бывают двух видов: нелинейные и линейные.

Нелинейные искажения определяются нелинейностью ВАХ транзисторов, на которых собран усилитель. Так, при подаче на вход сигнала синусоидальной формы выходной сигнал не будет чисто синусоидальным, а будет содержать составляющие высших гармоник. Это просто получается с помощью

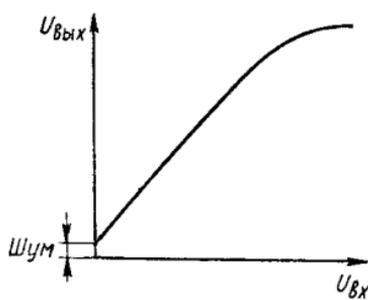


Рис. 3.4

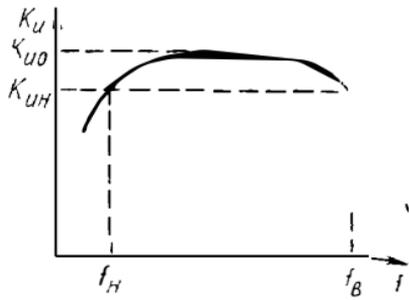


Рис. 3.5

входной ВАХ биполярного транзистора, которая имеет форму экспоненты, а не прямой линии. Искажения этого вида оцениваются коэффициентом гармоник (коэффициентом нелинейных искажений) K_r . В многокаскадных усилителях общий K_r можно принять равным сумме коэффициентов гармоник всех каскадов. На практике же основные искажения обычно вносятся выходным каскадом, который работает на больших амплитудах сигналов.

Для оценки нелинейных искажений можно воспользоваться амплитудной характеристикой усилителя (рис. 3.4), представляющей собой зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от амплитудного значения входного сигнала $U_{\text{вх}}$ неизменной частоты. При небольших $U_{\text{вх}}$ амплитудная характеристика практически линейна. Угол ее наклона определяется коэффициентом усиления на данной частоте. Изменения угла наклона при больших $U_{\text{вх}}$ указывают на появление искажения формы сигнала.

Линейные искажения определяются зависимостями параметров транзисторов от частоты и реактивными элементами усилительных устройств. Эти искажения зависят лишь от частоты усиливаемого сигнала. Зависимость K_u усилителя от частоты входного сигнала принято называть *амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)*. С помощью АЧХ (рис. 3.5) можно представить коэффициенты частотных искажений на нижней M_n и верхней M_v частотах заданного диапазона работы усилителя:

$$M_n = |K_{u0} / K_{un}|, \tag{3.1a}$$

$$M_v = |K_{u0} / K_{uv}|. \tag{3.1b}$$

Обычно допустимые величины коэффициентов частотных искажений не превышают 3 дБ. Отметим, что $\Delta f = f_v - f_n$ называют *полосой пропускания усилителя*.

В усилителях звуковых частот $f_n \approx 20$ Гц и $f_v \approx 15$ кГц; в широкополосных усилителях f_v может достигать десятков МГц; в частотно-избирательных усилителях $f_n \approx f_v$ и для высокочастотных вариантов может достигать сотен МГц; в усилителях постоянного тока $f_n = 0$, а f_v может составлять несколько десятков МГц.

Необходимо отметить, что в усилителях имеют место фазовые сдвиги между входным и выходным сигналами, которые могут привести к появлению фазовых искажений. Фазовые искажения проявляются лишь при нелинейной зависимости фазового сдвига от частоты. Эту зависимость принято называть *фазо-частотной (фазовой) характеристикой (ФЧХ)*. Частотные и фазовые искажения являются линейными искажениями и обусловлены одними и теми же причинами, причем большим частотным искажениям соответствуют большие фазовые искажения, и наоборот.

Помимо рассмотренных параметров и характеристик часто необходимо знать коэффициент полезного действия усилителя, коэффициент шума (см. § 2.5), стабильность, устойчивость работы, чувствительность к внешним помехам и др.

Одним из основных параметров выходного каскада усилителя является коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_n / P_0, \quad (3.2)$$

где P_n — мощность, выделяемая на нагрузке усилителя; P_0 — мощность, потребляемая усилителем от источника питания. Величина η всего усилителя определяется главным образом η выходного каскада.

Параметры и характеристики усилителей зависят как от числа каскадов, так и от активного элемента (транзистора) и способа его включения в усилительном каскаде.

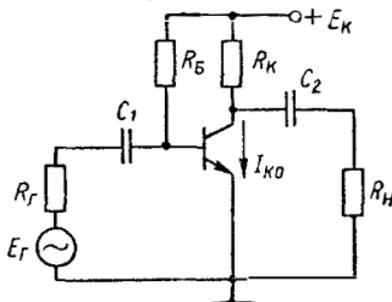


Рис. 3.6

§ 3.2. Усилители на биполярных транзисторах

Среди многочисленных вариантов усилительных каскадов самое широкое применение находит каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ. Принципиальная схема упрощенного варианта такого каскада приведена на рис. 3.6. В качестве разделительных элементов здесь использованы конденсаторы C_1 и C_2 , т. е. источник входного сигнала E_r и сопротивление нагрузки R_n подключены соответственно ко входу и выходу каскада посредством емкостной связи. Основой усилительного каскада ОЭ являются два элемента: резистор R_k и n - p - n -транзистор.

При отсутствии входного сигнала усилительный каскад работает в режиме покоя, который иногда называют начальным режимом, а в усилителях переменного сигнала — режимом постоянного тока. С помощью резистора R_6 задается ток покоя базы $I_{60} = E_k / R_6$, отсюда ток покоя коллектора $I_{к0} = \beta I_{60}$. Для большинства линейных усилителей выбирают напряжение на коллекторе в режиме покоя $U_{к30} = I_{к0} R_k = E_k / 2$. Отметим, что в режиме покоя напряжение $U_{б30} = 0,6 \div 0,7$ В для кремниевых транзисторов.

При подаче на вход рассматриваемого каскада положительной полуволны переменного входного сигнала будет возрастать ток базы, а следовательно, и ток коллектора. В результате напряжение на R_k увеличится, а напряжение на коллекторе транзистора уменьшится, т. е. произойдет формирование отрицательной полуволны выходного напряжения. Таким образом, каскад ОЭ инвертирует входной сигнал, осуществляет сдвиг фазы между $U_{вых}$ и $U_{вх}$ на 180° .

Рассмотрим работу усилительного каскада ОЭ по входным и выходным характеристикам. На входной ВАХ биполярного транзистора (рис. 3.7, а) выбираем на линейном участке (для получения минимального K_r) рабочую точку (ток I_{60} и напряжение $U_{б30}$ покоя). Затем прикладываем переменный входной сигнал $U_{вх}$. В результате ток базы станет изменяться от I_{61} до I_{62} . Такой режим работы усилительного каскада принято называть режимом (или классом) А. Это самый распространенный режим для усилителей напряжения. Другие режимы работы каскадов чаще используются в усилителях мощности (см. § 3.5).

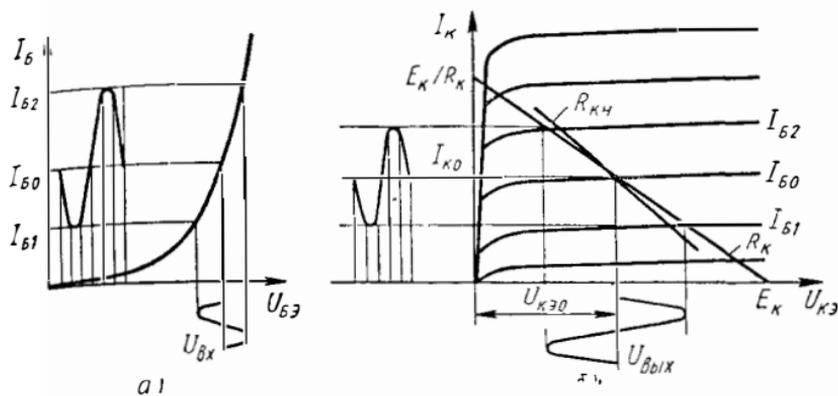


Рис. 3.7

На выходных ВАХ транзистора (рис. 3.7, б) проводим линию нагрузки по постоянному току R_K , представляющую собой зависимость тока в цепи коллектора от напряжения $U_{KЭ}$ при заданном напряжении источника питания E_K . Эта зависимость может быть построена по формуле $I_K = (E_K - U_{KЭ}) / R_K$. На практике часто линию нагрузки проводят через две точки:

$$I_K = 0, U_{KЭ} = E_K \quad \text{и} \quad I_K = E_K / R_K, U_{KЭ} = 0.$$

Очевидно, что наклон линии нагрузки определяется номиналом резистора R_K . Пересечение линии нагрузки с характеристикой, соответствующей I_{B0} , определяет точку покоя на выходных ВАХ, т. е. I_{K0} и $U_{KЭ0}$.

Теперь можно представить изменение тока коллектора при изменении тока базы от I_{B1} до I_{B2} . Изменяющийся ток коллектора создает переменное напряжение на резисторе R_K и соответственно на выходе усилительного каскада $U_{ВЫХ}$. Обращает на себя внимание, что $U_{ВЫХ}$ и $U_{ВХ}$ будут находиться в противофазе, т. е., как уже отмечалось выше, рассматриваемый каскад инвертирует сигнал.

Для более точного определения $U_{ВЫХ}$ необходимо учесть, что по переменному току параллельно R_K подключается R_H ($R_{KH} = R_K \parallel R_H$). Поскольку $R_K > R_{KH}$, то линия нагрузки по переменному току (рис. 3.7, б) будет идти круче. Отметим, что линию нагрузки по переменному току R_{KH} строят по отношению приращений напряжения к току.

Для расчета параметров усилительного каскада по переменному току удобно использовать его мало-сигнальную эквивалентную схему (рис. 3.8). Она

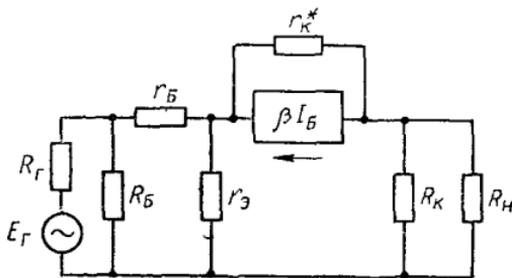


Рис 38

представляет собой модель каскада ОЭ для области средних частот, когда сопротивления разделительных емкостей малы, сопротивление емкости коллекторного перехода C_k^* велико и не наблюдается снижения коэффициента β .

В основе схемы рис. 3.8 использована эквивалентная схема транзистора (см. рис. 2.18), которая дополнена пассивными элементами усилительного каскада R_k и R_b , а также генератором входного сигнала и R_r . Отметим, что генератор тока шунтируется двумя цепями: r_k^* и $r_э + R_{кн}$, причем последняя является рабочей цепью нагрузки. Учесть влияние r_k^* на выходной ток коллектора можно, воспользовавшись эквивалентным параметром $\beta_e = \beta r_k^* / (r_k^* + R_{кн})$, откуда $I_k = \beta_e I_b$. Здесь и далее под значениями I_k , I_b будем подразумевать амплитудные значения токов.

С помощью эквивалентной схемы для большинства практических случаев можно определить (без учета шунтирующего влияния r_k^* и R_b):

$$R_{вх} = r_b + r_э (\beta + 1). \quad (3.3)$$

Величина $R_{вх}$ для каскада ОЭ обычно составляет сотни Ом или единицы кОм.

Наибольший интерес для каскада ОЭ представляет коэффициент усиления по напряжению относительно генератора $K_{уг} = U_{вых} / E_r$. Амплитуда выходного напряжения $U_{вых} = -I_k R_{кн}$, амплитуда тока коллектора $I_k = \beta_e I_b$, а $I_b = E_r / (R_r + R_{вх})$. Следовательно, проведя подстановки и преобразования, можно записать:

$$K_{уг} = \frac{-\beta_e R_{кн}}{R_r + R_{вх}}. \quad (3.4)$$

Эта формула является одной из самых распространенных в полупроводниковой электронике. Знак «-»

указывает на инвертирование сигнала. Из (3.4) следует, что для повышения $K_{иГ}$ желательно выбирать транзистор с большим β , а также в известных пределах увеличивать R_k .

При $R_{вх} \gg R_r$ (3.4) преобразуется к следующему виду:

$$K_u = -\beta R_{кн} / R_{вх}. \quad (3.5)$$

Коэффициент усиления каскада по току относительно нагрузки $K_{иН}$ зависит от соотношения сопротивлений R_k и R_n :

$$K_{иН} = I_n / I_6 = \beta R_k / (R_k + R_n), \quad (3.6)$$

где $R_n \rightarrow 0$ и $K_{иН} \rightarrow \beta$.

Коэффициент усиления по мощности K_p можно представить как произведение $K_u K_i$. Из всех усилительных каскадов на биполярных транзисторах каскад ОЭ обладает лучшими усилительными свойствами. Он хорошо усиливает напряжение, ток и мощность ($K_p \approx 10^3$).

Выходное сопротивление усилительного каскада определяется со стороны контактов сопротивления нагрузки при $E_r = 0$ и отключенной нагрузке. Из эквивалентной схемы (рис. 3.8) видно, что $R_{ввых}$ определяется двумя цепями: резистором R_k и выходным сопротивлением самого транзистора, близким к r_k^* . Поскольку обычно $R_k \ll r_k^*$, то можно считать, что $R_{ввых} \approx R_k$ и составляет единицы кОм.

Рассматриваемый до сих пор вариант усилительного каскада ОЭ (см. рис. 3.6) был удобен для проведенного анализа. Однако на практике он используется довольно редко из-за низкой стабильности режима покоя и коэффициентов усиления. Лучшей стабильностью обладает каскад ОЭ, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.9. Все изложенное выше относительно параметров каскада ОЭ (см. рис. 3.6) справедливо и для каскада ОЭ (рис. 3.9).

В усилительном каскаде ОЭ (рис. 3.9) введено два дополнитель-

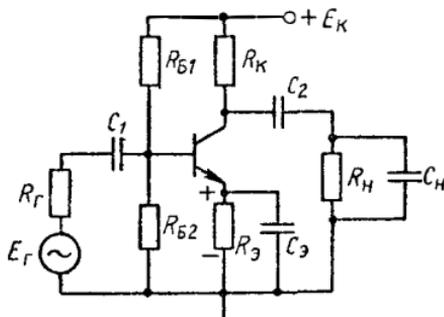


Рис 39

ных резистора R_3 и R_{62} , а также конденсатор C_3 . При расчете режима покоя обычно задаются падением напряжения на резисторе R_3 , равным $U_{R_3} = (0,1 \div 0,3) E_k$. С помощью R_3 осуществляется стабилизация режима покоя усилительного каскада, поскольку создается отрицательная обратная связь, которая будет рассмотрена в § 3.4.

Итак, предположим, что за счет каких-либо внешних воздействий (повышения температуры, появления радиации и т. д.) ток $I_{к0}$ возрос. При этом увеличится напряжение U_{R_3} (знак «+» на эмиттере $n-p-n$ -транзистора), что при постоянном напряжении на базе приведет к уменьшению $U_{б00}$. Следовательно, уменьшатся $I_{б0}$ и $I_{к0}$. Таким образом, с помощью резистора R_3 будет поддерживаться постоянство $I_{к0}$ при разнообразных внешних воздействиях. Отметим, что для поддержания постоянного напряжения на базе необходимо иметь $R_{62} \ll R_{вх}$.

Если R_3 создает отрицательную обратную связь как по постоянному, так и по переменному току, то первая, как отмечалось выше, стабилизирует режим покоя усилителя, но вторая — снижает K_u .

Для устранения снижения K_u в устройство введем конденсатор C_3 , который для переменного тока устраняет отрицательную обратную связь, шунтируя R_3 . Отметим, что C_3 влияет на работу каскада и на низких частотах.

На рис. 3.9 изображена и емкость нагрузки C_L , которая в некоторых случаях может быть подключена к выходу усилительного каскада.

При работе в области средних частот рассматриваемый усилительный каскад (рис. 3.9) может быть представлен с помощью эквивалентной схемы рис. 3.8. Однако при работе в области низких частот наблюдается спад коэффициента усиления (см. рис. 3.5), что обусловлено влиянием конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 , поскольку при уменьшении частоты их сопротивление возрастает.

Рассмотрим работу каскада ОЭ в области низких частот (ОНЧ). Влияние разделительных конденсаторов и C_3 на коэффициент частотных искажений M_n можно определить отдельно, используя метод суперпозиции. Сразу отметим, что большой вклад в значение M_n вносит цепь конденсатора C_3 . Поэтому, если предположить, что $M_n = 3$ дБ,

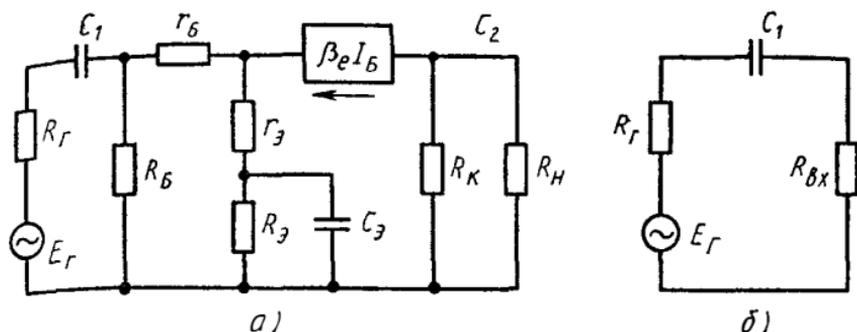


Рис. 3.10

то $M_{нс1} = M_{нс2} = 0,5$ дБ, а $M_{нс3} = 2$ дБ. Полный $M_{н}$ будет равен сумме коэффициентов частотных искажений за счет этих трех емкостей. Если эти коэффициенты представлены в относительных единицах, то для определения общего $M_{н}$ следует взять их произведение.

Поскольку в ОНЧ возрастают сопротивления конденсаторов, то эквивалентную схему каскада для этой области работы необходимо дополнить несколькими элементами (рис. 3.10, а). Здесь $R_б = R_{б1} \parallel R_{б2}$. Сначала рассмотрим влияние C_1 . Для этого случая входную цепь усилительного каскада можно преобразовать к виду, представленному на рис. 3.10, б, где многоэлементная схема действует своим сопротивлением $R_{вх}$, включенным в цепь C_1 . Для учета влияния C_1 на $K_{и}$ следует в знаменателе выражения (3.4) к R_r и $R_{вх}$ добавить сопротивление этой емкости $X_{C1} = 1/j\omega C_1$. Для низшей частоты $\omega_{н}$ можно записать:

$$K_{и\text{н}} = \frac{-\beta R_{кн}}{R_r + R_{вх} + 1/j\omega_{н} C_1} \quad (3.7)$$

Теперь, используя (3.4) и (3.7), нетрудно получить:

$$K_{ио}/K_{и\text{н}} = 1 + 1/j\omega_{н} \tau_{нс1}, \quad (3.8)$$

где $\tau_{нс1} = C_1 (R_r + R_{вх})$ — постоянная времени входной цепи усилительного каскада.

Теперь найдем модуль отношения (3.8):

$$M_{нс1} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_{н} \tau_{нс1}}\right)^2} \quad (3.9)$$

Таким образом, коэффициент частотных искажений на низшей частоте $M_{нс1}$ однозначно определяется постоянной времени $\tau_{нс1}$. Для уменьшения $M_{нс1}$ при прочих равных условиях нужно увеличить C_1 .

Выражение (3.9) может быть использовано для определения коэффициента частотных искажений на низшей частоте практически для любой цепи любого усилительного устройства. Так, для выходной цепи $M_{нс2}$ в (3.9) следует лишь заменить $\tau_{нс1}$ на $\tau_{нс2}$. В этом нетрудно убедиться, проделав выкладки для выходной цепи рассматриваемого усилителя. В результате получим, что

$$\tau_{нс2} = C_2 (R_{вых} + R_n) = C_2 (R_x + R_n).$$

Таким образом, для определения M_n следуют найти постоянные времени всех цепей, влияющих на низкой частоте на K_u , затем подставить каждую из них в (3.9), а полученные значения коэффициентов частотных искажений сложить.

Для эмиттерной цепи усилительного каскада можно записать:

$$\tau_{нс3} = C (R_3 \parallel R_{вых}) \approx C_3 R_{вых3},$$

где $R_{вых3}$ — выходное сопротивление каскада со стороны эмиттера транзистора, т. е. выходное сопротивление усилительного каскада ОК, который будет рассмотрен ниже. Здесь же отметим, что его значение обычно не превышает десятков Ом, поэтому и получается весьма малая величина для $\tau_{нс3}$. Это обстоятельство и определяет максимальные искажения в цепи конденсатора C_3 . Таким образом, для уменьшения M_n в рассматриваемом каскаде требуется увеличить емкости C_1 и C_2 , но в первую очередь в большей степени — C_3 .

Рассмотрим теперь частотные искажения в области высоких частот (ОВЧ). Для ОВЧ эквивалентную схему каскада ЭО можно преобразовать к виду, приведенному на рис. 3.11. Здесь не использованы некоторые

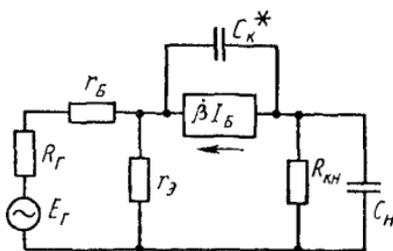


Рис. 3.11

элементы, которые не оказывают практического влияния на работу усилителя в ОВЧ. Прежде всего

Отметим, что спад K_u в ОВЧ в основном будет обусловлен влиянием C_k^* и C_H , а также падением коэффициента β , который является комплексной величиной и поэтому на схеме обозначен как β .

Эквивалентный коэффициент β_e , который учитывает шунтирующее влияние C_k^* генератора тока на высоких частотах, можно представить в следующем виде: $\beta_e = \beta_0 / (1 + j\omega\tau_b)$, где $\tau_b = \tau_\beta + C_k^* R_{кн} + C_H R_{кн}$ — эквивалентная постоянная времени каскада ОЭ в ОВЧ. Воспользовавшись (3.16), получим для высшей рабочей частоты ω_b

$$M_b = \sqrt{1 + (\omega_b \tau_b)^2}. \quad (3.10)$$

Выражение (3.10) справедливо для любого усилительного устройства. Оно указывает на то, что уменьшения искажений в ОВЧ можно достичь снижением τ_b , величина которой во многом определяется используемым в усилителе транзистором. Для низкочастотных транзисторов $\tau_b = \tau_\beta = \tau_\alpha (\beta + 1)$, поскольку их частотные свойства в основном определяются временем пролета неосновных носителей заряда через базу. Для ВЧ транзисторов (при $C_H = 0$) $\tau_b \approx C_k^* R_{кн}$, т. е. зависит не только от параметров транзистора, но и от $R_{кн}$.

Необходимо отметить, что в ОВЧ с ростом частоты не только возрастает M_b , что соответствует уменьшению коэффициентов усиления в каскаде, но и увеличивается фазовый сдвиг $U_{вых}$ относительно $U_{вх}$. При этом угол фазового сдвига для каскада ОЭ с ростом ω_b стремится от 180° к 360° .

Как уже отмечалось выше, одним из основных параметров усилительного каскада является стабильность его работы. Прежде всего важно, чтобы в усилителе обеспечивался стабильный режим покоя.

Существует три причины, влияющие на изменение тока $I_{к0}$ под воздействием температуры (или другого вида внешнего воздействия). Так, при возрастании температуры, во-первых, увеличивается обратный ток коллекторного перехода, во-вторых, уменьшается напряжение $U_{бэ0}$ и, в-третьих, возрастает коэффициент B .

Для большинства усилителей, выполненных на кремниевых транзисторах, основной фактор влияния на $\Delta I_{к0}$ определяется приращением $\Delta U_{бэ0} = \epsilon_r \Delta T$ (ϵ_r , ТКН (3 мВ/град), ΔT рабочий температурный

диапазон). В этом случае нестабильность тока коллектора можно представить в следующем виде:

$$\Delta I_{ко} = S_{нс} \frac{\varepsilon_i \Delta T}{R_6 + R_3} \quad (3.11)$$

где $S_{нс} = \frac{B}{1 + BR_3 / (R_3 + R_6)}$ — коэффициент нестабильности усилительного каскада, который показывает, во сколько раз в усилительном каскаде изменения тока покоя больше, чем в идеально стабилизированном устройстве. Чем меньше $S_{нс}$, тем стабильней усилитель.

При повышении R_3 и уменьшении R_6 коэффициент $S_{нс}$ уменьшается, стремясь в пределе к величине 1. При этом усилитель будет иметь наилучшую стабильность. Однако необходимо отметить, что уменьшение $S_{нс}$ приводит к снижению коэффициента усиления. Если, наоборот, увеличивать R_6 и уменьшать R_3 , то $S_{нс}$ будет стремиться к своей максимальной величине B . Такая плохая стабильность характерна для усилительного каскада (см. рис. 3.6). На практике же обычно $S_{нс} = 2 \div 5$.

Для повышения стабильности работы усилительного каскада иногда используют термокомпенсацию. Принципиальная схема одного из таких каскадов ОЭ приведена на рис. 3.12. Здесь в цепь базы транзистора включен прямосмещенный диод, ТКН которого равен ТКН эмиттерного перехода транзистора. При изменении температуры напряжения $U_{бэ0}$ и напряжение на диоде будут меняться одинаково, в результате чего ток $I_{бэ}$ останется постоянным. Применение этого метода эффективно в каскадах на кремниевых транзисторах, где, как указывалось выше, основную нестабильность порождает $\Delta U_{бэ0}$. В ИМС диод заменяется транзистором, включенным по схеме рис. 2.28, б или в. При этом реализуется наилучшая термокомпенсация, поскольку оба транзистора выполняются на одном кристалле кремния в едином технологическом цикле и, естественно, имеют идентичные параметры.

Помимо каскадов ОЭ известны и усилительные каскады на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОБ. Каскад ОБ может быть использован как с одним, так и с двумя источниками питания

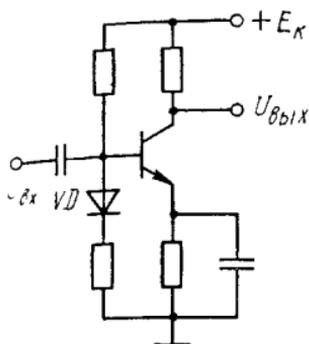


Рис. 3.12

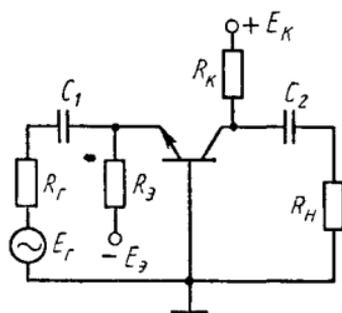


Рис. 3.13

Принципиальная схема усилительного каскада ОБ с двумя источниками питания приведена на рис. 3.13. Сразу отметим, что поскольку в этом каскаде $R_6 = 0$, он имеет наилучшую стабильность ($S_{нс} = \alpha$).

Усилительный каскад ОБ более стабилен и может работать на более высоких частотах, чем каскад ОЭ, но он не обладает усилением по току и имеет очень малое входное сопротивление (не более десятков Ом). Каскад ОБ на практике используется редко, причем лишь в сочетании с другими усилительными каскадами.

Широко используется усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором (ОК). Принципиальная схема наиболее распространенного варианта каскада ОК с RC-связью приведена на рис. 3.14. Здесь коллектор через очень малое внутреннее сопротивление источника питания соединен с общей шиной каскада, т. е. вывод от коллекторного электрода является общим выводом для входной и выходной цепей устройства. Отметим, что в рассматриваемом каскаде ОК соединен с общей шиной лишь на переменном сигнале, для которого мало выходное сопротивление источника питания (обычно выходная емкость источника питания бывает весьма большой). Основой усилительного каскада ОК являются два элемента: резистор R_3 и $n-p-n$ -транзистор.

Нетрудно также убедиться, что каскад не инвертирует входной сигнал. В каскаде ОК напряжение переменного входного сигнала подается между базой и общей шиной, а выходное напряжение снимается между эмиттером и общей шиной устройства. Таким образом, оказывается, что напряжение

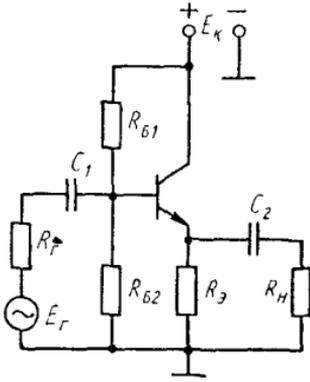


Рис. 3.14

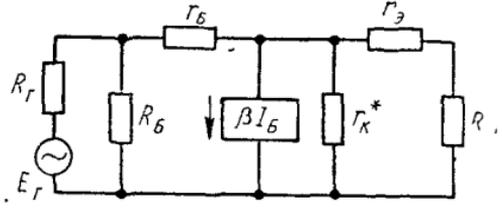


Рис. 3.15

сигнала, приложенное к эмиттерному переходу, является разностью: $U_{вх} - U_{вых}$. Чем больше выходной сигнал (при заданном $U_{вх}$), тем меньшим окажется напряжение, приложенное к эмиттерному переходу, а следовательно, и напряжение, управляющее работой транзистора. Это будет приводить к падению тока эмиттера и соответственно падению $U_{вых}$. Такая связь выходной и входной цепи усилительного каскада является 100%-ной отрицательной обратной связью. Наличие отрицательной обратной связи во многом определяет параметры каскада ОК (в частности, малый K_r).

Эквивалентная схема усилительного каскада ОК для области средних частот приведена на рис. 3.15. Здесь $R_{ЭН} = R_3 \parallel R_H$ и $R_6 = R_{B1} \parallel R_{B2}$. Из схемы рис. 3.15 следует, что при высокоомном R_6 и $r_k^* \gg (r_3 + R_{ЭН})$ для входного сопротивления каскада можно записать

$$R_{вх} = h_{11} + (\beta + 1) R_{ЭН}, \quad (3.12)$$

а при больших β и $R_{ЭН}$:

$$R_{вх} = \beta R_{ЭН} \approx \beta R_3. \quad (3.13)$$

Приведенные выражения показывают, что при высокоомном R_6 в каскаде ОК $R_{вх}$ велико (десятки или сотни кОм) и возрастает при увеличении R_3 . Однако достижение весьма больших значений $R_{вх}$ затруднено, так как рост R_3 требует увеличения E_k . Кроме того, в ИМС выполнить резистор большего номинала практически невозможно (см. § 2.8). Вследствие этого очень большие значения $R_{вх}$ могут быть получены только в специальных каскадах ОК.

Для коэффициента усиления по току в каскаде ОК можно записать: $K_i = I_{вых} / I_{вх} = I_3 / I_6 = \beta + 1$. Теперь, аналогично (3.6), для $K_{ин}$, получим

$$K_{ин} = (\beta + 1) R_3 / (R_3 + R_H).$$

Приведенные соотношения показывают, что усилительный каскад ОК имеет максимальное усиление по току относительно каскадов ОЭ и ОБ.

Поскольку в каскаде ОК $R_{вх}$ велико, то обычно выполняется условие $R_{вх} \gg R_r$, поэтому коэффициент усиления по напряжению относительно генератора $K_{иг} = K_u = U_{вых} / U_{вх}$. Полагая $U_{вых} = I_n R_{эн}$ и $U_{вх} = I_б R_{вх}$, после подстановки в выражение для K_u и проведения преобразований, получим

$$K_u = \frac{(\beta + 1) R_{эн}}{h_{11} + (\beta + 1) R_{эн}}, \quad (3.14)$$

откуда следует, что $K_u \lesssim 1$.

Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОК, часто называют эмиттерным повторителем, поскольку его выходное напряжение (на эмиттере) практически полностью повторяет входной сигнал (по амплитуде, фазе и форме).

Выходное сопротивление каскада ОК можно представить из рис. 3.15. Полагая, что значения $R_б$ и r_k^* весьма велики, получим для расчета $R_{вых}$ следующую формулу:

$$R_{вых} = r_э + \frac{r_б + R_r}{\beta + 1}. \quad (3.15)$$

Анализ параметров, входящих в (3.15), показывает, что $R_{вых}$ в каскаде ОК мало (обычно составляет десятки Ом).

Хотя общий анализ в ОВЧ для каскадов ОЭ и ОК практически совпадает, но каскад ОК является значительно более высокочастотным. Это его важное преимущество определяется наличием 100%-ной отрицательной обратной связи.

Эмиттерный повторитель, хотя и не усиливает напряжение, является хорошим усилителем мощности ($K_p = K_i$). Он обычно используется в качестве согласующего каскада, т. е. каскада с большим входным и малым выходным сопротивлением.

При создании усилительных устройств иногда, например для реализации двухтактного каскада усилителя мощности, требуется иметь два сигнала (напряжения), равные по величине относительно общей шины, но противоположные по фазе. На практике для получения сигналов используют

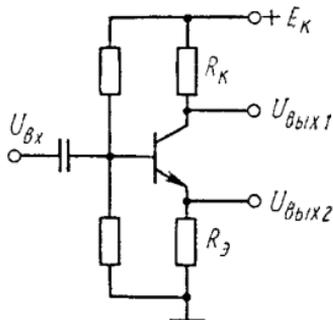


Рис. 3.16

фазоинверсный (парафазный) усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.16.

Основой рассматриваемого фазоинверсного усилителя являются три элемента: *n-p-n*-транзистор и два резистора R_K и R_3 . По сути своей фазоинверсный усилитель является однокаскадным усилителем

который вообрал в себя функции двух каскадов ОЭ и ОК. Резистор R_K и *n-p-n*-транзистор образуют каскад ОЭ, а резистор R_3 с тем же транзистором - каскад ОК. Выходной сигнал $U_{вых1}$, снимаемый с коллектора транзистора, имеет противоположную полярность относительно входного сигнала $U_{вх}$, а выходной сигнал $U_{вых2}$, снимаемый с эмиттера транзистора, совпадает по фазе с $U_{вх}$.

Так как коэффициент усиления по напряжению для сигнала, снимаемого с эмиттера, всегда несколько меньше единицы и по условию работы фазоинверсного усилителя $K_{u1} = K_{u2}$, то в устройстве отсутствует усиление по напряжению. Для выполнения равенства $K_{u1} = K_{u2}$ необходимо, чтобы $\beta R_K = (\beta + 1) \times R_3$. При больших β достаточно, чтобы $R_K = R_3$.

§ 3.3. Усилители на полевых транзисторах

Среди усилительных каскадов, выполненных на полевых транзисторах, наиболее широкое применение получил каскад, в котором полевой транзистор включен по схеме с общим истоком (ОИ). На рис. 3.17 приведена принципиальная схема наиболее распространенного варианта каскада ОИ с *RC*-связью. Основой такого усилительного каскада являются два элемента: резистор R_c и полевой транзистор с *p-n*-переходом и *n*-каналом. Аналогичный каскад может быть выполнен и на МПД-транзисторе со встроенным каналом.

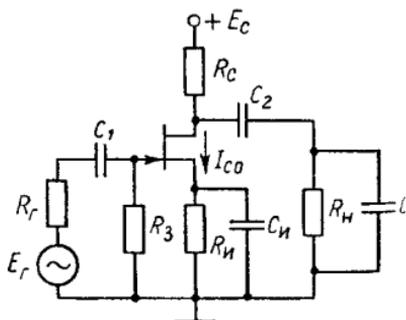


Рис. 3.17

Поскольку полярность напряжения источника питания E_c определяется типом канала, то в рассматриваемом каскаде E_c должно быть положительно (используется транзистор с n -каналом). Резистор $R_g \approx 1$ МОм осуществляет гальваническую связь затвора с общей шиной, а также стабилизирует входное сопротивление каскада. Источник входного сигнала E_r подключен ко входу каскада через разделительный конденсатор C_1 , а сопротивление нагрузки R_n подключено к выходу каскада через разделительный конденсатор C_2 .

Цепь автоматического смещения $R_n C_n$ обеспечивает отрицательное напряжение на затворе для режима покоя $U_{зпо}$. Величину R_n для заданного тока покоя I_{co} обычно определяют с помощью стоко-затворной ВАХ полевого транзистора (см. рис. 2.22). Поскольку за счет протекания I_{co} по R_n между затвором и истоком полевого транзистора возникает напряжение

$$U_{зпо} = -I_{co} R_n, \quad (3.16)$$

из (3.16) можно легко определить R_n . Отметим, что с помощью R_n также осуществляется стабилизация режима покоя (подобно стабилизации с помощью R_g в усилителе ОЭ на рис. 3.9).

В режиме покоя для линейного усилителя выбирают напряжение между истоком и стоком полевого транзистора $U_{сно} \approx I_{co} R_c$ в общем соотношении $E_c = U_{сно} + I_{co} R_c + I_{co} R_n$, где R_c равно нескольким кОм. При этом $U_{сно} \geq U_{вых} + (1 \div 2) V$.

При расчете каскада ОИ может оказаться, что R_n имеет относительно большое значение, что приведет к получению слишком большого отрицательного напряжения на затворе. Для реализации необходимых режимов работы в усилительном каскаде на полевом транзисторе можно использовать делитель напряжения в цепи затвора, т. е. между затвором и источником питания включить дополнительный резистор. Отметим, что в таком усилителе полевой транзистор с p - n -переходом может быть заменен МДП-транзистором со встроенным или с индуцированным каналом.

Рассмотрим теперь параметры каскада ОИ для переменного сигнала. Нетрудно показать, что при подаче положительной полуволны $U_{вх}$ в каскаде ОИ

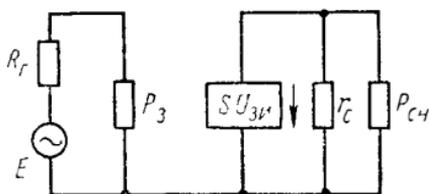


Рис 3 18

будет формироваться отрицательная полуволна $U_{\text{вых}}$ (как и в каскаде ОЭ), т. е. усилительный каскад ОИ инвертирует входной сигнал. На рис. 3.18 приведена малосигнальная эквивалентная схема в области

средних частот для усилительного каскада ОИ. Эта схема получена на основе схемы рис. 2.24, а, в которой устранены межэлектродные емкости (не играющие существенной роли в области средних частот), за счет внесения в нее внешних элементов каскада. Здесь $R_{\text{сн}} = R_c \parallel R_{\text{н}} \approx R_c$. Входное сопротивление каскада ОИ на средних частотах определяется R_3 , поэтому $R_{\text{вх}} \approx 1 \text{ МОм}$.

Для амплитудного значения тока стока в полевом транзисторе можно записать

$$I_c = sU_{\text{зн}} + U_{\text{сн}}/r_c. \quad (3.17)$$

Так как в каскаде ОИ амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}} = U_{\text{сн}} = -I_c R_c$ (знак «-» указывает на противофазность сигналов на выходе каскада и на R_c), то (3.17) можно привести к следующему виду $I_c = sr_c U_{\text{зн}} / (r_c + R_c)$, откуда для коэффициента усиления K_u получим

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{сн}}}{U_{\text{зн}}} = -\frac{sr_c R_c}{r_c + R_c} = -\frac{\mu_u R_c}{r_c + R_c}. \quad (3.18)$$

Знак «-» показывает, что каскад ОИ инвертирует сигнал. При $r_c \gg R_c$, что обычно имеет место на практике, выражение (3.18) можно представить в виде

$$K_u = -sR_c \quad (3.19)$$

(в реальных каскадах ОИ обычно $K_u \approx 3 - 50$).

Выходное сопротивление рассматриваемого каскада нетрудно представить как $R_{\text{вых}} = r_c \parallel R_c$. Поскольку обычно $r_c \gg R_c$, то $R_{\text{вых}} \approx R_c$.

Рассмотрим работу каскада ОИ в ОНЧ. Спад коэффициента усиления в ОНЧ (см. рис 3 5) для каскада ОИ обусловлен влиянием конденсаторов C_1 , C_2 и $C_{\text{н}}$. Анализ каскада ОИ в ОНЧ практически совпадает с анализом для каскада ОЭ. При расчете коэффициентов частотных искажений для каждой цепи $M_{\text{нс1}}$, $M_{\text{нс2}}$ и $M_{\text{нсн}}$ следует использовать (3 9), в которую необходимо подставить значения постоянных времени рассматриваемых цепей

$$\tau_{\text{нс1}} = C_1 (R_r + R_3) \approx C_1 R_3, \quad (3 20а)$$

$$\tau_{\text{нс2}} = C_2 (R_c + R_{\text{н}}) \approx C_2 R_{\text{н}}, \quad (3 20б)$$

$$\tau_{\text{нсн}} = C_{\text{н}} (R_{\text{н}} \parallel R_{\text{вых}}) \approx C_{\text{н}} / s. \quad (3 20в)$$

В выражении (3 20а) учтено, что обычно $R_3 \gg R_r$. Постоянная $\tau_{нс1}$ имеет большое значение и слабо влияет на искажения сигнала. В выражении (3 20б) учтено, что в многокаскадном усилителе обычно каскад ОИ работает на последующий каскад на полевом транзисторе с большим своим входным сопротивлением, т.е. каскад ОИ работает на высокоомную нагрузку. Для истоковой цепи каскада ОИ (3 20в) учитывают, что выходное сопротивление со стороны истока $R_{вых}$ мало ($R_{вых} \ll R_{и}$). Сопротивление $R_{вых}$ фактически является выходным сопротивлением каскада ОС, который будет рассмотрен ниже. Из-за малого $R_{вых}$ цепь заряда $C_{и}$ вносит самый большой вклад в коэффициент $M_{и}$. При расчете усилительного каскада для ОНЧ необходимо общую (заданную) величину $M_{и}$ распределить по всем трем цепям неравномерно, учитывая, что $M_{нс1} < M_{нс2} < M_{нсн}$.

Рассмотрим теперь работу каскада ОИ в ОВЧ. При анализе работы каскада на полевом транзисторе в ОВЧ прежде всего следует рассмотреть изменение входного сопротивления каскада. При возрастании частоты входного сигнала для определения входного сопротивления необходимо учитывать влияние емкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$. Уже на частотах в несколько десятков кГц может проявиться проводимость, обусловленная этими емкостями, и входное сопротивление становится комплексным. На рис 3 19 приведены эквивалентные схемы для входной части каскада ОИ в ОВЧ.

При работе на высоких частотах одним из основных параметров усилительного каскада на полевом транзисторе становится входная емкость $C_{вх}$. Для каскада ОИ входной ток затвора можно представить как

$$I_3 = I_{зи} + I_{зс} = \frac{U_{зи}}{1/j\omega C_{зи}} + \frac{U_{зи}(K_u + 1)}{1/j\omega C_{зс}}$$

Проведя преобразования, получим

$$I_3 = j\omega U_{зи} [C_{зи} + C_{зс}(K_u + 1)] \quad (3 21)$$

Выражение (3 21) позволяет представить $C_{вх}$ в следующем виде

$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}(K_u + 1) \approx C_{зс} K_u \quad (3 22)$$

Постоянную времени входной цепи в ОВЧ можно получить из эквивалентной схемы рис 3 19, б, где входная часть каскада ОИ представлена емкостью, как $\tau_{вх} = C_{вх}(R_r \parallel R_3)$. Коэффициент частотных искажений в ОВЧ для входной $M_{вх}$ и выходной $M_{ввых}$ цепей каскада можно рассчитать по (3 10), а затем для

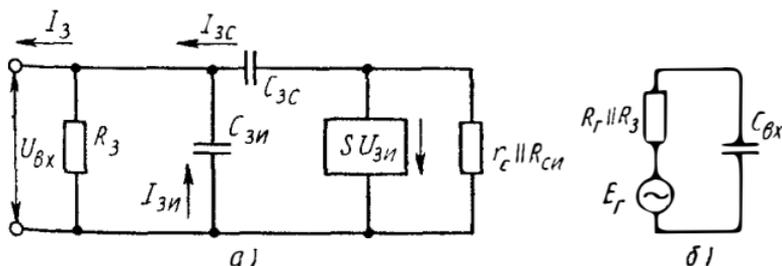


Рис 3 19

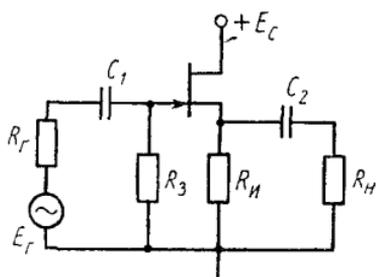


Рис. 3.20

Уменьшить приращение тока стока в режиме покоя ΔI_{co} , возникшее под действием какого-либо внешнего фактора, можно с помощью использования отрицательной обратной связи по постоянному току. Тогда в каскаде (рис. 3.17) общее приращение тока стока в режиме покоя равно $\Delta I_{co}/(1+sR_{и})$, т. е. в $(1+sR_{и})$ раз меньше, чем в одиночном полевом транзисторе.

Рассмотрим теперь истоковый повторитель, которым называется усилительный каскад на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим стоком (ОС). На рис. 3.20 приведена принципиальная схема каскада ОС с RC-связью. Здесь, подобно каскаду ОК, сток через очень малое сопротивление источника питания соединен с общей шиной каскада, т. е. вывод стока является общим для входной и выходной цепей устройства. Основой рассматриваемого каскада ОС являются два элемента: резистор $R_{и}$ и полевой транзистор с $p-n$ -переходом и n -каналом.

В рассматриваемом каскаде (подобно каскаду ОК) существует 100%-ная отрицательная обратная связь по напряжению, за счет чего получается малый коэффициент усиления $K_u \lesssim 1$. Кроме того, нетрудно убедиться, что каскад ОС тоже не инвертирует фазу сигнала. Отсюда и происходит название — истоковый повторитель.

Для каскада ОС $U_{зи} = U_{вх} - U_{вых} = U_{вх} - I_c R_{и}$ и $U_{си} = -U_{вых} = -I_c R_{и}$. Подставив эти выражения в (3.17), после проведения преобразований получим для K_u :

$$K_u = sR_{и}/(1 + sR_{и}), \quad (3.23)$$

откуда следует, что $K_u < 1$, но при увеличении $sR_{и}$ коэффициент $K_u \rightarrow 1$.

Выходное сопротивление для каскада ОС в области средних частот $R_{вых} = 1/s$ и составляет сотни Ом.

получения общего M_n (дБ) сложим $M_{ввх}$ и $M_{ввых}$. Отметим, что постоянная времени выходной цепи скада в основном определяется постоянной заряда емкости нагрузки: $\tau_{ввых} \approx C_{н} R_{сн}$.

Стабильность каскада на полевых транзисторах в основном определяется изменениями I_{co} под влиянием температуры или других внешних факторов.

В области низких частот спад коэффициента усиления определяется влиянием конденсаторов C_1 и C_2 . Для каскада ОС в ОНЧ $\tau_{нс1} = C_1(R_r + R_s)$ и $\tau_{нс2} = C_2(R_{вых} + R_n)$. Анализ этих выражений позволяет заключить, что $\tau_{нс1} > \tau_{нс2}$ и $M_{нс1} < M_{нс2}$. Таким образом, основные частотные искажения возникают в выходной цепи каскада ОС, следовательно, для уменьшения M_n прежде всего необходимо увеличивать C_2 .

Входное сопротивление истокового повторителя для низких частот так же, как и в усилительном каскаде ОИ, определяется сопротивлением R_s , которое обычно выбирается порядка 1 МОм.

Рассмотрим теперь входную емкость каскада ОС, которая в ОВЧ снижает входное сопротивление. Емкость $C_{вх}$ можно определить по аналогии с входной емкостью каскада ОИ. В результате для каскада ОС запишем

$$C_{вх} = C_{зс} + C_{зи}(1 - K_u) \approx C_{зс}. \quad (3.24)$$

Из (3.24) следует, что $C_{вх}$ в каскаде ОС в основном определяется межэлектродной емкостью затвор—сток, которая обычно составляет несколько пФ. Сравнение (3.22) и (3.24) позволяет сделать вывод, что $C_{вх}$ в каскаде ОС значительно меньше, чем в каскаде ОИ. Этим и определяется большее входное сопротивление в ОВЧ для каскада ОС.

Постоянные времени входной $\tau_{ввх}$ и выходной $\tau_{ввых}$ цепей рассматриваемого каскада нетрудно представить в следующем виде:

$$\tau_{ввх} = C_{вх}(R_r \parallel R_s) \quad \text{и} \quad \tau_{ввых} = C_n R_{ввых} = C_n / s.$$

Подставив $\tau_{ввх}$ и $\tau_{ввых}$ в (3.10), получим $M_{ввх}$ и $M_{ввых}$, сумма которых составит полный M_n (дБ).

Выражение для $\tau_{ввх}$ в общем виде одинаково для усилительных каскадов на полевых транзисторах (ОИ и ОС), но в истоковом повторителе $C_{вх}$ значительно меньше. Из выражений для $\tau_{ввых}$ сразу видно, что для каскада ОС ее величина значительно меньше, чем для каскада ОИ. Таким образом, изложенное выше указывает на то, что истоковый повторитель является более высокочастотным усилительным каскадом, чем каскад ОИ.

Помимо усилительных каскадов ОИ и ОС известен и каскад, в котором полевой транзистор включен по схеме с общим затвором (ОЗ). Однако такой каскад не находит практического применения прежде всего из-за своего малого входного сопротивления.

§ 3.4. Усилители с обратной связью

Обратная связь находит широкое использование в разнообразных электронных устройствах. Особую роль обратная связь играет в микроэлектронных усилителях. Можно утверждать, что без ее широкого использования было бы крайне трудно осуществить серийный выпуск линейных ИМС.

Обратной связью называется передача энергии из выходной цепи усилителя во входную. Выходной

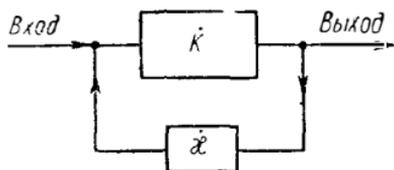


Рис. 3.21

межуточного каскада и подаваться может как на вход всего устройства, так и во входную цепь промежуточного каскада. Обратную связь, охватывающую один каскад, принято называть *местной*, а охватывающую весь многокаскадный усилитель — *общей*.

Структурная схема усилителя с обратной связью приведена на рис. 3.21. Здесь коэффициент усиления устройства K и коэффициент обратной связи β обозначены в виде комплексных величин. Этим утверждается наличие фазового сдвига в ОНЧ и ОВЧ за счет реактивных элементов в самом усилителе и в цепи обратной связи. Коэффициент β представляет собой отношение сигнала обратной связи, поступающего на вход с выхода устройства, к выходному сигналу.

Обратная связь может специально вводиться в усилитель для изменения его характеристик и параметров, а также возникать за счет (обычно нежелательного) влияния выходных цепей на входные (паразитная обратная связь).

Наличие обратной связи может привести к увеличению либо к уменьшению сигнала на выходе устройства и соответственно коэффициента усиления. В первом случае фазы входного сигнала и сигнала обратной связи совпадают и амплитуды складываются — такую обратную связь называют *положительной* (ПОС). Во втором случае фазы противоположны и амплитуды сигналов вычитываются — такую обратную связь называют *отрицательной* (ООС). Положительная обратная связь находит применение в различных генераторах, а иногда и частотно-избирательных усилителях (см. гл. 4). В большинстве же усилителей положительная обратная связь является нежелательной и используется крайне редко.

Основное применение в усилительных устройствах находит отрицательная обратная связь (ООС). Она позволяет повысить стабильность работы усилителей а также улучшить другие важные параметры и харак-

сигнал может поступать на вход устройства полностью или только частично. Сниматься сигнал обратной связи может как с выхода всего устройства, так и с какого-либо про-

теристики. Сразу следует подчеркнуть, что снижение коэффициента усиления в современных усилительных устройствах на счет ООС не является очень значительным фактором, поскольку широко используются микроэлектронные структуры с большими собственными коэффициентами усиления (имеет место значительный запас по величине K).

В усилителях применяют различные виды отрицательной обратной связи, которые различают по способу подачи сигналов ООС во входную цепь усилителя и по способу снятия с выхода усилителя. Если во входной цепи усилителя вычитается ток цепи обратной связи из тока входного сигнала, то такую ООС называют *параллельной*. Если же во входной цепи вычитаются напряжения входного сигнала и обратной связи, то такую ООС называют *последовательной*.

По способу получения (снятия) сигнала обратной связи различают ООС по напряжению, когда сигнал ООС пропорционален $U_{\text{вых}}$ усилителя, и ООС по току, когда сигнал ООС пропорционален току через нагрузку.

При последовательной обратной связи по напряжению с выхода усилителя снимается часть выходного напряжения $U_{\text{ос}}$, которое во входной цепи алгебраически складывается с $U_{\text{вх}}$. На рис. 3.22 приведена структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению. Напряжение обратной связи $U_{\text{ос}} = \kappa U_{\text{вых}}$, где $\kappa = R_2 / (R_1 + R_2) \approx R_2 / R_1$ (обычно $R_1 \gg R_2$). Здесь во входной цепи усилителя действует напряжение, равное $U_{\text{вх}} \pm U_{\text{ос}}$.

Прежде всего рассмотрим влияние последовательной обратной связи по напряжению на коэффициент

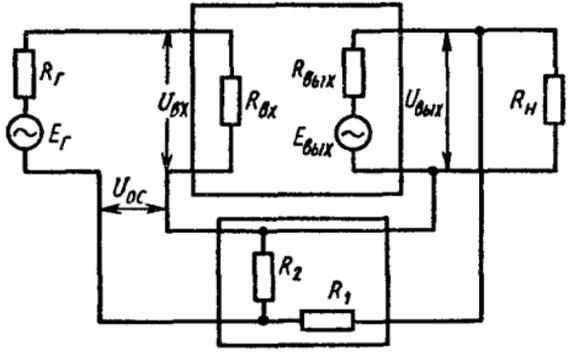


Рис. 3.22

усиления по напряжению. Для усилителя, охваченного обратной связью, можно записать

$$K_{uoc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх} \pm U_{oc}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}(1 \pm \kappa K_u)}$$

Напомним, что коэффициент усиления по напряжению усилителя без обратной связи $K_u = U_{вых}/U_{вх}$. Поэтому, для усилителя с ООС можно получить

$$K_{uoc} = K_u / (1 + \kappa K_u). \quad (3.25)$$

Величины K_u и κ комплексные, но для простоты изложения будем использовать их действительные значения, что соответствует области средних частот работы усилителя. Формула (3.25) справедлива для случая ООС. В этом легко убедиться, поскольку $K_{uoc} < K_u$. Отметим, что при положительной обратной связи в знаменателе правой части (3.25) следует использовать знак «-».

Из (3.25) следует, что при последовательной ООС по напряжению стабилизируется величина K_{uoc} . Так например, при $\kappa K_u = 100$ K_u за счет каких-либо причин возросла на 50%, но K_{uoc} при этом увеличится лишь примерно на 0,2%.

Введем понятие глубины обратной связи, которая для ООС равна

$$F = 1 + \kappa K_u. \quad (3.26)$$

На основании (3.26) можно заключить, что глубина ООС возрастает при увеличении κ и K_u . При очень глубокой ООС $F = \kappa K_u$, поэтому в данном случае (3.25) можно переписать в следующем виде:

$$K_{uoc} = 1/\kappa = (R_1 + R_2)/R_2. \quad (3.27)$$

Из (3.27) следует очень важный вывод, что при глубокой ООС ($F > 10$) удастся практически полностью исключить влияние параметров транзистора и всего усилителя (в частности, K_u) на его K_{uoc} . Здесь уже не будут влиять такие факторы, как изменение температуры, радиационное воздействие, разброс параметров, старение и др. Таким образом, можно утверждать, что введение глубокой последовательной ООС по напряжению обеспечивает стабильность усиления по напряжению. Коэффициент усиления по (3.27) определяется κ , т. е. отношением номиналов двух резисторов.

Улучшение стабильности коэффициента усиления с помощью ООС также широко используется для расширения АЧХ усилителя. На рис. 3.23 приведена АЧХ для K_u усилителя без ООС; там же приведена АЧХ и для $K_{u\text{оос}}$.

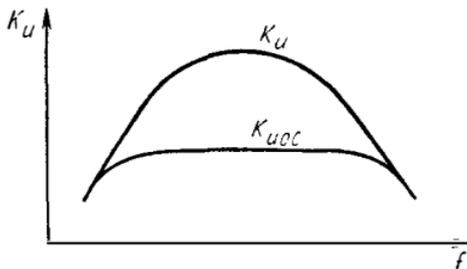


Рис. 3 23

Последнюю удобно рассчитывать с помощью (3.25). Поскольку $\kappa = \text{const}$, то $K_{u\text{оос}}$ однозначно определяется K_u . При отклонении частоты сигнала в ОНЧ или ОВЧ уменьшается K_u , но падает и глубина ООС, т. е. $1 + \kappa K_u$. В результате $K_{u\text{оос}}$ изменяется слабо и реализуется АЧХ с широкой полосой пропускания. Таким образом, можно заключить, что наличие ООС уменьшает частотные искажения, т. е. снижает M_n и M_v .

С помощью ООС удастся уменьшить нелинейные искажения, а также влияние помех в усилителе. Поскольку с увеличением F будет уменьшаться напряжение непосредственно на входе усилителя (на базе или затворе транзистора), то его работа станет осуществляться на меньшем участке ВАХ активного элемента. Уменьшение рабочих размахов токов и напряжений на участках ВАХ и приведет к уменьшению коэффициентов гармоник. С некоторым приближением можно считать, что ООС обеспечивает работу усилителя на участках ВАХ с малой нелинейностью. Для коэффициента нелинейных искажений усилителя $K_{г\text{оос}}$, охваченного ООС, можно записать $K_{г\text{оос}} \approx K_g / F$. Это обстоятельство в ряде случаев оказывает решающее значение, особенно для выходных каскадов усилителя.

Входное сопротивление усилитель с ООС $R_{вх\text{оос}}$ определяется способом подачи сигналов обратной связи во входную цепь. При последовательной ООС по напряжению $R_{вх\text{оос}}$ можно представить как $R_{вх\text{оос}} = (U_{вх} + U_{оос}) / I_{вх}$. Поскольку $U_{оос} = \kappa K_u U_{вх}$, то после проведения преобразований можно получить

$$R_{вх\text{оос}} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} (1 + \kappa K_u) = R_{вх} F. \quad (3.28)$$

Из (3.28) видно, что последовательная ООС по напряжению увеличивает входное сопротивление

усилителя в F раз. Таким образом, чем глубже рассматриваемая здесь ООС, тем больше $R_{\text{вых ос}}$. Это имеет важное значение для входных каскадов усилителей, работающих от источников (датчиков) входного сигнала с большим внутренним сопротивлением R_r .

Выходное сопротивление усилителя с ООС $R_{\text{вых ос}}$ определяется способом снятия сигнала обратной связи с выхода устройства. При последовательной ООС по напряжению $U_{\text{вых}}$ усилителя меньше зависит от тока нагрузки, что соответствует уменьшению его выходного сопротивления. Для рассматриваемого вида ООС можно записать:

$$R_{\text{вых ос}} \approx R_{\text{вых}} / F, \quad (3.29)$$

откуда следует, что последовательная ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление в F раз. Таким образом, чем глубже ООС, тем меньше $R_{\text{вых ос}}$. Это имеет важное значение в усилителях напряжения, поскольку позволяет значительно снизить зависимость выходного напряжения от R_n .

Изложенное выше позволяет заключить, что последовательная ООС по напряжению уменьшает и стабилизирует коэффициент усиления по напряжению; снижает линейные и нелинейные искажения; повышает входное и уменьшает выходное сопротивления усилителя.

Последовательная обратная связь по току отличается от последовательной обратной связи по напряжению только выходной частью структурной схемы, т. е. только способом снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя. При последовательной обратной связи по току в выходной цепи усилителя включается специальный резистор $R_{\text{ос}}$, падение напряжения на котором пропорционально выходному току. На рис. 3.24, *a* приведена выходная часть структурной схемы усилителя с обратной связью по току. Во входной цепи усилителя с последовательной обратной связью $U_{\text{ос}}$ алгебраически складывается с входным напряжением, как и в усилителе рис. 3.22. Из рис. 3.24, *a* следует, что $U_{\text{ос}} = I_{\text{вых}} R_{\text{ос}}$ и $\kappa \approx R_{\text{ос}} / R_n$.

Поскольку во входной цепи усилителя складываются напряжения для последовательных ООС по напряжению и току, то (3.25) является общей для

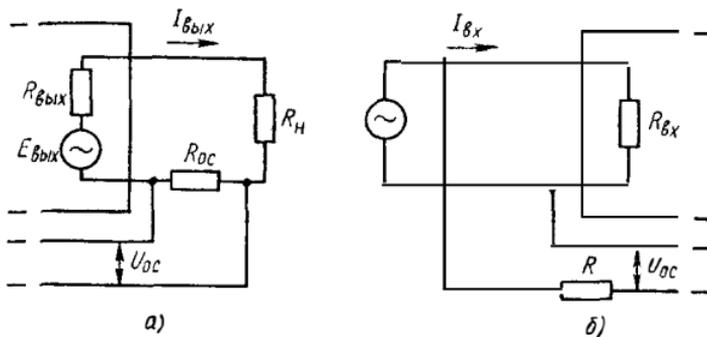


Рис 3 24

любой последовательной ООС. При глубокой ООС по току (3.25) можно преобразовать к следующему виду:

$$K_{u\text{ос}} = 1/\chi \approx R_{\text{н}}/R_{\text{ос}}. \quad (3.30)$$

Из (3.30) следует вывод о стабильности $K_{u\text{ос}}$, но этот вывод здесь справедлив лишь при $R_{\text{н}} = \text{const}$. Таким образом, различного рода внешние воздействия, разброс параметров транзисторов не оказывают существенного влияния на $K_{u\text{ос}}$ усилителя с глубокой последовательной ООС по току. Однако такой усилитель весьма чувствителен к изменениям сопротивления нагрузки.

Входное сопротивление усилителя с ООС, как отмечалось выше, определяется способом подачи сигналов во входную цепь. Поскольку и в данном случае используется последовательная ООС, оказывается справедливой формула (3.28) со всеми вытекающими из нее выводами. Способ снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя не влияет на $R_{\text{вхос}}$, и совершенно неважно, какая ООС используется по напряжению или току.

Наиболее существенное отличие последовательных ООС по напряжению и току проявляется через $R_{\text{выхос}}$. Выходное сопротивление усилителя с ООС определяется способом снятия сигнала обратной связи с выхода устройства. При этом способ подачи сигнала ООС во входную цепь не играет никакой роли. Для $R_{\text{выхос}}$ усилителя, охваченного ООС, по току можно записать следующее выражение: $R_{\text{выхос}} \approx R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}(K_{\text{и}} + 1)$, откуда следует, что выходное сопротивление возрастает.

Изложенное выше позволяет заключить, что последовательная ООС по току стабилизирует

коэффициент усиления при постоянной нагрузке снижает искажения, повышает входное и выходное сопротивление усилителя.

Параллельная обратная связь по току отличается от последовательной обратной связи по току только входной частью структурной схемы усилителя с параллельной обратной связью. Здесь напряжение U_{oc} образует ток обратной связи I_{oc} , протекающий через дополнительный резистор R . Во входной цепи усилителя происходит алгебраическое сложение I_{oc} и тока входного сигнала. Полная структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по току просто формируется из ее частей, изображенных на рис. 3.24, где $U_{oc} = I_{вых} R_{oc}$, а коэффициент обратной связи по току $\chi_i = I_{oc} / I_{вых} \approx R_{oc} / R$. Глубина ООС по току $F_i = 1 + \chi_i K_i$.

Поскольку основное применение параллельной ООС по току находит в усилителях тока, наиболее интересным является ее воздействие на коэффициент усиления по току $K_{i_{oc}}$. Аналогично (3.25), находим

$$K_{i_{oc}} = K_i / (1 + \chi_i K_i) = K_i / F_i, \quad (3.31)$$

где K_i — коэффициент усиления по току усилителя без ООС. Точно так же, как при ООС по напряжению стабилизируется $K_{u_{oc}}$, при параллельной ООС по току стабилизируется $K_{i_{oc}}$. Здесь значительно снижается влияние внешних факторов и разброса параметров на $K_{i_{oc}}$. При глубокой параллельной ООС по току (3.31) преобразуется к виду $K_{i_{oc}} = 1 / \chi_i = R / R_{oc}$, т. е. коэффициент усиления по току будет определяться лишь отношением двух резисторов. Отметим также, что введение параллельной ООС по току уменьшает линейные и нелинейные искажения токовых сигналов.

Поскольку входное сопротивление усилителя с ООС определяется лишь способом подачи сигнала обратной связи во входную цепь, для параллельной ООС можно записать: $R_{вх_{oc}} = R_{вх} / F_i$. Здесь во входной цепи усилителя складываются токи. Таким образом, параллельная ООС уменьшает $R_{вх_{oc}}$, причем $R_{вх_{oc}}$ обратно пропорциональна глубине ООС по току.

Как было показано выше, ООС по току способствует увеличению выходного сопротивления усилителя. Для параллельной ООС по току $R_{вых_{oc}}$ увеличивается пропорционально возрастанию F_i .

Итак, параллельная ООС по току уменьшает и стабилизирует коэффициент усиления по току, снижает искажения токовых сигналов, уменьшает входное и увеличивает выходное сопротивление усилителя.

При параллельной обратной связи по напряжению с сопротивления нагрузки снимается выходное напряжение, которое во входной цепи образует ток обратной связи, протекающий через резистор R . Структурную схему усилителя с параллельной обратной связью по напряжению можно составить из входной части, справедливой для параллельной обратной связи (рис. 3.24, б), и выходной части, справедливой для обратной связи по напряжению (выходная часть на рис. 3.22).

При глубокой параллельной ООС по напряжению нетрудно получить

$$K_{v_{oc}} \approx R/R_r. \quad (3.32)$$

Сравним (3.30) и (3.32): если при последовательной ООС по току $K_{u_{oc}}$ стабилен при $R_n = \text{const}$, то в данном случае, при параллельной ООС по напряжению $K_{u_{oc}}$ стабилен при $R_r = \text{const}$.

Итак, параллельная ООС по напряжению стабилизирует коэффициент усиления по напряжению при постоянном сопротивлении источника сигнала, снижает искажения, уменьшает выходное и входное сопротивление усилителя.

В § 3.2 и 3.3 уже были рассмотрены усилительные каскады, в которых использовалась ООС. Теперь остановимся подробнее на способах создания ООС и ее влияния на параметры конкретных усилителей.

В эмиттерном (см. рис. 3.14) и истоковом (см. рис. 3.20) повторителях имеет место 100%-ная последовательная ООС по напряжению. Прежде всего рассмотрим еще раз эмиттерный повторитель. Напомним, что входное напряжение в нем прикладывается между базой транзистора и общей шиной, а выходное напряжение снимается между эмиттером и общей шиной. Таким образом, к эмиттерному переходу транзистора оказывается приложенным управляющее напряжение, равное $U_{вх} - U_{вых}$. Поскольку во входной цепи происходит алгебраическое сложение напряжений, то данная обратная связь является последовательной. Так как сигнал обратной

связи снимается с нагрузки (с выхода усилителя) и пропорционален $U_{\text{вых}}$, то такая обратная связь является связью по напряжению. Поскольку напряжение обратной связи $U_{\text{ос}}$ составляет не часть, а все $U_{\text{вых}}$, обратная связь является 100%-ной. Во входной цепи происходит вычитание амплитуд напряжений входного сигнала и сигнала обратной связи, тем уменьшается управляющий сигнал между базой и эмиттером транзистора, поэтому связь оказывается отрицательной.

Для определения способа снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя удобно пользоваться методом короткого замыкания (КЗ) нагрузки. В реальном усилителе для использования этого метода под нагрузкой следует понимать резистор, с которого снимается выходной сигнал. Для рассматриваемого каскада ОК таким резистором является R_3 . Если при (мысленном) замыкании нагрузки обратная связь исчезает, то эта связь по напряжению, а если не исчезает, то эта связь по току.

В эмиттерном (или истоковом) повторителе замыкание R_3 (или $R_{\text{и}}$) приводит к исчезновению $U_{\text{вых}}$, которое и является напряжением $U_{\text{ос}}$. Таким образом, при КЗ нагрузки обратная связь исчезает, следовательно, в повторителе имеет место обратная связь по напряжению.

Из § 3.2 известно, что каскад ОК имеет $K_{\text{и ос}} < 1$, малые искажения, большое входное и малое выходное сопротивления. Теперь можно сделать общие выводы относительно параметров каскада ОК. Малый $K_{\text{и ос}}$ и малые искажения получены за счет 100%-ной ООС, большое $R_{\text{вх ос}}$ — из-за того, что ООС последовательная, а малое $R_{\text{вых ос}}$ — что ООС по напряжению. То же самое можно повторить и для каскада ОС.

Теперь рассмотрим усилители с последовательной ООС по току. На рис. 3.25 приведена принципиальная схема каскада ОЭ с последовательной ООС по току, которая создается резистором R_3 . Рассуждая аналогично, нетрудно показать, что рассматриваемая обратная связь является последовательной ООС (на эмиттере присутствует напряжение сигнала обратной связи той же полярности, что и $U_{\text{вх}}$ на базе). Однако здесь уже будет ООС по току, что можно доказать с помощью метода КЗ нагрузки. Так, при (мыслен-

ном) замыкании резистора R_K , с которого здесь снимается выходной сигнал, обратная связь не исчезает (а даже несколько возрастает), следовательно, это связь по току.

Для коэффициента усиления по напряжению в усилителе рис. 3.25 можно использовать общую формулу (3.4), справедливую для любого усилительного каскада ОЭ. В каскаде с последовательной ООС $R_{вх\text{ оос}} \gg R_r$, следовательно, пренебрегая R_r и подставив (3.13) в (3.4), после проведения преобразований можно получить

$$K_{u\text{ оос}} = -R_{кн} / R_3. \quad (3.33)$$

Полезно сравнить (3.33) с общей формулой для усилителя с последовательной ООС (3.27) или (3.30). Формула (3.33) на конкретном примере подтверждает сделанный ранее важный вывод, что глубокая последовательная ООС исключает влияние параметров транзисторов и всего усилителя на $K_{u\text{ оос}}$, т. е. ООС стабилизирует $K_{u\text{ оос}}$. Наиболее важным, пожалуй, является даже не стабилизация относительно внешних воздействий, а отсутствие влияния не только параметров транзисторов, но даже самих величин $R_{кн}$ и R_3 . Из (3.33) следует, что $K_{u\text{ оос}}$ определяется отношением $R_{кн}$ и R_3 .

Усилительный каскад на полевом транзисторе с последовательной ООС по току можно представить как каскад ОИ (см. рис. 3.17) при отключенном конденсаторе C_n . В этом случае сигнал ООС образуется на резисторе R_n . Нетрудно показать, что $K_{u\text{ оос}}$ можно рассчитать по следующей формуле:

$$K_{u\text{ оос}} = -sR_c / (1 + sR_n), \quad (3.34)$$

где глубина ООС $F = 1 + sR_n$. При $sR_n \gg 1$ выражение (3.34) можно представить как

$$K_{u\text{ оос}} = -R_c / R_n. \quad (3.35)$$

Формула (3.35) почти повторяет (3.33). Разница состоит лишь в кажущемся отсутствии влияния R_n . Однако, на самом деле, для низкоомной нагрузки в (3.35) следует заменить R_c на $R_{сн}$.

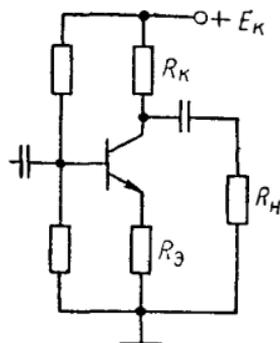


Рис. 3.25

Выходные сопротивления каскадов ОЭ и ОИ должны возрастать при использовании ООС по току. Во внутренней структуре усилителя это так и происходит. Однако выход этих каскадов шунтируется резисторами R_x и R_c . В результате в них обычно сохраняется постоянное $R_{\text{вых}}$, примерно равное R_x (или R_c).

Теперь вернемся к начальному варианту каскада ОИ (см. рис. 3.17), где присутствует конденсатор $C_{\text{и}}$. Этот конденсатор вводится для устранения ООС по переменному току. Действительно, теперь в каскаде ОИ будет иметь место лишь последовательная ООС по постоянному току, стабилизирующая режим покоя. Поскольку теперь на резисторе $R_{\text{и}}$ не выделяется переменного напряжения $U_{\text{ос}}$, то в (3.34) следует положить $R_{\text{и}} = 0$, что приведет ее к виду (3.19). Таким образом, при устранении ООС по переменному току произошло повышение коэффициента усиления. То же самое можно получить и при переходе от каскада ОЭ (рис. 3.25) к каскаду ОЭ (см. рис. 3.9).

Довольно часто в усилительных каскадах ОЭ и ОИ стараются ввести возможно большей глубины ООС по постоянному току для лучшей стабилизации режима покоя, а для переменного тока ввести дозированную ООС. На рис. 3.26 приведена принципиальная схема одного из вариантов каскада ОИ на МДП-транзисторе со встроенным n -каналом. Здесь по постоянному току создается последовательная ООС за счет резисторов $R_{\text{и1}}$ и $R_{\text{и2}}$, а по переменному току — за счет резистора $R_{\text{и1}}$. Для расчета $K_{\text{иос}}$ в рассматриваемом каскаде можно использовать (3.34), подставив $R_{\text{и1}}$ вместо $R_{\text{и}}$.

Рассмотрим теперь использование последовательной ООС на примере многокаскадного усилителя, выпускаемого в виде полупроводниковой ИМС. На рис. 3.27 приведена принципиальная схема трехкаскадного усилителя с непосредственной связью. Первый каскад ОЭ выполнен на биполярном транзисторе VT_1 , в нем присутствует местная последовательная ООС по току, создаваемая резистором $R_{\text{с1}}$. Второй каскад ОЭ выполнен на транзисторе VT_2 в нем тоже имеет место местная ООС по току, создаваемая резистором $R_{\text{с2}}$. Третий каскад ОК выполнен на транзисторе VT_3 , в нем присутствует местная 100%-

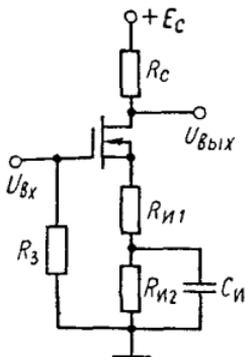


Рис. 3.26

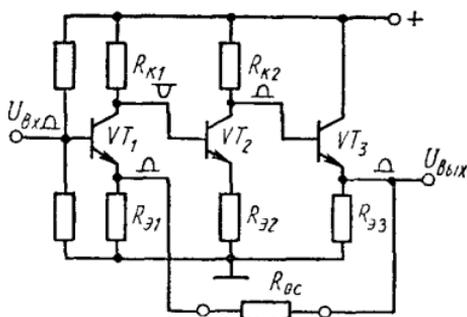


Рис. 3.27

ная последовательная ООС по напряжению, создаваемая резистором $R_{с3}$. Помимо местных ООС в усилителе используется общая обратная связь, образуемая цепью резистора $R_{сс}$, соединяющей выход усилителя с эмиттером транзистора VT_1 .

Поскольку сигнал обратной связи поступает на эмиттер транзистора VT_1 , а $U_{вх}$ — на его базу, происходит алгебраическое сложение напряжений, следовательно, общая обратная связь последовательная. Поскольку сигнал обратной связи снимается с выхода усилителя (с нагрузки), это — обратная связь по напряжению (что просто проверить с помощью метода КЗ).

Для того чтобы убедиться в том, что общая обратная связь является отрицательной, полезно изобразить полярности полуволн напряжений во всех существенных точках принципиальной схемы. Так, например, на входе усилителя присутствует положительная полуволна $U_{вх}$ (см. рис. 3.27). При этом на коллекторе транзистора VT_1 будет отрицательная полуволна, а на его эмиттере — положительная; на коллекторе транзистора VT_2 и, следовательно, на эмиттере транзистора VT_3 в этом случае будет присутствовать положительная полуволна сигнала. Эта положительная полуволна $U_{вых}$ поступает на эмиттер транзистора VT_1 , в то время как на его базе присутствует положительная полуволна $U_{вх}$, следовательно, на эмиттерном переходе транзистора VT_1 будет создаваться разностное управляющее напряжение. Таким образом, во входной цепи усилителя происходит вычитание напряжений, что указывает на получение общей последовательной ООС.

Резистор R_{oc} не входит в состав ИМС, он является внешним дискретным элементом. При использовании такого усилителя имеется возможность подключать к специальным выводам резисторы R_{oc} разных номиналов, в результате будут изменяться $K_{i oc}$ и другие параметры усилителя. Таким образом, имеющаяся возможность изменять глубину ООС (при $R_{oc}=0$ имеет место 100%-ная ООС) значительно расширяет сферу использования рассматриваемого усилителя и делает ИМС многоцелевой.

Теперь рассмотрим примеры использования параллельной ООС. На рис. 3.28 приведена принципиальная схема усилителя с параллельной ООС по току, который наиболее широко используется в виде ИМС. С помощью резисторов R_{31} и R_{32} в обоих каскадах здесь созданы местные последовательные ООС по току. Общая же параллельная ООС по току создана цепью резистора R_{oc} , соединяющей эмиттер транзистора VT_2 со входом усилителя.

В рассматриваемом здесь усилителе как входной сигнал, так и сигнал ООС приложены к одной точке схемы — к базе транзистора VT_1 . В результате во входной цепи усилителя происходит алгебраическое сложение токов, следовательно, данная обратная связь является параллельной. Поскольку сигнал обратной связи пропорционален выходному току и снимается со специального сопротивления выходного каскада R_{32} , данная обратная связь является связью по току (что можно доказать и с помощью метода КЗ нагрузки).

Чтобы убедиться в том, что общая обратная связь является отрицательной, полезно изобразить полярности полуволн сигналов на всех существенных точках схемы (как на рис. 3.27). В усилителе (рис. 3.28) во входной цепи полярности полуволн входного сигнала и обратной связи находятся в противофазе и вычитаются. Отсюда и следует, что общая параллельная обратная связь по току является ООС.

Рассматриваемый усилитель (рис. 3.28) имеет малое входное сопротивление (поскольку ООС параллельная), что делает его особо пригодным в качестве усилителя тока. Если принять, что K_i усилителя при разомкнутой цепи общей ООС велик и источник входного сигнала имеет большое R_r , то $K_{i oc}$ будет

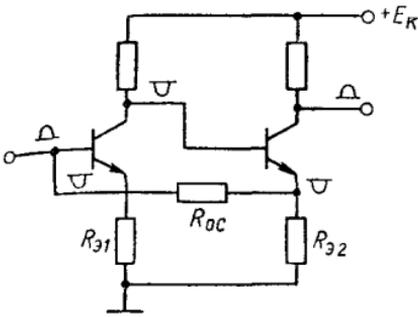


Рис. 3.28

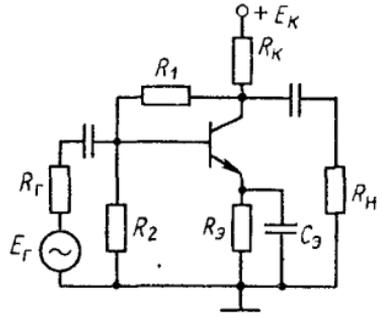


Рис. 3.29

определяться только резисторами обратных связей и его можно рассчитать по следующей формуле:

$$K_{i\text{oc}} = (R_{Э2} + R_{oc}) / R_{Э2}. \quad (3.36)$$

Итак, на конкретном примере подтверждается вывод о том, что глубокая параллельная ООС по току исключает влияние параметров транзистора и всего усилителя на $K_{i\text{oc}}$.

На рис. 3.29 приведена принципиальная схема усилительного каскада ОЭ с параллельной ООС по напряжению. Здесь параллельная ООС по напряжению создана цепью резистора R_1 между коллектором и базой транзистора. Отметим, что цепь R_3, C_3 создает в рассматриваемом каскаде последовательную ООС по постоянному току, стабилизирующую режим покоя и не влияющую на его усиление.

Сигнал с коллектора транзистора через резистор R_1 в противофазе с входным сигналом поступает во входную цепь каскада, причем оба сигнала подключены к одной точке устройства (базе транзистора), следовательно, происходит вычитание токов, что и определяет обратную связь как параллельную ООС. Поскольку сигнал обратной связи снимается с выхода каскада, т. е. с нагрузки (и исчезает при ее КЗ), данная ООС является связью по напряжению.

Рассматриваемый усилительный каскад имеет малое входное (поскольку ООС параллельная) и выходное (поскольку ООС по напряжению) сопротивления. При глубокой ООС для коэффициентов усиления рассматриваемого каскада можно записать:

$$K_{u\text{oc}} = R_1 / R_{Г}, \quad (3.37a)$$

$$K_{i\text{oc}} = R_1 / R_{н}. \quad (3.376)$$

Формула (3.37а) фактически повторяет общую формулу (3.32) и указывает на то, что реализуется стабильный $K_{u,oc}$, но только при постоянном $R_{г.}$ Формула (3.37б) указывает на то, что здесь реализуется и стабильный $K_{i,oc}$, но только при постоянном $R_{н.}$ Усилительный каскад (рис. 3.29) удобно использовать в качестве промежуточного каскада в многокаскадном усилителе.

Приведем несколько практических рекомендаций по определению вида ООС. Если общая ООС снимается с какого-либо каскада, причем с того же сопротивления, что и местная ООС в этом каскаде, то обе эти обратные связи одинаковы по способу снятия (по току или по напряжению). Вообще для определения вида обратной связи по способу ее снятия с выхода самым универсальным, простым и надежным является рассмотренный выше метод КЗ нагрузки.

Поскольку в усилителях обычно используются каскады ОЭ, ОК, ОИ и ОС, можно легко определить вид ООС по способу подачи ее сигналов во входную цепь. Если сигнал обратной связи поступает на эмиттер (или исток) транзистора, то эта связь последовательная, а если на базу (или затвор), то эта связь параллельная.

При разработке усилителей необходимо помнить, что наряду с положительными свойствами введение общей ООС может принести и весьма существенный недостаток — неустойчивость работы, за счет чего в устройстве может возникнуть самовозбуждение. Если это произойдет, то усилитель перестанет выполнять свою основную функцию — усиливать, т. е. он вообще перестанет быть усилителем, а превратится в генератор (см. гл. 4).

Эта неудача может произойти из-за того, что на некоторой частоте ООС вследствие влияния реактивных элементов схемы превращается в ПОС, причем эта частота может находиться за пределами полосы пропускания усилителя.

Для получения идеальной ООС в усилителе необходимо, чтобы суммарный угол сдвига $\varphi_{у,oc}$, вносимый самим усилителем и цепью обратной связи был равен 180° . В реальном многокаскадном усилителе это условие можно выполнить лишь на одной частоте (или нескольких отдельных частотах).

На других частотах (особенно на границах и за пределами полосы пропускания АЧХ) $\varphi_{y_{oc}} \neq 180^\circ$. Это происходит за счет дополнительных фазовых сдвигов, вносимых как самим усилителем, так и цепью обратной связи. Фазовые сдвиги будут тем больше, чем большее число каскадов охвачено общей обратной связью. Если дополнительный фазовый сдвиг достигает 180° , то $\varphi_{y_{oc}} = 360^\circ$ и ООС превратится в ПОС. При $\kappa K_u \geq 1$ для ПОС усилитель превращается в генератор. Отметим, что обычно за полосой пропускания АЧХ K_u мало, поэтому мало и κK_u . Следовательно, возбуждение усилителя на таких частотах маловероятно. Однако чем большее число каскадов в усилителе охвачено общей ООС, тем больше и κK_u , а следовательно, и вероятность самовозбуждения. Поэтому для обеспечения устойчивой работы усилителя целесообразно охватывать общей ООС возможно меньшее число каскадов, а также применять специальные корректирующие цепи.

§ 3.5. Усилители мощности

Усилители мощности предназначены для передачи больших мощностей сигнала без искажения в низкоомную нагрузку. Обычно они являются выходными каскадами многокаскадных усилителей. Основной задачей усилителя мощности является выделение в нагрузке возможно большей мощности.

Поскольку выходной каскад усилителя мощности работает с большими амплитудами сигналов, то при его анализе вследствие нелинейности ВАХ транзисторов пользоваться малосигнальной эквивалентной схемой нецелесообразно. Обычно в усилителях мощности используют графический (или графо-аналитический) метод расчета по входным и выходным характеристикам.

Основными показателями усилителя мощности являются: отдаваемая в нагрузку полезная мощность P_n , коэффициент полезного действия η , коэффициент нелинейных искажений K_r и полоса пропускания АЧХ. Величины η и K_r во многом определяются режимом покоя транзистора — классом усиления. Поэтому рассмотрим классы усиления, используемые в усилителях мощности.

Для всех рассмотренных выше усилителей предполагалось, что они работают в классе А. В режиме класса А выбор рабочей точки покоя (см. рис. 3.7, а) производится таким образом, чтобы входной сигнал полностью помещался на линейном участке входной ВАХ транзистора, а значение тока покоя I_{60} располагалось посередине этого линейного участка. На выходной ВАХ транзистора (см. рис. 3.7, б) класс А характерен расположением рабочей точки ($I_{к0}$ и $U_{кз0}$) на середине нагрузочной прямой так, чтобы амплитудные значения сигналов не выходили за те пределы нагрузочной прямой, где изменения тока коллектора прямо пропорциональны изменениям тока базы. Поскольку в режиме класса А работа происходит на почти линейных участках ВАХ, усилитель мощности в этом режиме имеет минимальные нелинейные искажения ($K_r \lesssim 1\%$).

Введем понятие *угол отсечки* $\varphi_{отс}$ — это половина времени на период, в течение которого транзистор открыт, т. е. через него протекает ток. При работе в режиме класса А транзистор все время находится в открытом состоянии (нет отсечки тока), следовательно, $\varphi_{отс} = 180^\circ$. Поскольку потребление мощности происходит в любой момент времени, в усилителе мощности, использующем класс А, имеет место невысокий $\eta < 0,4$. Режим усиления класса А применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные искажения, а P_n и η не играют решающей роли.

Мощные варианты выходных каскадов часто используют режим класса В. В классе В $I_{60} = 0$ (рис. 3.30), т. е. в режиме покоя транзистор закрыт и не потребляет мощности от источников питания. Транзистор находится в открытом состоянии лишь в течение половины периода входного сигнала, т. е. $\varphi_{отс} = 90^\circ$. Относительно небольшая потребляемая мощность позволяет получить в усилителях мощности, использующих режим класса В, повышенный $\eta \approx 0,7$. Класс В применяется в двухтактных устройствах, где прекращение протекания тока в одном транзисторе компенсируется появлением тока в другом (другом плече устройства). Существенным недостатком режима класса В является высокий уровень искажений ($K_r \lesssim 10\%$).

Класс АВ занимает промежуточное положение между классами А и В. Он также применяется

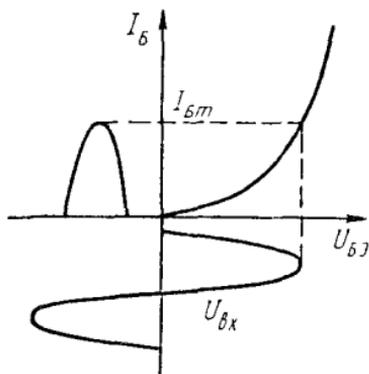


Рис 3.30

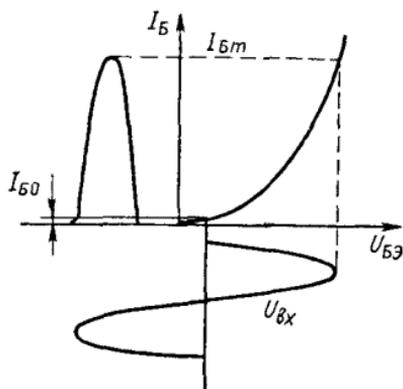


Рис. 3.31

в двухтактных устройствах. В режиме покоя здесь транзистор лишь приоткрыт, в нем протекает небольшой ток $I_{Б0}$ (рис. 3.31), выводящий основную часть рабочей полуволны $U_{вх}$ на участок ВАХ с относительно малой нелинейностью. Угол отсечки в классе АВ достигает $120—130^\circ$. Поскольку $I_{Б0}$ мал, то η здесь выше, чем в классе А, ближе к классу В. Нелинейные искажения усилителя, использующего класс АВ, относительно невелики ($K_r \lesssim 3\%$).

Для класса С в усилителе имеет место начальное смещение, соответствующее режиму отсечки транзистора, т. е. в режиме покоя транзистор заперт напряжением смещения на базе. В результате $\varphi_{отс} < 90^\circ$. Класс С находит применение либо в очень мощных усилителях, где основным фактором является предельно высокий η , а нелинейные искажения не существенны, либо в генераторах или резонансных усилителях (см. гл. 4), где высшие гармоники в выходном сигнале устраняются с помощью резонансного контура.

В мощных транзисторных преобразователях постоянного напряжения находят применение автогенераторные устройства, в которых транзисторы работают в режиме класса D. Этот класс определяет ключевой режим работы транзистора: открыт — закрыт (насыщен — заперт). Работа в режиме класса D осуществляется на прямоугольных импульсах и характеризуется минимальными потерями мощности.

Кратко рассмотрим однотактные усилители мощности, к которым относятся рассмотренные выше каскады ОЭ и ОК или ОИ и ОС, работающие в режиме класса А. Для осуществления хорошего

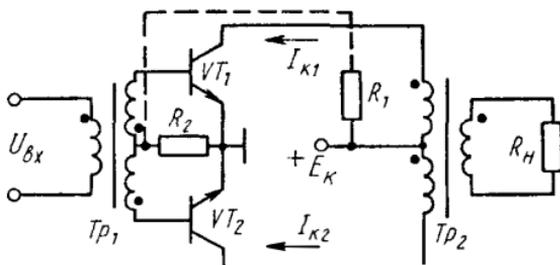


Рис 3.32

согласования с нагрузкой часто используются электромагнитные трансформаторы. При трансформаторном включении нагрузки постоянная составляющая выходного тока не протекает через R_n , что уменьшает потребление мощности от источника питания и повышает η . Эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току R'_n определяется как

$$R'_n = R_n / K_T^2, \quad (3.38)$$

где $K_T = w_2 / w_1$ — коэффициент трансформации.

Существенно лучшими энергетическими показателями обладают двухтактные трансформаторные усилители мощности, работающие в режиме класса В. На рис. 3.32 приведена принципиальная схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью. Вторичные обмотки трансформаторов Tp_1 и Tp_2 состоят из двух секций и имеют вывод от средней точки.

Трансформатор Tp_1 обеспечивает передачу входного сигнала в базовые цепи транзисторов, а Tp_2 осуществляет согласование $R_{\text{вых}}$ усилителя с R_n .

При подаче отрицательной полуволны входного сигнала на секции вторичной обмотки Tp_1 , подключенной к базе VT_1 , будет действовать положительная, а на секции вторичной обмотки, подключенной к базе VT_2 , — отрицательная полуволна. В результате VT_2 останется закрытым, а VT_1 откроется и через него в первую секцию первичной обмотки Tp_2 станет протекать ток $I_{к1}$. При этом на R_n выделяется положительная полуволна сигнала увеличенной мощности.

Если теперь на вход усилителя мощности (рис. 3.32) будет поступать положительная полуволна $U_{\text{вх}}$, то полярности напряжений во вторичной обмотке трансформатора Tp_1 изменятся на противоположные. В результате транзистор VT_1 закроется, а VT_2 — от-

кроется. Следовательно, уже будет протекать ток $I_{к2}$ по цепи: источник питания — вторая секция первичной обмотки трансформатора Tr_2 — коллектор-эмиттер VT_2 — общая шина. За счет этого во вторичную обмотку Tr_2 будет трансформироваться отрицательная полуволна выходного сигнала.

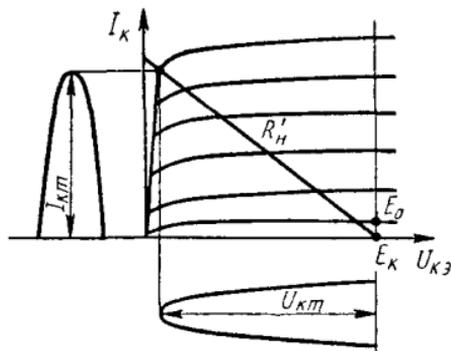


Рис 3 33

Таким образом, усиление сигнала в рассматриваемом усилителе мощности происходит в два такта работы устройства. Если первый такт сопровождается усилением одной полуволны сигнала с помощью транзистора VT_1 , то второй такт сопровождается усилением второй полуволны с помощью транзистора VT_2 .

Графический анализ работы двухтактного усилителя обычно проводят лишь для одного плеча, полагая, что плечи устройства симметричны. Этот анализ проводят с помощью выходных ВАХ транзистора и нагрузочной прямой для переменного тока, которые приведены на рис. 3.33, а также входной ВАХ (см. рис. 3.30). При работе в режиме класса В можно считать, что линия нагрузки как по постоянному, так и по переменному току исходит из точки, соответствующей E_k на оси напряжений. Поскольку сопротивление первичной обмотки трансформатора по постоянному току близко к нулю, его линия нагрузки располагается почти вертикально.

Наклон линии нагрузки по переменному току определяется приведенным сопротивлением нагрузки R'_H , которое можно рассчитать по (3.38), подставив в нее вместо K_T значение K_{T2} .

Теперь рассмотрим основные энергетические показатели усилителя мощности (см. рис. 3.32). Выходную мощность в первичной обмотке трансформатора Tr_2 можно представить как

$$P_{\text{вых}} = I_{km} U_{km} / 2. \quad (3.39)$$

Поскольку потребляемый от источника питания ток представляет собой пульсации с амплитудой I_{km} , то его среднее значение представим в виде:

$2I_{км}/\pi$. Откуда для мощности, потребляемой устройством, запишем

$$P_0 = 2I_{км}E_k/\pi. \quad (3.40)$$

Подставив в (3.2) $P_n = P_{вых}$ из (3.39) и (3.40), получим

$$\eta = \xi\pi/4, \quad (3.41)$$

где $\xi = U_{км}/E_k$ — коэффициент использования напряжения питания. Из (3.41) следует, что при $\xi = 1$ значение $\eta = 0,78$. В реальных же усилителях мощности класса В. $\xi = 0,87 \div 0,92$, что позволяет определить максимальное значение $\eta \approx 0,7$.

Мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора, можно представить в следующем виде: $P_x = (P_0 - P_{вых})/2$. Подставив в это выражение (3.39) и (3.40), нетрудно убедиться в том, что P_x является функцией η . При ориентировочном выборе транзистора обычно полагают, что его максимально допустимая мощность должна быть больше $P_{вых}/3$.

При выборе типа транзистора по максимально допустимому напряжению на коллекторе необходимо учитывать, что на коллекторе закрытого транзистора действует напряжение, примерно равное $2E_k$. Это происходит за счет суммирования E_k и напряжения на секции первичной обмотки трансформатора Tr_2 . Выбор транзистора по току производится по $I_{км}$.

Как уже отмечалось выше, отсутствие тока покоя в усилителе для класса В приводит к появлению значительных нелинейных искажений. При малых токах базы передача сигнала в рассматриваемом усилителе существенно меньше, чем при амплитудных значениях, причем и сам ток базы нелинейно зависит от $U_{вх}$ (см. рис. 3.30). В результате выходной сигнал в двухтактном усилителе класса В имеет форму, изображенную на рис. 3.34, где показанные искажения принято называть переходными типа «ступеньки».

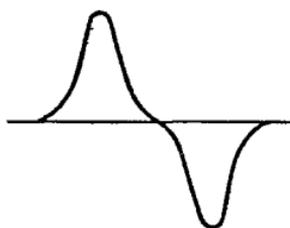


Рис. 3.34

Уменьшения нелинейных искажений достигают за счет перехода к режиму работы класса АВ. Для осуществления этого необходимо задать в базы транзисторов небольшой ток покоя (в усилителе рис. 3.32 $I_{б0}$ задается с помощью резистора R_1). За счет получения токового пьедестала удается исключить влияние участка входной ВАХ транзистора с самой большой нелинейностью. Если точкой покоя (см. рис. 3.33) для режима работы класса В была точка E_k , то для АВ — E_0 . В результате ослабляется влияние и нелинейностей выходной ВАХ транзистора.

Поскольку токи покоя в усилителе мощности класса АВ малы и слабо влияют на энергетические показатели устройства в сравнении с классом В, то можно считать, что все приведенные выше соотношения справедливы и для двухтактного каскада класса АВ.

В современной микроэлектронике широко используются двухтактные усилители мощности без применения трансформаторов. Такие усилители имеют небольшие габариты и массу, повышенную надежность и просто реализуются в виде ИМС.

Простейший вариант бестрансформаторного двухтактного усилителя можно выполнить с помощью фазоинверсного усилителя (ФУ). На рис. 3.35 приведена структурная схема такого усилителя, в котором

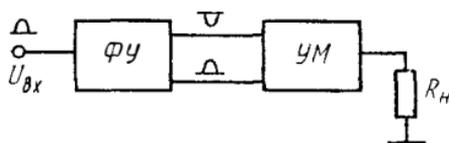


Рис. 3.35

использован ФУ и выходной двухтактный каскад усилителя мощности (УМ). Поскольку ФУ позволяет получить на своих выходах два противоположных по фазе и одинаковых по амплитуде сигнала (см. § 3.2), то УМ может успешно функционировать и без входного трансформатора. Таким образом, в рассматриваемом варианте усилителя ФУ выполняет определенные функции трансформатора, а УМ может быть реализован на двух однотипных транзисторах. Недостатком усилителя мощности (рис. 3.35) является относительно большая потребляемая мощность, поскольку ФУ работает в режиме класса А, что приводит к значительному снижению η .

Гораздо лучшими параметрами обладают двухтактные бестрансформаторные усилители мощности, выполненные на комплементарных транзисторах (*n-p-n*- и *p-n-p*-типов). Такие усилители мощности принято называть *бустерами*. Различают бустеры тока и напряжения. Если бустер тока предназначен для усиления тока, то бустер напряжения усиливает не только ток, но и напряжение. Поскольку усиление напряжения обычно осуществляется предыдущими каскадами многоканального усилителя, наибольшее распространение получили выходные каскады в виде бустера тока.

На рис. 3.36 приведена принципиальная схема простейшего варианта бустера тока класса В. Здесь использованы *n-p-n*-транзистор VT_1 и *p-n-p*-транзистор VT_2 , базы которых подключены непосредственно ко входу усилителя. Особо обратит внимание на использование двухполярного питания (двух напряжений питания $+E$ и $-E$).

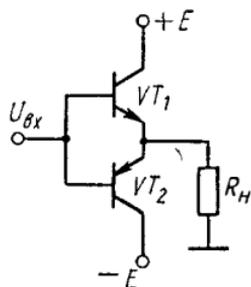


Рис. 3.36

При подаче на вход бустера положительной полуволны $U_{вх}$ открывается транзистор VT_1 и через нагрузку потечет ток в направлении, указанном стрелкой. При подаче отрицательной полуволны $U_{вх}$ открывается транзистор VT_2 и ток через нагрузку изменяет свое направление на противоположное. Таким образом, на R_n будет формироваться переменный выходной сигнал.

Оба транзистора в рассматриваемом бустере включены по схеме ОК. Подчеркнем, что каскад ОК очень хорошо подходит для его использования в усилителе мощности, поскольку имеет малые коэффициенты нелинейных искажений и $R_{вых}$. Кроме того, каскад ОК характерен большим $R_{вх}$, что позволяет хорошо согласовывать его с предыдущим каскадом усилителя напряжения. Напомним, что эти преимущества, а также малые частотные искажения имеют место в каскаде ОК за счет 100%-ной последовательной ООС по напряжению. Коэффициент усиления по напряжению близок к единице.

На рис. 3.36 показано, что R_n не отделено от самого усилителя никаким разделительным элементом, т. е. имеет место гальваническая связь каскада

с нагрузкой. Это чрезвычайно важное обстоятельство становится возможным благодаря использованию двух источников питания (или одного с общей средней точкой). При этом потенциал на эмиттерах транзисторов в режиме покоя равен нулю, а в нагрузке будет отсутствовать постоянная составляющая тока. В выходной цепи обычного каскада ОК (см. рис. 3.14) конденсатор должен иметь большой номинал для получения приемлемых значений M_n , однако реализовать такой конденсатор в ИМС чрезвычайно сложно. Таким образом, использование двухполярного питания, что широко распространено в ИМС, позволяет получать мощные надежные усилители переменного и постоянного токов. При использовании дискретных транзисторов следует выбирать комплементарные пары с близкими значениями своих параметров. Такие пары транзисторов выпускаются отечественной промышленностью: КТ502 и КТ503, КТ814 и КТ815, КТ818 и КТ819 и др.

Необходимо отметить, что существенным недостатком бустера (рис. 3.36) является большой K_T (более 10%), что и ограничивает его использование на практике. Свободным от этого недостатка является бустер класса АВ, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.37. Токи покоя транзисторов здесь задаются с помощью резисторов R_1 и R_2 , а также диодов VD_1 и VD_2 . При интегральном исполнении в качестве диодов используются транзисторы в диодном включении. Напомним, что падение напряжения на прямосмещенном кремниевом диоде составляет примерно 0,7 В, а в кремниевых ИМС с помощью диодов осуществляется термокомпенсация рабочего режима.

В режиме покоя входная цепь рассматриваемого бустера потребляет малую мощность (менее 5% P_n). Сопротивление $R_{огр}$ вводится для лучшего согласования с предыдущим каскадом усилителя. Обычно $R_{огр} = (0,3 \div 0,05) R_{вх}$. Токковый бустер (рис. 3.37) позволяет обеспечить нагрузке ток $I_n \leq 0,3$ А при мощности $P_n \leq 3$ Вт.

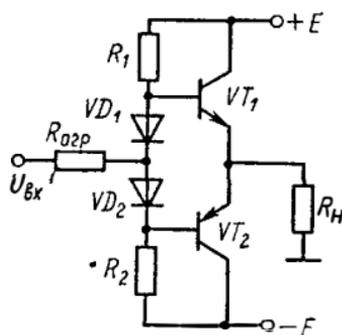


Рис. 3.37

При необходимости получить большие P_n можно использовать более сложные схемы бустера, в которых применяются как комплементарные, так и мощные выходные одноступенчатые транзисторы. Для снижения нелинейных искажений рекомендуется бустер и предыдущий усилительный каскад охватывать общей глубокой ООС.

§ 3.6. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока называются устройства, предназначенные для усиления медленно изменяющихся сигналов вплоть до нулевой частоты. На рис. 3.38 приведена АЧХ для усилителя постоянного тока (УПТ). Отличительной особенностью УПТ является отсутствие разделительных элементов, предназначенных для отделения усилительных каскадов друг от друга, а также от источника сигнала и нагрузки по постоянному току.

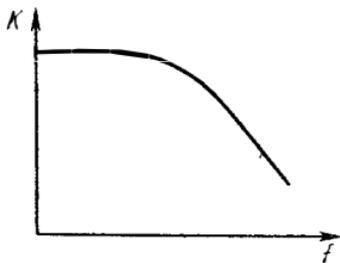


Рис. 3.38

При разработке УПТ приходится решать две основные проблемы: согласование потенциальных уровней в соседних каскадных и уменьшение дрейфа (нестабильности) выходного уровня напряжения или тока.

Дрейфом нуля называется самопроизвольное отклонение напряжения или тока на выходе усилителя от начального значения. Этот эффект проявляется и при отсутствии сигнала на входе. Поскольку дрейф нуля проявляется таким образом, как будто он вызван входным сигналом УПТ, то его невозможно отличить от истинного сигнала. Существует много причин, обуславливающих наличие дрейфа нуля в УПТ. К ним относятся нестабильности источников питания, температурная и временная нестабильность параметров транзисторов и резисторов, низкочастотные шумы, помехи и наводки. Среди перечисленных причин наибольшую нестабильность вносят изменения температуры, вызывающие температурный дрейф, который обусловлен теми же причинами, что и нестабильность тока коллектора усилителя в режиме покоя (см. § 3.2). Поскольку

температурные изменения параметров транзистора имеют закономерный характер, то в некоторой степени могут быть скомпенсированы. Так, для уменьшения абсолютного дрейфа нуля УПТ необходимо уменьшить коэффициент неустойчивости $S_{нс}$.

В усилителях переменного тока, естественно, тоже имеет место дрейф нуля, но поскольку их каскады отделены друг от друга разделительными элементами (например, конденсаторами), то этот низкочастотный дрейф не передается из предыдущего каскада в последующий и не усиливается им. Поэтому, в таких усилителях (рассмотренных в предыдущих разделах) дрейф нуля минимален и его обычно не учитывают. В УПТ для уменьшения дрейфа нуля прежде всего следует заботиться о его снижении в первом каскаде. Следует также подчеркнуть, что работа УПТ может быть удовлетворительной только при превышении минимальным входным сигналом величины дрейфа нуля, приведенного ко входу усилителя.

Однотактные УПТ прямого усиления являются обычными многокаскадными усилителями с непосредственной связью. В многокаскадном УПТ наблюдается последовательное повышение потенциала на эмиттере транзистора каждого последующего каскада. Необходимость повышения потенциалов эмиттера от каскада к каскаду обусловлена тем, что за счет непосредственной связи потенциал коллектора у каждого последующего транзистора оказывается выше, чем у предыдущего. Обеспечить необходимый режим покоя в каскадах такого УПТ можно за счет последовательного уменьшения номиналов коллекторных резисторов от каскада к каскаду. Однако в этом случае будет падать усиление УПТ.

Построение однотактных УПТ с непосредственной связью может быть применено лишь для получения сравнительно небольшого коэффициента усиления (в несколько десятков) при достаточно большом $U_{вх} \gtrsim 50$ мВ. Если в таких УПТ попытаться повысить $K_{н}$, то неизбежно получим резкое возрастание дрейфа нуля, вызванного не только температурной неустойчивостью, но и неустойчивостью источников питания.

При усилении малых сигналов постоянного тока или напряжения иногда применяют усилители с преобразованием постоянного тока в переменный. Такие

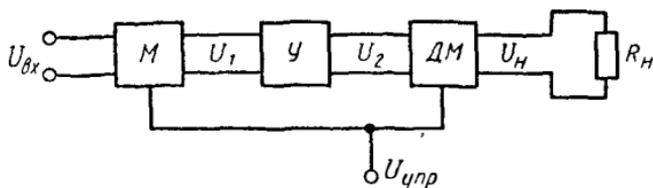


Рис. 3.39

УПТ имеют малый дрейф нуля, большой коэф. фициент усиления на низких частотах и не нуждаются в подстройке нулевого уровня. На рис. 3.39 приведена структурная схема усилителя с преобразованием постоянного тока в переменный, где M — модулятор, $У$ — усилитель переменного тока, $ДМ$ — демодулятор. Такой УПТ часто называют *усилителем с модуляцией и демодуляцией (МДМ)*.

В УПТ МДМ сигнал постоянного напряжения $U_{вх}$ (или тока) сначала преобразуется в пропорциональный ему сигнал переменного напряжения с помощью модулятора M , потом усиливается обычным усилителем $У$, а затем с помощью демодулятора $ДМ$ преобразуется в сигнал постоянного напряжения. Поскольку в усилителях переменного тока (например, с RC -связью) дрейф не передается от каскада к каскаду, в МДМ реализуется минимальный дрейф нуля.

Преобразование постоянного $U_{вх}$ в переменное осуществляется с частотой сигнала управления (модуляции) $U_{упр}$, обычно имеющего вид меандра (см рис. 1.4). Для успешной работы УПТ МДМ необходимо, чтобы частота сигнала управления была как минимум на порядок выше максимальной частоты входного сигнала.

В заключение этого раздела отметим, что достичь существенного улучшения электрических, эксплуатационных и массогабаритных показателей УПТ можно за счет их построения по балансным схемам.

§ 3.7. Дифференциальные усилители

В настоящее время наибольшее распространение в микроэлектронике получили дифференциальные (параллельно-балансные или разностные) усилители. Такие усилители просто реализуются в виде монолитных ИМС и широко выпускаются отечественной промышленностью: К118УД, КР198УТ1 и др. Их отличает высокая стабильность работы, малый дрейф

нуля, большой коэффициент усиления дифференциального сигнала и большой коэффициент подавления синфазных помех.

На рис. 3.40 приведена принципиальная схема простейшего варианта дифференциального усилителя (ДУ). Любой ДУ выполняется по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами $R_{к1}$ и $R_{к2}$, а два других — транзисторами VT_1 и VT_2 .

Сопrotивление нагрузки включается между коллекторами транзисторов, т. е. в диагональ моста. Сразу отметим, что резисторы R_{01} и R_{02} имеют небольшие значения, а часто и вообще отсутствуют. Можно считать, что резистор R_3 подключен к эмиттерам транзисторов.

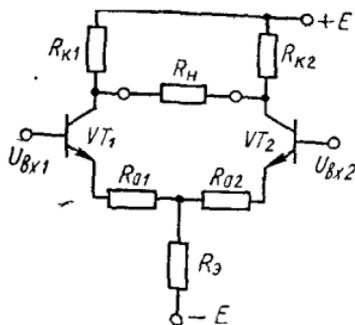


Рис. 3.40

Отметим, что питание ДУ осуществляется от двух источников, напряжения которых равны (по модулю) друг другу. Таким образом, суммарное напряжение питания ДУ равно $2E$. Использование второго источника ($-E$) позволяет снизить потенциалы эмиттеров VT_1 и VT_2 до потенциала общей шины. Это дает возможность подавать сигналы на входы ДУ без введения дополнительных компенсирующих напряжений.

При анализе работы ДУ принято выделять в нем два общих плеча, первое из которых состоит из транзистора VT_1 и резистора $R_{к1}$ (и R_{01}), а второе — из транзистора VT_2 и резистора $R_{к2}$ (и R_{02}). Каждое общее плечо ДУ является каскадом ОЭ, т. е. ДУ состоит из двух каскадов ОЭ. В общую цепь эмиттеров транзисторов включен резистор R_3 , которым и задается их общий ток.

Для того чтобы ДУ качественно и надежно выполнял свои функции, а также мог в процессе длительной работы сохранить свои параметры и свойства, в реальных усилителях требуется выполнить два основных требования.

Первое требование состоит в симметрии обоих плеч ДУ. Необходимо обеспечить идентичность параметров каскадов ОЭ, образующих ДУ. При этом должны быть одинаковы параметры транзисторов VT_1 и VT_2 , а также $R_{к1} = R_{к2}$ (и $R_{01} = R_{02}$). Если

это требование выполнено полностью, то больше ничего и не требуется для получения идеального ДУ. Действительно, при $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$ достигается полный баланс моста, т. е. потенциалы коллекторов транзисторов одинаковы, следовательно, напряжение на нагрузке равно нулю. При одинаковом дрейфе нуля в обоих каскадах ОЭ (плечах ДУ) потенциалы коллекторов будут изменяться всегда одинаково, поэтому на выходе ДУ дрейф нуля будет отсутствовать. За счет симметрии плеч ДУ обеспечивается высокая стабильность при изменении напряжения питания, температуры, радиационного воздействия и т. д.

Симметрию общих плеч ДУ могут обеспечить лишь идентичные элементы, в которых все одинаково и которые были изготовлены в абсолютно одинаковых условиях. Так, в монолитной ИМС близкие расположенные элементы действительно имеют почти одинаковые параметры (см. § 2.8). Следовательно, в монолитных ИМС первое требование в ДУ почти выполнено. Это позволяет реализовать ДУ пусть не с идеальными, но все же с хорошими параметрами, но при обязательном выполнении второго основного требования к ДУ.

Второе основное требование состоит в обеспечении глубокой ООС для синфазного сигнала. Синфазными называются одинаковые сигналы, т. е. сигналы имеющие равные амплитуды, фазы и формы. На входах ДУ (рис. 3.40) присутствуют $U_{вх1} = U_{вх2}$ причем с совпадающими фазами, то можно говорить о поступлении на вход ДУ синфазного сигнала. Синфазные сигналы обычно обусловлены наличием помех, наводок и т. д. Часто они имеют большие амплитуды (значительно превышающие полезный сигнал) и являются крайне нежелательными для работы любого усилителя.

Выполнить второе основное требование позволяет введение в ДУ резистора R_3 (или его электронного эквивалента). Если на вход ДУ поступает синфазная помеха, например, положительной полярности, то транзисторы VT_1 и VT_2 приоткроются и токи их эмиттеров возрастут. В результате, по резистору R_3 будет протекать суммарное приращение этих токов, образующее на нем сигнал ООС. Нетрудно показать, что R_3 образует в ДУ последовательную ООС.

жу. При этом будет наблюдаться уменьшение коэффициента усиления по напряжению для синфазного сигнала каскадов ОЭ, образующих общие плечи У, который можно рассчитать с помощью (3.33). Таким образом, для коэффициента усиления ДУ для синфазного сигнала можно записать:

$$K_{\text{исф}} = \frac{R_{\kappa 1}}{2R_3} - \frac{R_{\kappa 2}}{2R_3} = \frac{\Delta R_{\kappa}}{2R_3}. \quad (3.42)$$

Чем лучше симметрия плеч ДУ, тем меньше ΔR_{κ} . Поскольку идеальная симметрия невозможна даже в монолитной ИМС, то всегда $\Delta R_{\kappa} \neq 0$. При заданном ΔR_{κ} уменьшить $K_{\text{исф}}$ удастся за счет увеличения глубины ООС, т. е. увеличения R_3 . В результате удастся значительно подавить синфазную помеху.

Теперь рассмотрим работу ДУ для основного рабочего входного сигнала — дифференциального. Дифференциальными (противофазными) сигналами принято называть сигналы, имеющие равные амплитуды, но противоположные фазы. Будем считать, что входное напряжение подано между входами ДУ, т. е. на каждый вход поступает половина амплитудного значения входного сигнала, причем в противоположных фазах. Если $U_{\text{вх1}}$ в рассматриваемый момент времени представляется положительной полуволной, то $U_{\text{вх2}}$ — отрицательной.

За счет действия $U_{\text{вх1}}$ транзистор VT_1 приоткрывается и ток его эмиттера получает положительное приращение $\Delta I_{3,1}$, а за счет действия $U_{\text{вх2}}$ транзистор VT_2 прикрывается и ток его эмиттера получает отрицательное приращение — $\Delta I_{3,2}$. В результате приращение тока в цепи резистора R_3 будет $\Delta I_{R_3} = \Delta I_{3,1} - \Delta I_{3,2}$. Если общие плечи ДУ идеально симметричны, то $\Delta I_{R_3} = 0$ и, следовательно, ООС для дифференциального сигнала отсутствует. Это обстоятельство позволяет получать от каждого каскада ОЭ в рассматриваемом усилителе, а следовательно, и от всего ДУ большое усиление. Так как для дифференциального входного сигнала в любой момент времени напряжения на коллекторах транзисторов VT_1 и VT_2 будут находиться в противофазе, то на нагрузке происходит выделение удвоенного выходного сигнала. Итак, резистор R_3 образует ООС только для синфазного сигнала.

На практике можно использовать четыре схем включения ДУ: симметричный вход и выход, симметричный вход и несимметричный выход, несимметричный вход и симметричный выход, несимметричный вход и выход. При симметричном входе источник входного сигнала подключается между входами Д (между базами транзисторов). При симметричном выходе сопротивление нагрузки подключается между выходами ДУ (между коллекторами транзисторов). Такое включение ДУ и было рассмотрено выше (рис. 3.40).

При несимметричном входе источник входного сигнала подключается между одним входом Д и общей шиной. Коэффициент усиления ДУ K_u зависит от способа подачи входного сигнала, т. е. не зависит от того, симметричный или несимметричный вход.

При несимметричном выходе сопротивление нагрузки подключается одним концом к коллектору одного транзистора, а другим — к общей шине. В этом случае K_u оказывается в 2 раза меньше, чем при симметричном выходе.

Если при несимметричном входе и выходе входной сигнал подан на вход того же плеча, с выхода которого и снимается выходной сигнал ДУ, то в этом случае работает на усиление лишь одно плечо. Здесь на выходе получаем инвертированный сигнал. Когда входной сигнал подан на вход одного плеча ДУ, а выходной сигнал снимается с выхода другого плеча, то на выходе получаем неинвертированный сигнал с тем же K_u , что и в первом случае. Если снимать выходной сигнал всегда с одного заданного выхода, то входам ДУ можно присвоить название «инвертирующий» и «неинвертирующий».

Одним из основных параметров ДУ является коэффициент ослабления (подавления) синфазного сигнала (КООС). Обычно КООС представляется как отношение $K_{удиф}$ к $K_{усф}$, т. е. $КООС = 20 \lg (K_{удиф}/K_{усф})$.

Используя (3.42), можно записать

$$\frac{K_{удиф}}{K_{усф}} = \frac{1}{\delta} \frac{2R_2}{r_2}, \quad (3.43)$$

где $\delta = \Delta R_x / R_x$ — коэффициент асимметрии ДУ. При необходимости коэффициент асимметрии можно до-
полнить слагаемыми, представляющими разброс дру-
гих параметров элементов устройства. Напомним,
о разброс номиналов резисторов в монолитных
МС не превышает 3%.

В ДУ всегда стремятся сделать КООС как можно
льше. Для этого следует увеличивать R_3 . Однако
существует несколько причин, ограничивающих эту
зможность, самая главная — это большие труд-
сти при реализации резисторов значительных номи-
лов в монолитных ИМС.

Решить эту проблему позволяет использование
электронного эквивалента резистора большого номи-
ла, которым является источник стабильного тока
(СТ). На рис. 3.41 приведена
принципиальная схема ДУ
ИСТ. Здесь ИСТ выполнен
на транзисторе VT_3 . Резисто-
ры R_1 , R_2 и R_3 , а также диод
 VD служат для задания и ста-
билизации режима покоя тран-
зистора VT_3 . Рабочая точка
для VT_3 располагается на по-
логой части его выходной
ВАХ (см. рис. 2.16, а). В ре-
зультате при изменении на-
пряжения на таком ИСТ его
ток остается практически постоянным. В реальных
условиях ИСТ представляет собой эквивалент со-
противления для изменяющегося сигнала (в нашем
случае синфазного) значительного номинала — до
единиц МОм.

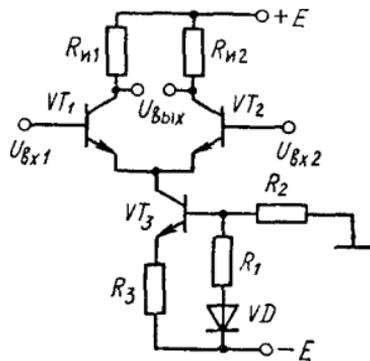


Рис 3 41

Современные ДУ выполняются по различным
схемам, но в них всегда используется ИСТ. Для
таких ДУ значения КООС обычно лежат в пределах
60—100 дБ.

Для ряда практических применений к ДУ
предъявляются довольно жесткие требования по
величинам точностных параметров, к которым
относятся паразитные напряжения и токи, имеющие
место в режиме покоя, но оказывающие влияние
на качество усиления рабочего сигнала. Отметим,
что точностные параметры либо обусловлены,
либо проявляются через асимметрию плеч ДУ.

В идеальном ДУ (с идентичными плечами) грешности, проявляемые через точностные параметры, отсутствуют.

В реальном ДУ за счет асимметрии плеч выходе устройства всегда присутствует разбаланс коллекторных потенциалов транзисторов V_{T_1} и V_{T_2} . т. е. присутствует паразитное напряжение между выходами ДУ. Это напряжение и определяется напряжением смещения нуля $U_{см}$. Величина $U_{см}$ представляет собой кажущийся входной дифференциальный сигнал. Чтобы приблизить $U_{см}$ к нулю, необходимо подать на вход (плеча) компенсирующий сигнал.

Следует иметь в виду, что $U_{см}$ зависит от температуры. Эта зависимость представляется самостоятельным параметром — температурной чувствительностью (мкВ/град). Отметим, что температурная чувствительность уменьшается пропорционально уменьшению $U_{см}$.

Еще одним точностным параметром ДУ является ток смещения $\Delta I_{вх}$, представляющий собой разбаланс (разность) входных токов покоя. В реальном ДУ $\Delta I_{вх}$ можно представить через значения токов эмиттеров $I_{э01}$, $I_{э02}$ и коэффициентов усиления транзисторов по току B_1 и B_2 в следующем виде:

$$\Delta I_{вх} = \frac{I_{э01}}{B_1} - \frac{I_{э02}}{B_2}. \quad (3)$$

Наиболее неблагоприятный случай имеет место при $I_{э01} > I_{э02}$ и $B_1 < B_2$. Из (3.44) следует, что ток смещения уменьшается при снижении рабочих токов ДУ и увеличении коэффициентов B . Протекая через сопротивление источника сигнала, ток смещения создает падение напряжения, действие которого равносильно ложному дифференциальному сигналу. Поэтому естественными представляются усилия, направленные на снижение $\Delta I_{вх}$ в ДУ.

Средний входной ток $I_{вх ср}$ также является точностным параметром ДУ. Средний входной ток значительно больше тока смещения. Протекая через сопротивление источника сигнала, он создает на входе падение напряжения, действующее как синфазный входной сигнал. Хотя и ослабленное в $K_{и сф}$ $\Gamma_{1,2}$ это напряжение все же вызовет на выходе разбаланс потенциалов.

§ 3.8. Операционные усилители

Операционным усилителем называют высококачественный интегральный усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и однотактным выходом, предназначенный для работы в схемах цепями обратных связей. Название усилителя обусловлено первоначальной областью его применения — выполнение различных операций над аналогичными сигналами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). В настоящее время операционные усилители (ОУ) выполняют роль многофункциональных элементов при реализации разнообразных устройств электроники различного назначения. Они применяются для усиления, ограничения, перемножения, частотной фильтрации, генерации, стабилизации сигналов в аналоговых и цифровых устройствах.

Идеальный ОУ имеет бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению, бесконечно большое входное сопротивление, нулевое выходное сопротивление, бесконечно большой КООС и бесконечно широкую полосу пропускания. Естественно, что на практике ни одно из этих свойств не может быть осуществлено полностью, однако к ним можно приблизиться с достаточной для многих областей применения точностью.

На рис. 3.42, а дано упрощенное обозначение ОУ без выводов для подключения источников питания, общей шины и внешних элементов, а на рис. 3.42, б приведены некоторые из этих выводов. Кроме выводов для подключения напряжения питания здесь обозначены выводы частотной коррекции

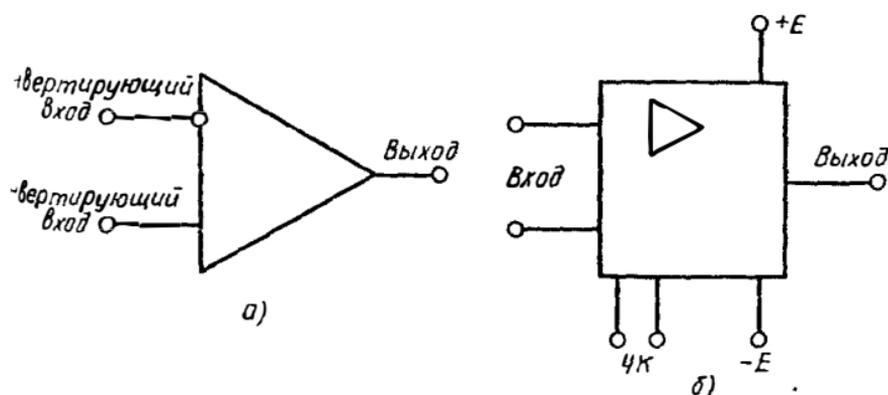


Рис. 3 42

(ЧК), которые используются в ОУ без внутренней коррекции. Если неинвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной и сигнал подан на инвертирующий вход (обозначен кружком), то выходной сигнал окажется сдвинутым на 180° , т. е. произойдет инвертирование сигнала. Если с общей шиной соединен инвертирующий вход, а сигнал подан на неинвертирующий, то выходной сигнал окажется в одной фазе с входным сигналом. Таким образом, входной сигнал может быть подан лишь на один вход ОУ (инвертирующий или неинвертирующий).

Необходимо отметить, что электропитание ОУ (как и ДУ) почти всегда осуществляется от двух источников с одинаковым (по модулю) напряжением ($+E$ и $-E$) и общей точкой. И еще, на практике ОУ обычно охватывается глубокой ООС, для подключения которой используется инвертирующий вход.

Основным параметром ОУ, как и любого усилительного устройства, является коэффициент усиления. Прежде всего это коэффициент усиления по напряжению без обратной связи $K_{иоу}$. Этот параметр иногда называют полным коэффициентом усиления по напряжению. На низких и средних частотах его часто обозначают $K_{иоу0}$ и он может достигать нескольких десятков тысяч.

Весьма важными параметрами ОУ являются точностные: напряжение смещения нуля, его температурная чувствительность, ток смещения и средний входной ток. Все эти параметры определяются входным каскадом ОУ и их величины желательно предельно уменьшать.

Входные и выходные цепи ОУ представляются входным $R_{вх\ оу}$ и выходным $R_{вых\ оу}$ сопротивлениями. Обычно эти параметры приводятся для ОУ без цепей ООС. Чаще всего желательно повышать $R_{вх}$ и снижать $R_{вых\ оу}$. Выходную цепь ОУ представляют также такие параметры, как максимальный выходной ток ($I_{вых\ оу} \lesssim 20$ мА) и минимальное сопротивление нагрузки ($R_{мин} \gtrsim 1$ кОм), а иногда и максимальная емкость нагрузки. Входная цепь ОУ может быть представлена входной емкостью, т. е. емкостью между входными выводами и общей шиной.

Среди параметров ОУ следует отметить КООС и коэффициент ослабления влияния нестабильности

сточника питания $K_{ОВНП} = 20 \cdot \lg \Delta E / \Delta U_{см}$. Оба эти параметра в современных ОУ имеют свои значения в пределах 60—120 дБ.

К частотным параметрам ОУ прежде всего относится граничная частота единичного усиления или абсолютная граничная частота f_T (или f_1), т. е. частота сигнала, при которой $K_{v_{оу}} = 1$. Кроме того, иногда используются параметры, представляющие собой скорость нарастания и время установления выходного напряжения. Эти параметры определяются по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе.

Одними из важнейших характеристик ОУ являются его амплитудные (передаточные) характеристики. Они представлены на рис. 3.43 в виде двух зависимостей $U_{вых} = f(U_{вх})$. Одна из этих зависимостей соответствует инвертирующему, а другая — неинвертирующему входам ОУ. Когда на обоих входах ОУ $U_{вх} = 0$, то на выходе будет присутствовать напряжение ошибки $U_{ош}$, определяемое точностными параметрами (на рис. 3.43 $U_{ош}$ не показано ввиду его малости). Наличие $U_{ош}$ иногда может существенно изменять амплитудную характеристику ОУ.

Амплитудную характеристику ОУ несколько условно можно разделить на наклонный и горизонтальный участки. Рабочим участком является наклонный (линейный) участок характеристики, угол наклона которого определяется значением $K_{u_{оу}}$. При изменении $U_{вх}$ для горизонтального участка характеристики выходное напряжение остается постоянным. Это напряжение $U_{вых\ max}$ является максимальным выходным напряжением ОУ. Иногда $U_{вых\ max}$ для инвертированного и неинвертированного сигналов различаются по значению (например, для ОУ К140УД5А). Обычно значения $U_{вых\ max}$ незначительно меньше напряжения питания E .

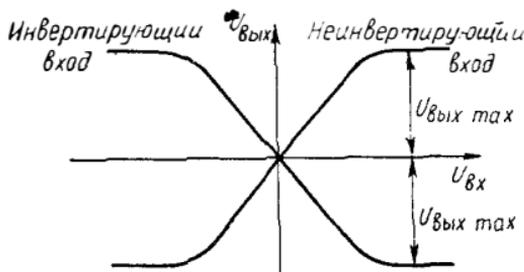


Рис 3 43

Частотные свойства ОУ представляются его АЧХ при построении которой $K_{u_{ou}}$ приводится в а частота откладывается по горизонтальной в логарифмическом масштабе. Такую АЧХ принято называть логарифмической амплитудно-стотной характеристикой (ЛАЧХ). Рассмотрим ЛАЧХ ОУ, которая в общем случае представляется характеристикой обычного УПТ. На рис. 3.44 приведена типовая ЛАЧХ для ОУ К140УД10, с имеет место только в области высоких частот.

Используя (3.16) и (3.10), можно представить модуль $K_{u_{ou}}$ в следующем виде:

$$K_{u_{ou}} = K_{u_{ou0}} / \sqrt{1 + (\omega\tau_b)^2}, \quad (3.45)$$

где τ_b — постоянная времени ОУ, которая при $M_b = 3$ дБ определяет частоту сопряжения (среза) усилителя (см. рис. 3.46): $\omega_b = 1/\tau_b = 2\pi f_b$. Заменив в (3.45) τ_b на $1/\omega_b$, получим выражение (дБ)

$$K_{u_{ou}} = 20 \lg K_{u_{ou0}} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega/\omega_b)^2}. \quad (3.46)$$

Выражение (3.46) представляет собой закон ЛАЧХ. При низких и средних частотах коэффициент усиления ОУ равен $20 \lg K_{u_{ou0}}$, т. е. ЛАЧХ представляет собой прямую линию, параллельную оси частот. С повышением частоты $K_{u_{ou}}$ начнет уменьшаться за счет влияния второго члена в правой части (3.46). С некоторым приближением можно считать, что на высоких частотах спад $K_{u_{ou}}$ происходит со скоростью 20 дБ/дек, т. е. возрастание частоты в 10 раз приводит к уменьшению $K_{u_{ou}}$ на 20 дБ. Действительно, при $\omega \gg \omega_b$ можно упростить подкоренное выражение в правой части (3.46). При этом получим

$$K_{u_{ou}} = 20 \lg K_{u_{ou0}} - 20 \lg \omega/\omega_b. \quad (3.47)$$

Таким образом, ЛАЧХ и ОВЧ представляется прямой линией с наклоном к оси частот 20 дБ/дек. Точка пересечения рассмотренных прямых, представляющих ЛАЧХ ОУ, соответствует частоте сопряжения $\omega_b (f_b)$.

Отметим, что спад $K_{u_{ou}}$ иногда представляется дБ/октава. Октавой называется изменение частоты в 2 раза. Нетрудно получить, что спад 20 дБ/дек соответствует 6 дБ/октава. Такая скорость спада характерна для простых RC-фильтров НЧ и для скорректированных ОУ.

Реальная ЛАЧХ ОУ несколько отличается от вида на рис. 3.44. Это отличие имеет максимальное значение в 3 дБ на частоте f_B (пунктир на рис. 3.44). Однако для удобства анализа ЛАЧХ ОУ обычно аппроксимируют прямолинейными отрезками. Такие графики принято называть *диаграммами Бode*.

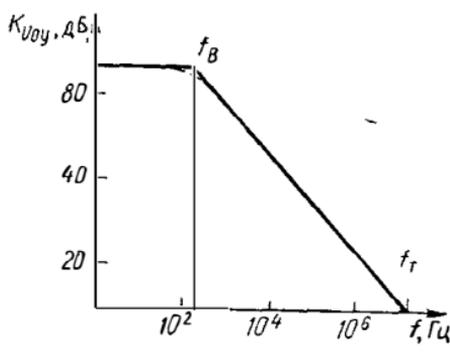


Рис. 3.44

Следует различать ОУ с внутренней и внешней коррекцией. В ОУ с внутренней коррекцией за счет специальных RC-цепей, выполненных в одном полупроводниковом кристалле со всем усилителем, обеспечен спад $K_{u_{ou}} \approx 20$ дБ/дек. Для ОУ с внешней коррекцией необходимый спад $K_{u_{ou}}$ получают за счет подключения внешних RC-цепей к специальным выводам (например, выводы ЧК на рис. 3.42, б).

К ОУ с внутренней коррекцией относятся ИМС К140УД6, К140УД8, К140УД12, К140УД13, К154УД1, К544УД1, К544ДУ2, К574УД1 и др. В таких ОУ для области спада ЛАЧХ можно рассчитать $K_{u_{ou}}$ на заданной частоте f по следующей формуле: $K_{u_{ou}} = f_T / f$. Подставив в эту формулу f_B вместо f , получим максимальное значение $K_{u_{ou0}}$.

Среди усилителей, выполненных на основе ОУ, наиболее часто используются инвертирующий и неинвертирующий варианты. На рис. 3.45 приведена принципиальная схема инвертирующего усилителя на ОУ. Цепи электропитания, частотной коррекции и другие вспомогательные цепи здесь для простоты восприятия не показаны.

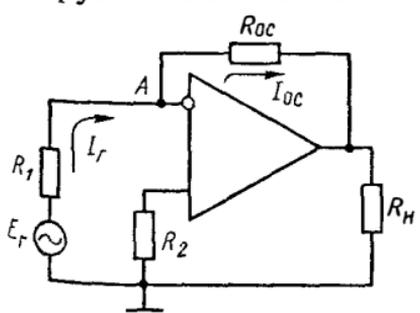


Рис. 3.45

Входной сигнал подан на инвертирующий вход, следовательно, $U_{вых}$ будет находиться в противофазе с входным напряжением. Резистор R_1 соответствует сопротивлению источника сигнала R_T . Неинвертирующий вход

соединен с общей шиной через резистор R_2 . Нетрудно показать, что на рис. 3.45 ОУ охвачен параллельной ООС по напряжению (цепью резистора R_{oc}).

Если положить, что здесь используется идеальный ОУ, то разность напряжений на его входе должна стремиться к нулю. Поскольку неинвертирующий вход соединен с общей шиной, потенциал инвертирующего входа (в точке A) тоже должен быть равен нулю. Точку A принято называть «кажущейся землей» или «точкой виртуального нуля». В результате появляется возможность записать для токов в рассматриваемой схеме на идеальном ОУ: $I_r = I_{oc}$, т. е. $E_r/R_1 = -U_{вых}/R_{oc}$. Отсюда получим выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя по напряжению

$$K_{и\text{ инв}} = U_{вых}/E_r = -R_{oc}/R_1. \quad (3.48)$$

Выражение (3.48) повторяет общую запись для $K_{и\text{ оос}}$ при глубокой параллельной ООС по напряжению (3.32). Знак «-» в (3.48) указывает на инвертирование сигнала. Таким образом, для идеального ОУ $K_{и\text{ инв}}$ определяется отношением внешних резисторов.

Для реального ОУ использование (3.48) приводит к появлению погрешностей в расчете $K_{и\text{ инв}}$. Чем больше в ОУ $K_{и\text{ оу}}$ и $R_{вх\text{ оу}}$, тем меньшую погрешность дает использование этой формулы. Так, при $K_{и\text{ оу}} = 10^3$, $R_{вх\text{ оу}} = 10$ кОм, $R_{oc} = 100$ кОм, $R_1 = 1$ кОм погрешность в определении $K_{и\text{ инв}}$ по (3.48) составит примерно 9%, а при $K_{и\text{ оу}} = 10^5$ остальные параметры те же — менее 0,1%. Обычно допускается использование (3.48) при $10K_{и\text{ инв}} < K_{и\text{ оу}}$ (т. е. при глубине ООС $F > 10$), что справедливо для большинства практических случаев.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ $R_{вх\text{ инв}}$ имеет относительно небольшую величину, что определяется параллельной ООС. Для $R_{вх\text{ инв}}$ можно записать:

$$R_{вх\text{ инв}} = R_1 + (R_{oc}/K_{и\text{ оу}} + 1) \parallel R_{вх\text{ оу}} \approx R_1. \quad (3.49)$$

Из (3.49) следует, что при больших $K_{и\text{ оу}}$ сопротивление $R_{вх\text{ инв}}$ определяется внешним резистором R_1 . Рекомендуется, чтобы $R_1 \lesssim 10$ кОм.

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на реальном ОУ $R_{вых\text{ инв}}$ отличается от нуля, но все же невелико и определяется как небольшим

вых оу, так и глубокой ООС по напряжению. Для
вых инв при $F > 10$ можно записать

$$R_{\text{вых инв}} = R_{\text{вых оу}} / F = R_{\text{вых оу}} K_{u \text{ инв}} / K_{u \text{ оу}}. \quad (3.50)$$

Из (3.50) следует, что выходное сопротивление снижается пропорционально уменьшению $K_{u \text{ инв}}$.

Для реального ОУ на выходе усилителя при $U_{\text{вх}} = 0$ всегда будет присутствовать напряжение ошибки $U_{\text{ош}}$, которое порождается двумя точностными параметрами входного каскада ОУ: $U_{\text{см}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$. С целью снижения $U_{\text{ош}}$ стремятся, чтобы общие эквиваленты резисторов, подключенные ко входам ОУ, были равны. Так, для схемы (рис. 3.45) необходимо, чтобы

$$R_2 = R_1 \parallel R_{\text{ос}}. \quad (3.51)$$

Назначение резистора R_2 — снижение токовой ошибки. При выполнении условия (3.51) и $K_{u \text{ инв}} > 10$ можно записать

$$U_{\text{ош}} \approx U_{\text{см}} K_{u \text{ инв}} + \Delta I_{\text{вх}} R_{\text{ос}}. \quad (3.52)$$

С целью снижения $U_{\text{ош}}$ можно осуществить установку нуля на выходе усилителя с помощью специальной схемы смещения, которая задает на инвертирующий вход ОУ небольшое напряжение, компенсирующее на выходе $U_{\text{ош}}$. Отметим, что этот метод предполагает наличие дополнительных элементов и не гарантирует постоянства нуля на выходе устройства.

Рассмотренный выше инвертирующий усилитель на ОУ является УПТ. В некоторых случаях (в частности, для уменьшения $U_{\text{ош}}$) возникает необходимость в создании усилителей только переменного тока на ОУ. Для этого можно использовать усилитель (рис. 3.45), включив в него разделительный конденсатор (или конденсаторы на входе и выходе). На рис. 3.46 приведена принципиальная схема инвертирующего усилителя переменного тока на ОУ с разделительным конденсатором C во входной цепи. Здесь имеет место дозированная параллельная ООС по переменному напряжению и 100%-ной ООС по постоянному напряжению.

Для расчета основных параметров инвертирующего усилителя переменного тока в области средних частот можно использовать выражения (3.48) — (3.50).

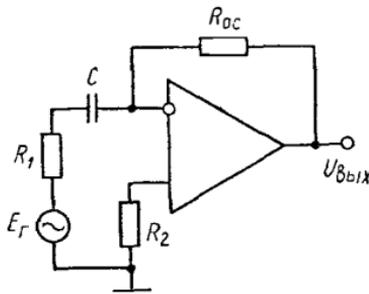


Рис 3.46

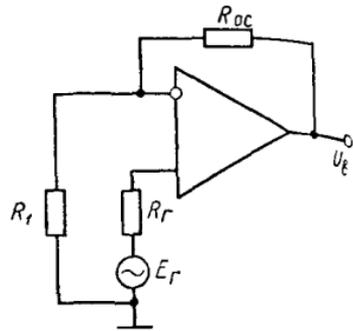


Рис. 3.47

Все основные выводы, справедливые для инвертирующего УПТ на ОУ, справедливы и здесь.

Конденсатор C не позволяет пройти на вход ОУ сигналам постоянного тока (в том числе и паразитным), что приносит рассматриваемому усилителю уже преимущества, характерные для усилителей с разделительными элементами. Постоянная времени в ОНЧ $\tau_n = CR_1$. Подставив τ_n в (3.9), нетрудно определить коэффициент частотных искажений M_n . При использовании разделительного конденсатора и на выходе рассматриваемого усилителя расчет M следует проводить как для входной, так и для выходной цепей, а затем полученные значения сложить (см. § 3.2).

Другой широко распространенный вариант включения ОУ реализуется в виде неинвертирующего усилителя, принципиальная схема которого приведен на рис. 3.47. Входной сигнал здесь поступает на неинвертирующий вход ОУ, а на инвертирующий подается сигнал обратной связи. Нетрудно показать что в инвертирующем усилителе на ОУ имеет место последовательная ООС по напряжению.

Поскольку $U_{вх}$ и сигнал ООС подаются на разные входы ОУ, то для идеального ОУ можно записать $U_{вх} = U_{ввых} R_1 / (R_1 + R_{OC})$, откуда для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя по напряжению получим

$$K_{и\text{ неинв}} = 1 + R_{OC} / R_1. \quad (3.53)$$

Сравнивая (3.53) с (3.48), можно записать: $K_{и\text{ неинв}} = 1 + |K_{и\text{ инв}}|$. Для неинвертирующего усилителя в реальном ОУ (3.53) справедливо при достаточной глубокой ООС (при $F > 10$), что обычно и имеет

есто на практике. Отметим, что обычно значения
ммы $R_{oc} + R_1$ лежат в пределах от 50 кОм до
МОм.

Входное сопротивление неинвертирующего уси-
теля на ОУ $R_{вх неинв}$ всегда имеет большую вели-
чину. Этот факт определяется значительным $R_{вх оу}$
глубокой последовательной ООС. Для $R_{вх неинв}$
формула (3.28) имеет следующий вид:

$$R_{вх неинв} = R_{вх оу} F = R_{вх оу} K_{v оу} / K_{v неинв}; \quad (3.54)$$

Из (3.54) видно, что в неинвертирующем усили-
е входное сопротивление возрастает при умень-
ении $K_{v неинв}$. Обычно $R_{вх неинв}$ составляет единицы
или десятки ГОм.

Поскольку как в неинвертирующем, так и в ин-
ртирующем усилителях на ОУ имеет место ООС
напряжению, то при одинаковой глубине ООС
 $R_{вх неинв} = R_{вх инв}$. Для расчета $R_{вх неинв}$ можно ис-
пользовать формулу (3.50).

Для снижения токовой ошибки в неинвертирую-
ем усилителе следует выполнять условие (3.51),
е следует заменить R_2 на R_r . Однако в реальных
учаях неинвертирующий усилитель часто исполь-
ется при весьма больших $R_r > 1$ МОм. Кроме того,
одной сигнал на неинвертирующем входе (без
вертирования) усиливается ОУ и затем в той же
зе поступает на инвертирующий вход. В результате
обоих входах ОУ появляются синфазные сигналы.
е это приводит к повышению $U_{ош}$ и является
досгатком рассматриваемого усилителя на ОУ.

При увеличении глубины ООС в неинвертирую-
ем усилителе $K_{и неинв}$ будет уменьшаться и при
0%-ной ООС станет равным единице.

Такой усилитель принято
зывать неинвертирующим
вторителем или просто по-
орителем. На рис. 3.48 при-
дена принципиальная схема
вторителя на ОУ. Здесь
0%-ная последовательная
ОС по напряжению создана
пью резистора R_{oc} .

В повторителе реализуется
аксимальное входное и ми-
имальное выходное сопроти-

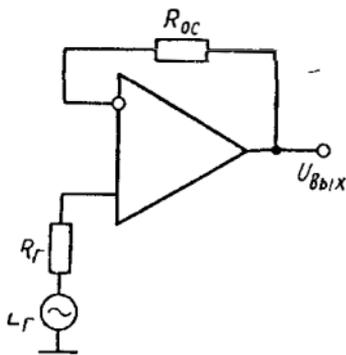


Рис 3 48

вления для используемого типа ОУ. Рассчитать эти параметры можно с помощью (3.54), положив в нем $K_{и\text{ инв}} = 1$, и (3.50) соответственно. Повторитель ОУ, как и любой другой повторитель (эмиттерный или истоковый), используется как согласующий каскад.

Для уменьшения токовой ошибки в повторителе стараются выполнить равенство: $R_r = R_{oc}$. Однако из-за больших R_r это не всегда удается осуществить. При $R_r \gg 1 \text{ МОм}$ резистор R_{oc} перестает выполнять свою компенсирующую роль и его вообще не ставят. В этом случае можно записать: $U_{ош} = U_{см} + I_{вх\text{ ср}} R_r$.

Неинвертирующий усилитель на ОУ может быть выполнен и как усилитель переменного тока. Для этого следует использовать разделительный конденсатор во входной (или выходной) цепи. Отметим, что для получения минимальных искажений в ОНЧ разделительный конденсатор следует включать не в выходную, а во входную цепь усилителя.

Помимо инвертирующего и неинвертирующего усилителей на основе ОУ выполняются и другие варианты усилительных устройств.

Теперь рассмотрим коррекции частотных характеристик. Под коррекцией будем понимать изменение ЛАЧХ и ЛФЧХ для получения от устройств ОУ необходимых свойств и прежде всего обеспечен устойчивой работы. Напомним, что ОУ всегда используются с цепями глубокой ООС. Однако при некоторых условиях ООС может превратиться в ПОС и усилитель потеряет устойчивость. Поскольку обратная связь глубокая, то особенно важно обеспечить фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами, гарантирующий отсутствие возбуждения.

Для обеспечения устойчивой работы устройств на ОУ в нем используются внутренние или внешние цепи коррекции, с помощью которых добиваются общего фазового сдвига при разомкнутой цепи ООС менее 135° на максимальной частоте. При этом автоматически получается, что спад $K_{и\text{ оу}} \approx 20 \text{ дБ/дек}$.

В качестве критерия устойчивости устройств на ОУ удобно использовать критерий Боде, который можно сформулировать следующим образом: «усилитель с цепью обратной связи устойчив, если прямая его коэффициента усиления в дБ пересекает ЛАЧХ на участке со спадом 20 дБ/дек ». Таким образом

цепи частотной коррекции в ОУ должны обеспечивать спад $K_{и\text{ оу}} \approx 20$ дБ/дек в ОВЧ.

При последовательном включении нескольких ОУ иногда цепью общей ООС охватывает два каскада. В этом случае также следует вводить корректирующие цепи, обеспечивающие надлежащий запас устойчивости всего устройства. В справочниках на ОУ без внутренней коррекции иногда приводятся сведения по коррекции частотных характеристик, предлагаются наиболее подходящие схемы и номиналы элементов для конкретного типа ОУ и вида ЛАЧХ.

Глава 4

ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Частотно-избирательные устройства предназначены для выделения, усиления или генерации сигналов на определенных рабочих частотах. Основой любого частотно-избирательного устройства является пассивный фильтр, образованный RC - или LC -цепью (см § 1.3). Именно пассивный фильтр выделяет сигнал заданных частот из всего их спектра, а оставшаяся часть электронного устройства производит аналоговую операцию по усилению или генерации этого сигнала. Кроме того, электронная часть устройства улучшает избирательные свойства самого частотно-задающего пассивного фильтра.

Многообразие частотно-избирательных устройств определяется не только их назначением, но и способом реализации, который во многом зависит от места включения, параметров и функции пассивного фильтра в схеме.

§ 4.1. Резонансные усилители

Резонансные усилители предназначены для усиления сигналов в заданной узкой полосе частот и имеют рабочую частоту свыше десятков кГц. В них применяется частотно-зависимая нагрузка в виде параллельного LC -контура, настроенного на частоту усиливаемого сигнала. К резонансным

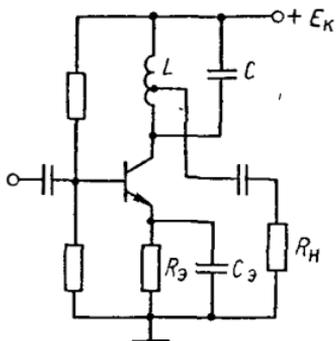


Рис. 4.1

усилителям предъявляются требования возможно большего усиления, высокой избирательности и стабильности, малого уровня шумов, удобства настройки и др.

Транзистор в резонансном усилителе можно включить различным образом, но в большинстве случаев используется схема ОЭ, обеспечивающая максимальное усиление с ми-

нимальным уровнем шумов. Отметим, что на максимально высоких для используемого типа транзистора частотах следует применять в резонансном усилителе схему ОБ. Колебательный контур можно включить в усилитель по автотрансформаторной, трансформаторной, емкостной и другим схемам.

На рис. 4.1 приведена принципиальная схема резонансного усилителя, основная особенность которой состоит в том, что вместо традиционного резистора в цепь коллектора транзистора включен параллельный LC-контур. Сопротивление нагрузки R_n через разделительный конденсатор подключено к промежуточному выводу от индуктивности LC-контура. С помощью R_3 и C_3 обеспечивается в усилителе последовательная ООС по постоянному току, стабилизирующая режим покоя.

Резонансная частота параллельного LC-контура может быть рассчитана как $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Параллельный контур на частоте f_0 имеет очень большое сопротивление R_0 , которое можно определить по следующей формуле:

$$R_0 = (2\pi f_0 L)^2 / r_{\text{пот}}, \quad (4.1)$$

где $r_{\text{пот}}$ — сопротивление потерь.

Для добротности в LC-контуре можно записать:

$$Q = 2\pi f_0 L / r_{\text{пот}} = 2\pi f_0 C R_0. \quad (4.2)$$

Формулы (4.1) и (4.2) справедливы для отдельного LC-контура. При работе резонансного усилителя на показатели контура влияет сопротивление нагрузки и параметры транзистора. На рис. 4.1 приведена эквивалентная схема выходной части ре-

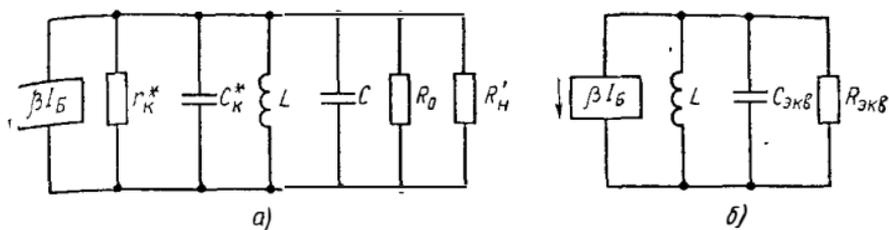


Рис. 4 2

нансного усилителя. Генератор тока βI_B , сопротивление r_K^* и емкость C_K^* представляют здесь выходную часть усилителя (транзистора), а приведенное сопротивление R'_H — цепь нагрузки. Величину R'_H можно рассчитать по (3.38), где в качестве K_T следует использовать отношение количества витков w_H , к которым подключена нагрузка, к общему количеству витков w в катушке индуктивности, т. е. $K_T = w_H/w$. При $w_H = w$ приведенное сопротивление нагрузки равно R_H . Эквивалентную схему (рис. 4.2, а) можно преобразовать к виду, приведенному на рис. 4.2, б: $C_{ЭКВ} = C_K^* + C$ и $R_{ЭКВ} = r_K^* \parallel R_0 \parallel R'_H$. На основании этого можно записать для добротности контура с учетом влияния параметров транзистора и нагрузки:

$$Q_{ЭКВ} = 2\pi f_0 C_{ЭКВ} R_{ЭКВ}. \quad (4.3)$$

Для модуля полного сопротивления, включенного в цепь коллектора, можно записать

$$Z = R_{ЭКВ} / \sqrt{1 + (Q_{ЭКВ} \Delta f / f_0)^2}. \quad (4.4)$$

Из (4.4) следует, что Z уменьшается при отклонении частоты сигнала от резонансной частоты, т. е. с увеличением Δf . Поскольку в усилителях K_u пропорционален сопротивлению нагрузки, то, используя (3.1), (3.4) и (4.4), можно записать

$$K_u = K_{u0} / \sqrt{1 + (Q_{ЭКВ} \Delta f / f_0)^2}. \quad (4.5)$$

Выражение (4.5) описывает АЧХ резонансного усилителя, которая приведена на рис. 4.3. При $M = 3$ дБ из (4.5) нетрудно получить $K_u = K_{u0} / \sqrt{2}$, что позволяет представить $Q_{ЭКВ}$ в виде (1.3). В результате полоса пропускания усилителя представится как

$$\Delta f = f_0 / Q_{ЭКВ}. \quad (4.6)$$

Из (4.6) следует, что при больших $Q_{ЭКВ}$ полоса пропускания становится узкой, а эквивалентную

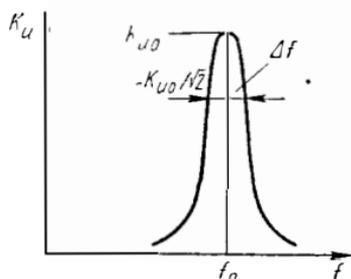


Рис. 4.3

добротность можно делить по АЧХ усилителя (рис. 4.3).

На частотах, отличных от f_0 , колебательный контур является для усилителя комплексной нагрузкой, ввиду чего появляются фазовые сдвиги при прохождении сигнала че

рез устройство. Отметим, что в транзисторе имеется внутренняя обратная связь и в самом усилителе всегда присутствуют паразитные обратные связи. В результате общий фазовый сдвиг между входным и выходным сигналами может достиг критических значений и усилитель самовозбудится (на частотах, близких к f_0). Поэтому в резонансных усилителях часто применяют нейтрализацию осуществляемую ООС на частотах, близких к резонансной. Нейтрализация реализуется с помощью RC -цепей, включенных между входом и выходом усилителя и компенсирующих паразитные фазовые сдвиги, т. е. нейтрализующие действие паразитной ПОС. Усилитель с нейтрализацией можно представить себе как сбалансированный мост, в диагонали которого включены источник сигнала и нагрузка.

В интегральном исполнении резонансный усилитель реализуется лишь частично. Обычно используется усилительная ИМС, к которой подключается навесной LC -контур. Отметим, что иногда подключается лишь одна навесная катушка индуктивности, а небольшая емкость контура содержится в самой ИМС. Для получения микроминиатюрных резонансных устройств широко используются многокаскадные усилители только с одним колебательным контуром, который подключается лишь к одному каскаду.

Как отмечалось выше, резонансные усилители применяются при высоких рабочих частотах (свыше десятков кГц), при более низких их использовании становится нерациональным из-за больших габаритов и массы индуктивностей и емкостей. В этом диапазоне частот для различных сфер использования нашли применение частотно-избирательные устройства, т. е. активные фильтры.

§ 4.2. Активные фильтры

Активные фильтры реализуются на основе усилителей (обычно ОУ) и пассивных RC -фильтров. Преимущества активных фильтров по сравнению с пассивными: отсутствие катушек индуктивностей, получение хорошей избирательности, исключение затухания полезных сигналов или даже их усиление, хорошие массогабаритные показатели и др. Активные фильтры имеют и недостатки: они потребляют энергию от источников питания и не могут быть использованы на частотах свыше десятков МГц (что в основном определяется величинами f_T ОУ). Чем ниже рабочие частоты, тем ярче проявляются преимущества активных фильтров; даже при частотах сигналов в доли Гц они позволяют создавать устройства приемлемых габаритов.

В самом общем случае можно считать, что ОУ в активном фильтре корректирует АЧХ пассивного фильтра за счет обеспечения разных условий для прохождения различных частот, компенсирует потери на заданных частотах, что приводит к получению более крутых спадов $U_{\text{вых}}$ на склонах АЧХ. Для этого часто используются разнообразные частотно-избирательные обратные связи с ОУ. В активных фильтрах обеспечивается получение АЧХ всех разновидностей фильтров.

Создание активного фильтра начинается с выбора вида АЧХ, отвечающего предъявленным к нему требованиям. При этом обязательно следует знать порядок фильтра, который указывает на скорость спада АЧХ. Так, если для фильтра первого порядка скорость спада АЧХ составляет 20 дБ/дек, то для второго — 40 дБ/дек, для третьего — 60 дБ/дек и т. д. На каждый порядок фильтра в реальной схеме активного фильтра обычно приходится один конденсатор. При практической реализации активных фильтров следует помнить, что возрастание порядка фильтра приближает его АЧХ к идеальной, но при этом затрудняется настройка фильтра и ухудшается стабильность его параметров. Максимальная добротность активного фильтра на низких частотах не превышает 100.

Широко применяются активные фильтры на основе источника напряжения, управляемого напряжением

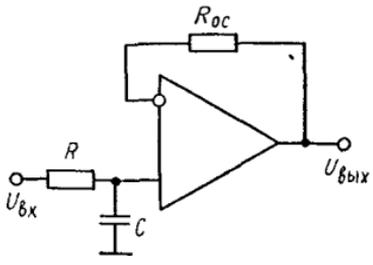


Рис 4.4

(ИНУН). На рис. 4.4 приведена принципиальная схема простейшего активного ФНЧ на ИНУН первого порядка. Такой активный фильтр состоит из пассивного RC-фильтра и изолирующего (буферного) каскада на ОУ с большим входным и малым выходным

сопротивлениями. В полосе пропускания коэффициент передачи фильтра $K_{u0} = 1$, а спад его составляет 20 дБ/дек (как в однозвенной RC-цепи). Преимущество фильтра на ИНУН состоит в отсутствии влияния нагрузки на его АЧХ, что обеспечивает постоянство параметров фильтра при изменении R_n .

В активных фильтрах более высоких порядков ИНУН (ОУ) охватывается частотно-избирательной ПОС. На рис. 4.5 приведены принципиальные схемы активных ФНЧ (а) и ФВЧ (б) второго порядка на ИНУН. Рассмотрим работу активного ФНЧ. При сигналах, частота которых находится в полосе пропускания фильтра, $K_{u0} = (R_{oc}/R_3) + 1$ и $U_{вых}$ имеет максимальное значение, поскольку сопротивления емкостей велики и они не оказывают влияния на работу ФНЧ. При сигналах, частоты которых соответствуют участку спада $U_{вых}$ (см. рис. 1.5, б), частотного сигнала шунтируется уменьшенным сопротивлением конденсатора C_1 (как в фильтре первого порядка). Однако сопротивление конденсатора C_2 тоже уменьшается (при увеличении f), следовательно обнаруживается действие ПОС на этих частотах, что увеличивает K_u фильтра. При очень больших f сигналы не проходят на выход ОУ, полностью шунтируясь минимальным сопротивлением конде

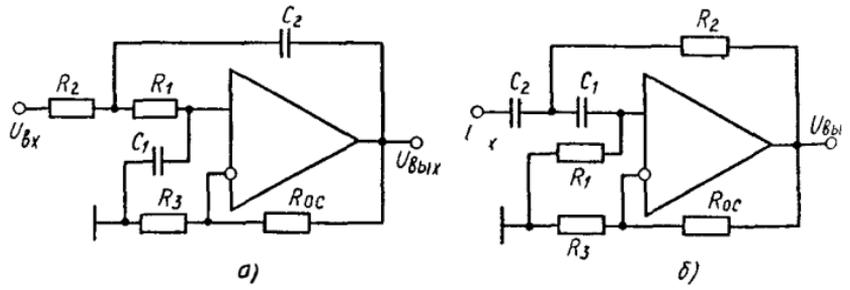


Рис. 4.5

сатора C_1 . Таким образом формируется АЧХ с более крутым спадом $U_{\text{вых}}$.

В обоих активных фильтрах (рис. 4.5) используются по две RC -цепи, поэтому спад АЧХ в них составляет порядка 40 дБ/дек. Участок спада в них формируется под действием ПОС, которая осуществляется через конденсатор C_2 для ФНЧ и через резистор R_2 для ФВЧ соответственно. При построении таких фильтров обычно задаются $C_1 = C_2$ и $R_1 = R_2$, что позволяет легко рассчитать и реализовать устройство. Для этого случая частота среза активного фильтра определяется по (1.2), где вместо f_0 следует записать f_n или f_v . Коэффициент передачи такого фильтра $K_u < 3$, причем его повышение приводит к получению более крутого спада АЧХ (за счет большей глубины ПОС). Однако при K_u , близком к 3, наблюдается появление неравномерностей в полосе пропускания АЧХ. Если необходимо получить $K_u > 3$, то сопротивления резисторов нельзя брать равными друг другу. С повышением K_u увеличивается различие между номиналами R_1 и R_2 , а также ухудшается устойчивость работы фильтра (за счет ПОС).

Для получения активных фильтров более высоких порядков следует использовать последовательное включение нескольких фильтров первого и второго порядков. Так, последовательное (каскадное) включение фильтров первого и второго порядков дает фильтр третьего порядка, последовательное включение двух фильтров второго порядка — фильтр четвертого, последовательное включение трех фильтров второго порядка — фильтр шестого и т. д. Увеличивая число соединенных фильтров, можно получить фильтр любого нужного порядка.

Помимо ФНЧ и ФВЧ на ИНУН могут быть выполнены полосозаграждающие и полосопропускающие активные фильтры. На рис. 4.6 приведена принципиальная схема полосопропускающего активного фильтра с мостом Вина. Здесь мост Вина, состоящий из резисторов R_1 , R_2 , и конденсаторов

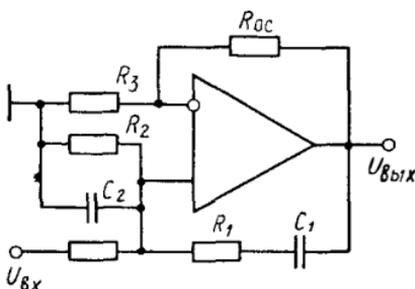


Рис. 4.6

C_1, C_2 , включен в цепь ПОС ОУ. При частоте сигнала, равной f_0 , по цепи ПОС поступает на вход ОУ максимальное напряжение обратной связи. Следовательно, на этой частоте имеет место максимальное $U_{\text{вых}}$. При отклонении частоты сигнала от f_0 напряжение ПОС будет уменьшаться (см. рис. 1.10, б). В результате $U_{\text{вых}}$ активного фильтра становится меньше и формируется АЧХ (см. рис. 4.3).

Для успешного функционирования рассматриваемого фильтра необходимо, чтобы глубина ООС была больше глубины ПОС. Поскольку для моста Вина на частоте квазирезонанса $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = 1/3$, то нужно обеспечить $K_u < 3$. В противном случае активный фильтр перейдет в режим автогенерации. Таким образом, серьезным недостатком полосопропускающего активного фильтра с мостом Вина является возможность самовозбуждения, что вообще свойственно устройствам с ПОС.

Лучшие результаты при умеренных добротностях получаются в активных фильтрах с многопетлевой ООС на ОУ. На рис. 4.7 приведена принципиальная схема ФНЧ третьего порядка с многопетлевой ООС. При частоте сигнала, соответствующей участку спада АЧХ, и более высоких частотах одновременно действуют две цепи ООС: через резистор R_{oc} и через конденсатор C_{oc} . Если из устройства (рис. 4.7) убрать фильтр первого порядка, состоящий из R_1 и C_1 , то получится ФНЧ второго порядка. Коэффициент усиления такого фильтра в полосе пропускания определяется из (3.48), где для фильтра третьего порядка вместо R_1 следует подставить $(R_1 + R_2)$. При $R_1 = R_2 = R_3 = R_{oc}$ $K_u = 0,5$.

Применяя последовательное включение рассмотренного ФНЧ и аналогичного ФВЧ, можно реа-

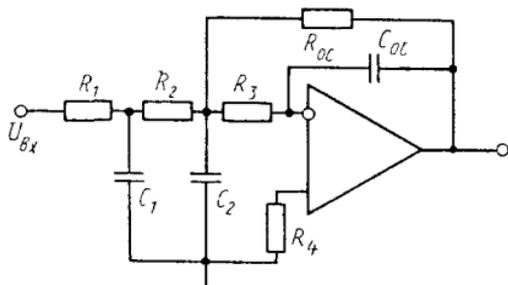


Рис 4.7

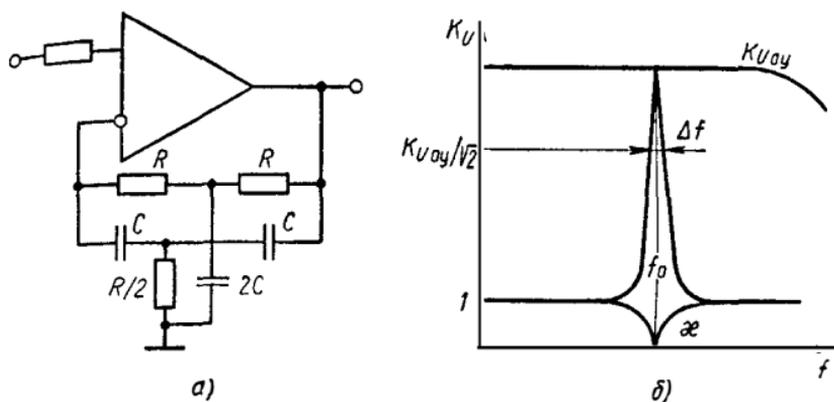


Рис. 48

дизовать полосопропускающий активный фильтр. Скорость спада $U_{\text{вых}}$ такого фильтра определяется порядком выбранных ФНЧ и ФВЧ, а f_0 — частотами среза. Полосопропускающий активный фильтр с многопетлевой ООС получается и с помощью двойного Т-образного моста и ОУ. На рис. 4.8 приведена принципиальная схема (а) и АЧХ (б) такого фильтра.

В рассматриваемом здесь активном фильтре цепь Т-образного моста образует частотно-избирательную последовательную ООС по напряжению. На частоте f_0 коэффициент обратной связи $x=0$, а при частотах сигнала, отличных от f_0 , $x \approx 1$ (см. рис. 4.8, б). Верхняя кривая на рис. 4.8, б представляет АЧХ ОУ без обратной связи. Из (3.25) следует, что при $x=1$ для активного фильтра $K_u \approx 1$. По мере приближения частоты сигнала к f_0 коэффициент передачи двойного Т-образного моста уменьшается, что вызывает снижение ООС, т. е. x , а следовательно, повышение K_u фильтра. На частоте f_0 ООС будет отсутствовать и $K_u = K_{u \text{ оу}}$.

В полосопропускающем фильтре с Т-образным мостом используется только ООС, что стабилизирует его работу и улучшает эксплуатационные свойства. Такой активный фильтр находит широкое применение. Из-за большого коэффициента усиления его часто называют частотно-избирательным усилителем. Частота квазирезонанса в нем $f_0 = 1/2\pi RC$, а эквивалентная добротность $Q_{\text{экр}} = K_{u \text{ оу}}/4$.

Помимо рассмотренных выше фильтров существует и используется достаточно большое количество и других активных частотно-избирательных устройств, некоторые из которых обладают определенной универсальностью.

Следует упомянуть о существовании синхронных фильтров с коммутируемыми емкостями, обладающими высокими добротностями, и о гираторах. *Гиратором* называется электронное устройство, преобразующее полное сопротивление реактивных элементов. Обычно это преобразователь емкости в индуктивность, т. е. эквивалент индуктивности. Применение гираторов в ИМС объясняется большими трудностями изготовления катушек индуктивности с помощью полупроводниковой технологии.

§ 4.3. Генераторы синусоидальных колебаний

Среди генераторных устройств следует различать генераторы синусоидальных (гармоничных) колебаний, прямоугольных колебаний или сигналов прямоугольной формы (генераторы импульсов) и колебаний специальных форм (например, генераторы линейно изменяющегося напряжения). *Генератором* называется автоколебательная структура, в которой энергия источников питания преобразуется в энергию электрических автоколебаний. Генераторы синусоидальных колебаний обеспечивают образование на выходе устройства переменного тока (напряжения) заданной частоты. В них часто используются колебательные *LC*-контуры (обычно параллельные).

Представим себе параллельный *LC*-контур. Если зарядить емкость такого контура до определенного напряжения, то в нем будет запасена соответствующая энергия ϵ . Теперь замкнем этот заряженный конденсатор на индуктивность. В результате будет происходить колебательный обмен энергией между конденсатором и катушкой индуктивности. Период этих колебаний можно определить как

$$T = 1/f = 2\pi \sqrt{LC}. \quad (4.7)$$

Через четверть периода вся энергия ϵ уже будет сосредоточена в магнитном поле катушки индуктивности, а конденсатор полностью разрядится. После этого конденсатор начнет перезаряжаться за счет энергии магнитного поля, которая в момент времени $T/2$ вернется на конденсатор в виде ϵ , но полярность напряжения обкладок конденсатора изменится на противоположное. В момент времени T конденсато-

снова полностью зарядится, и колебательный процесс будет продолжаться. Поскольку в реальном контуре всегда имеют место потери, эти колебания будут затухать. Для предотвращения затухания нужно периодически подавать в контур дополнительную энергию. Обычно пополнение энергии осуществляется от источника питания с помощью усилительного каскада.

Генераторы синусоидальных колебаний обычно содержат усилительный каскад, охваченный частотно-избирательной ПОС, которая обеспечивает устойчивый режим самовозбуждения на заданной частоте. На рис. 4.9 приведена структурная схема генератора

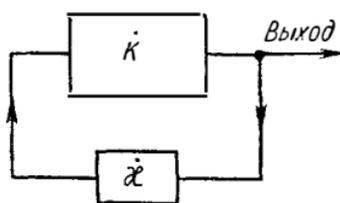


Рис 4 9

синусоидальных колебаний, где \dot{K} и $\dot{\alpha}$ обозначены в виде комплексных величин, в чем учитывается их зависимость от частоты. В дальнейшем это будем иметь в виду, но запись для этих параметров будем производить в обычном виде.

Для работы электронного устройства в режиме автогенерации необходимо выполнение двух условий. Эти условия можно записать в следующем виде:

$$K\alpha \geq 1, \quad (4.8a)$$

$$\varphi_{\text{вос}} = \varphi^0 + \varphi_{\text{ос}}^0 = 2n\pi, \quad (4.8б)$$

где φ^0 , $\varphi_{\text{ос}}^0$ — фазовые сдвиги, вносимые усилителем и цепью обратной связи соответственно; n — целое число.

Для получения на выходе генератора синусоидального напряжения необходимо, чтобы соотношения (4.8) выполнялись лишь на одной частоте.

Соотношение (4.8a) принято называть *балансом амплитуд*. Амплитуда сигнала на выходе устройства оказывается в K раз больше, чем на входе. Но она ослабляется в α раз цепью обратной связи. Для возникновения генерации необходимо, чтобы

сигнал, поступающий на вход по цепи обратной связи, был больше начального сигнала на входе устройства, т. е. $K > 1/\kappa$. Это условие позволяет первоначальным изменениям токов и напряжений (появившимся при подключении устройства к источнику питания) осуществить необходимое нарастание. Условие $K\kappa = 1$ определяет установившийся режим генерации, в котором сигналы на выходе и входе генератора равны своим установившимся значениям, т. е. коэффициент усиления компенсируется коэффициентом обратной связи.

Соотношение (4.86) принято называть *балансом фаз*. Возникший на входе сигнал (при подключении источника питания) после прохождения усилителя и цепи обратной связи должен возвратиться на вход устройства без изменения своей фазы, т. е. суммарный фазовый сдвиг должен быть равен $0, 2\pi, 4\pi$ и т. д. В результате происходит увеличение этого сигнала за счет сложения тока (или напряжения) с возвратившимся по цепи ПОС сигналом. Соотношение (4.86) обязывает обеспечить в генераторе устойчивую ПОС.

Генераторы синусоидальных колебаний принято различать по типу используемых частотно-избирательных элементов. Так, можно выделить *LC*-, *RC*- и кварцевые (акустоэлектронные) генераторы.

§ 4.4. Генераторы *LC*-типа (*LC*-генераторы)

В *LC*-генераторах в качестве частотно-избирательных (частотно-задающих) элементов используются катушки индуктивности и конденсаторы. Обычно на основе катушек индуктивности и конденсаторов формируются параллельные или последовательные колебательные контуры, которые настраиваются на заданную рабочую частоту f_0 . В *LC*-генераторах f_0 обычно превышает значение 40 кГц.

На рис. 4.10 приведена принципиальная схема одного из вариантов *LC*-генератора. Основой такого устройства является резонансный усилитель (см. рис. 4.1), в котором с помощью трансформатора Tr создана ПОС. Условия генерации (4.8) здесь обеспечиваются для резонансной частоты контура f_0 . При подключении источника питания E_x в цепях усилительного каскада образуются приращения токов

и напряжений. В результате в LC -контуре возникают синусоидальные колебания с частотой f_0 , которые поддерживаются с помощью ПОС в устройстве.

Если частота колебаний отклонится от значения f_0 , то сопротивление контура перестанет быть активным и приобретет реактивный (индуктивный или емкостный) характер, что вносит дополнительный фазовый сдвиг, и условие (4.8 б) перестает выполняться. Кроме того, отклонение частоты от резонансной приводит к снижению K_u (см. рис. 4.3), что может нарушить выполнение условия (4.8 а). Таким образом, генерация автоколебаний в устройстве (рис. 4.10) осуществляется на частоте f_0 (или очень близкой к ней).

Усилительный каскад ОЭ в рассматриваемом генераторе инвертирует сигнал, поэтому для выполнения баланса фаз трансформатор Tr должен осуществить поворот фазы сигнала на 180° . Если обмотки трансформатора имеют одно направление намотки, то необходимо вторичную обмотку включить встречно по отношению к первичной (см. рис. 4.10). Точки около выводов обмоток Tr указывают на синфазность напряжения на них. Обычно первичная обмотка Tr , являющаяся индуктивностью контура, состоит из большего числа витков, чем вторичная.

Выполнить LC -генератор можно и без использования трансформаторной связи. В этих случаях цепь обратной связи подключается непосредственно к колебательному контуру, который состоит из нескольких секций индуктивности (или емкости). В генераторах такого типа LC -контур соединяется с усилительным каскадом в трех местах (тремя точками), поэтому их называют трехточечными. На рис. 4.11 приведена принципиальная схема генератора

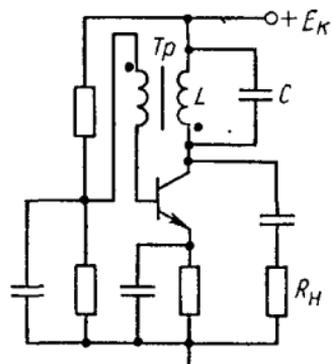


Рис. 4.10

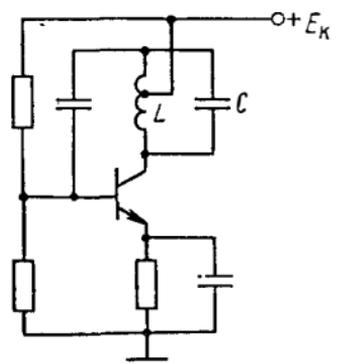


Рис. 4.11

с индуктивной трехточечной связью. Здесь LC -контур образован секционированной индуктивностью L и емкостью параллельно включенного конденсатора C . Сигнал ПОС образуется на верхней секции L . Напряжение на выводах L относительно шины E_+ находится в противофазе. Амплитуда напряжения обратной связи устанавливается положением средней точки в катушке индуктивности. Из всех конденсаторов, используемых в рассматриваемом устройстве, минимальной емкостью должен обладать конденсатор C .

При реализации генератора с емкостной трехточечной связью в контур параллельно катушке индуктивности включаются последовательно два конденсатора. Цепь обратной связи в этом случае подключается к общей точке этих конденсаторов (емкостный делитель).

Помимо рассмотренных выше генераторов существует достаточно много и других LC -генераторов с эмиттерной связью, с двухтактной схемой и др. Выполняются LC -генераторы и на основе ОУ. Принципиальная схема одного из таких генераторов

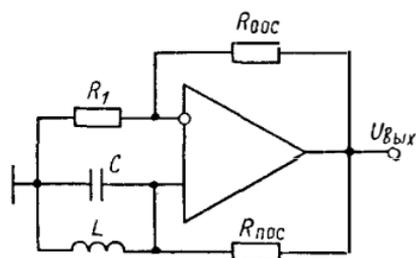


Рис 4.12

приведена на рис. 4.12. Электронная часть генератора представлена здесь неинвертирующим усилителем. Поскольку неинвертирующий усилитель на ОУ имеет малое выходное сопротивление LC -контур следует подключать к выходу через резистор $R_{пос}$.

На частоте резонанса параллельный контур имеет очень большое сопротивление и не шунтирует вход ОУ. При этом глубина ПОС становится больше глубины ООС и в устройстве выполняются условия возникновения генерации (4.8). При отклонении частоты от резонанса сопротивление контура уменьшается и приобретает реактивный характер, что приводит к уменьшению коэффициента усиления (за счет снижения глубины ПОС, которая становится меньше глубины ООС) и появления дополнительных фазовых сдвигов. Таким образом, генерация колебаний в устройстве (рис. 4.12) возможна лишь на частотах, весьма близких

Отметим, что определенные отклонения частоты генерации могут происходить за счет изменения режимов работы и параметров элементов схемы, в частности под действием температуры. Нестабильность частоты генерации обратно пропорциональна добротности контура. Поэтому в качестве высокостабильных генераторов используются устройства с частотно-избирательными элементами высокой добротности, которой обладает кварцевый резонатор.

§ 4.5. Кварцевые генераторы

Обеспечить высокую стабильность частоты генерации можно при включении кварцевого резонатора в цепь обратной связи обычного LC -генератора. Для лучшей стабильности желательно использовать частоту последовательного резонанса кварца. При этом важно, чтобы общее сопротивление цепи обратной связи было значительно меньше собственного R кварцевого резонатора (см. рис. 2.29). Это условие выполняется в генераторе, принципиальная схема которого приведена на рис. 4.13.

Для генерации колебаний необходимо настроить LC -контур на резонансную частоту кварцевого резонатора f_0 . В этом случае полное сопротивление LC -контура велико, что позволяет получить в каскаде большое K_u , а сопротивление кварцевого резонатора K_v мало, что обеспечивает глубокую ПОС между коллектором и базой транзистора. Частоту LC -контура можно выбирать гораздо больше резонансной частоты K_v . При этом резонатор возбуждается на соответствующей высшей гармонике. В серийных кварцевых резонаторах $f_0 = 10$ кГц — 10 МГц, но некоторые из них могут возбуждаться на частотах до 250 МГц. Таким образом, работа на высших гармониках целесообразна для получения генерации на частотах свыше 10 МГц.

Отметим, что нагрузка в рассматриваемом генераторе может подключаться к коллектору транзистора. Для уменьшения ее влияния на режим работы кварцевого генератора иногда используется дополнительный согласующий каскад.

Если возбуждать кварцевый резонатор на основной частоте f_0 , то можно построить генератор и без

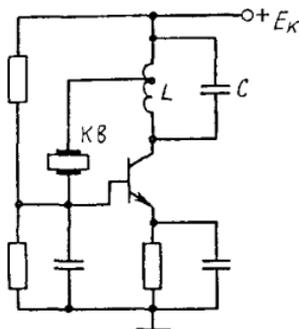


Рис 4.13

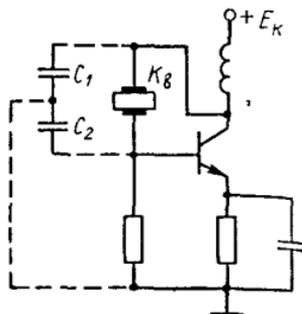


Рис. 4.14

использования LC -контура. На рис. 4.14 приведена принципиальная схема одного из вариантов такого кварцевого генератора. Частота генерации здесь определяется значением f_0 . На частотах ниже 2 МГц к Кв желательно подключить емкостный делитель напряжения, состоящий из конденсаторов C_1 и C_2 (цепь обозначена пунктиром на рис. 4.14), который способствует выполнению баланса фаз на частоте генерации. Отметим, что в генераторе (рис. 4.14) индуктивность L иногда может быть заменена резистором или параллельной цепью из резистора и конденсатора.

Если стабильность кварцевого генератора все же оказывается недостаточной для некоторых специальных случаев, то следует применить термостатирование кварцевого резонатора. Если даже получена хорошая температурная стабильность, остаются еще серьезные причины, которые могут изменить частоту генерации: временные нестабильности, старение, удары, вибрации и т. д. В тех случаях, когда стабильность термостатированных резонаторов не удовлетворяет предъявленным требованиям, можно рекомендовать лишь применять атомные стандартные частоты.

Помимо кварцевых резонаторов находят применение и другие элементы акустоэлектроники в генераторах специального назначения. Для генерации сигналов низких частот можно использовать акусто-электронные элементы, работающие на изгибных колебаниях, а также RC -цепи. Самое широкое распространение в современной электронике получили низкочастотные синусоидальные RC -генераторы.

§ 4.6. Генераторы *RC*-типа (*RC*-генераторы)

В *RC*-генераторах в качестве частотно-избирательных цепей используются цепи обратной связи, состоящие из конденсаторов и резисторов. В генераторах могут использоваться усилительные каскады, инвертирующие и не инвертирующие сигнал. В первом случае *RC*-цепь обратной связи должна обеспечивать дополнительный фазовый сдвиг на 180° , а во втором — ее фазовый сдвиг должен быть равен нулю. Значительное количество возможных *RC*-генераторов определяется большими схемотехническими возможностями *RC*-цепей.

На рис. 4.15 приведена принципиальная схема *RC*-генератора на инвертирующем усилительном каскаде. В цепи ПОС здесь использован трехзвенный ФВЧ, сдвигающий фазу сигнала на 180° . АЧХ и ФЧХ для одного Г-образного *RC*-звена приведены на рис. 1.7. Поскольку максимальный фазовый сдвиг, вносимый одним таким звеном на частоте, близкой к нулю, стремится к 90° , для получения сдвига в 180° *RC*-цепь должна содержать не менее трех последовательно включенных звеньев. В этом случае каждое звено на частоте генерации f_0 обеспечивает сдвиг в 60° , при этом еще сохраняется приемлемый коэффициент передачи всего ФВЧ. Для четырехзвенного фильтра (который тоже иногда используется в *RC*-генераторах) фазовый сдвиг на частоте f_0 для одного звена составляет 45° . Четырехзвенные ФВЧ обладают меньшим затуханием сигнала на частоте генерации и для выполнения генератора требуют использования усилителя с меньшим коэффициентом усиления.

Обычно в *RC*-генераторах $R_1 = R_2 = R_3$ и $C_1 = C_2 = C_3$. При этом частота может быть определена как $f_0 = 1/2\pi RC \sqrt{6}$ для генератора с трехзвенной

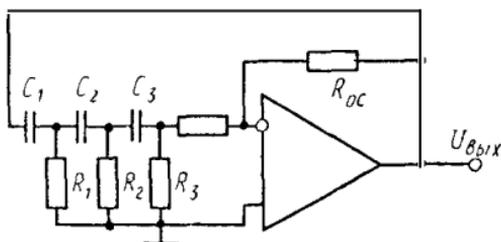


Рис 4.15

цепью и $f_0 = 1/2\pi RC\sqrt{10/7}$ — с четырехзвенной цепью ПОС. Сравнение этих формул показывает, что в генераторе с четырехзвенным RC -фильтром f_0 вы-

На частоте f_0 коэффициент обратной связи для трехзвенной RC -цепи равен $1/29$, а для четырехзвенной — $1/18,4$. Следовательно, возбуждение генератора будет происходить, если в устройстве $K_u \geq 29$ в случае трехзвенного и $K_u \geq 18,4$ в случае четырехзвенного ФВЧ.

Регулировка K_u в усилителе на ОУ осуществляется за счет изменения глубины ООС (обычно с помощью R_{oc}). Кроме того, глубокая ООС в рассматриваемом RC -генераторе применяется для улучшения формы синусоидальных колебаний и снижения влияния элементов схемы на работу устройства.

Снижение затухания в цепях ПОС и улучшение других параметров генераторов можно достичь за счет использования так называемых прогрессивных цепочек. В каких цепочках используются резисторы, номиналы которых для каждого последующего звена берутся в n раз больше, чем в предыдущем звене, и конденсаторы, номиналы которых, наоборот, уменьшаются для каждого последующего звена в n раз. Так, при $n=5$ в трехзвенной цепи $\alpha \approx 1/11$.

Необходимо отметить, что в RC -генераторах в цепи ПОС могут быть использованы не только ФВЧ, но и ФНЧ. Однако в этом случае для получения заданной f_0 требуется применить R и C больших номиналов со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Если неинвертирующий усилитель охватить ПОС, то он будет генерировать колебания и без использования фазовращающих RC -цепей. Однако условия (4.8) в таком генераторе будут выполняться для целого спектра частот, что приведет к появлению колебаний несинусоидальной формы. Для осуществления генерации только синусоидальных электрических колебаний в устройстве должна быть использована цепь ПОС, обеспечивающая условие баланса фаз только для одной частоты f_0 . В такой RC -цепи на частоте f_0 фазовый сдвиг должен быть равен нулю. Этим свойством обладает мост Вина (см. рис. 1.10), который широко применяется в RC -генераторах:

На рис. 4.16 приведена принципиальная схема RC-генератора на неинвертирующем усилительном каскаде мостом Вина в цепи ПОС. Поскольку на частоте f_0 коэффициент передачи моста Вина равен $1/3$, то $\kappa = 1/3$, возбуждение генератора имеет место при $K_u > 3$. Из 56) следует, что это соответствует $R_{oc}/R > 2$.

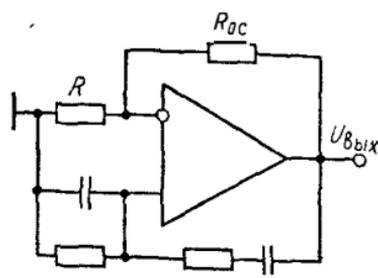


Рис. 4.16

В общем случае частота генерации будет зависеть и от параметров усилителя. Однако применение ОУ с глубокой ООС практически устраняет этот фактор. В результате температурная нестабильность f RC-генератора на ОУ определяется только нестабильностью RC-цепей и имеет весьма малые значения.

Глава 5

ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИЕ И ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Главным элементом импульсных устройств радиотехники, автоматики и вычислительной техники являются электронные ключи. Электронный ключ (аналог металлического контакта) — активный элемент (транзистор, тиристор, электровакуумная лампа), включенный в цепь нагрузки и осуществляющий ее коммутацию, т. е. замыкание или размыкание, при воздействии внешнего управляющего сигнала. Ключ может находиться в двух стационарных состояниях: замкнутым и разомкнутым. Время перехода ключа из одного состояния в другое определяется инерционностью переходных процессов, протекающих в ключе при изменении его состояния. Переход ключа из разомкнутого состояния в замкнутое характеризуется его временем включения, а из замкнутого в разомкнутое — временем выключения.

Дискретность выходного сигнала ключа позволяет использовать ключ не только как коммутатор цепи нагрузки, но и в качестве основного элемента логических схем, реализующих функции булевой алгебры.

В настоящее время цифровая техника располагает широкой номенклатурой ИМС дискретного действия, выполненных на основе транзисторных ключей.

§ 5.1. Ключи на биполярных транзисторах

Простейшая схема ключа на биполярном транзисторе представлена на рис. 5.1, а. Нагрузочный резистор R_H включен в коллекторную цепь транзистора с заземленным (общим) эмиттером. Входной управляющий сигнал поступает на базу транзистора в виде чередующихся уровней напряжения E_1 и E_2 , обеспечивающих разомкнутое или замкнутое состояние ключа (рис. 5.1, б)

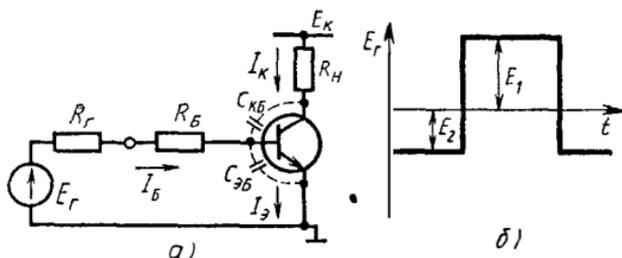


Рис. 5.1

Если на базу транзистора (рис. 5.1, а) подать отрицательное напряжение, то ключ разомкнут. В этом случае транзистор работает в области отсечки коллекторного тока, когда эмиттерный и коллекторный переходы закрыты, т. е. к ним приложены обратные напряжения. Внешние токи транзистора в режиме отсечки

$$I_E \approx 0, I_C = I_{к60}, I_B = -I_{к60}, \quad (5.1)$$

где знак «-» показывает, что базовый ток протекает в направлении, обратном направлению базового тока, определенного при работе транзистора в активной области. Таким образом, напряжение на коллекторе транзистора

$$U_K = E_K - I_{к60} R_H \approx E_K, \quad (5.2)$$

что соответствует отключению нагрузки от цепи источника питания (ключ разомкнут).

Для ограничения тока базы открытого транзистора обычно включается резистор R_B . При подаче отрицательного напряжения $E_r = -E_2$ от источника с внутренним сопротивлением R_r (рис. 5.2) напряжение на базе транзистора равно

$$U_6 = U_{63} = -E_2 + I_{к60}(R_r + R_6). \quad (5.3)$$

При работе ключа в области высоких температур резко возрастает значение $I_{к60}$, особенно для германиевых транзисторов. Поэтому необходимо учитывать следующее условие нормальной работы транзистора в режиме отсечки:

$$-E_2 + I_{к60}(R_r + R_6) \leq U_{пор}, \quad (5.4)$$

где $U_{пор}$ — положительное напряжение U_{63} на переходе база — эмиттер транзистора, при котором транзистор переходит из режима отсечки в активный режим работы и считается открытым.

Для кремниевых транзисторов, выполненных по интегральной технологии, $U_{пор} = 0,5 \div 0,6$ В. Для германиевых принимают $U_{пор} \approx 0$.

Если положить $E_2 = 0$, $R_r = 0$ (база транзистора через резистор R_6 подключена к эмиттеру), то условие (5.4) можно записать как

$$I_{к60} R_6 \leq U_{пор}. \quad (5.5)$$

Для кремниевого транзистора типа КТ630А ток $I_{к60} = 1$ мкА при температуре 70°C . Тогда, полагая $U_{пор} = 0,5$ В получим при $E_r = -E_2 = 0$ $R_{6\max} = 0,5$ МОм.

Для германиевых транзисторов условие (5.5) при $E_r = 0$ не выполняется при любых значениях R_6 , так как $U_{пор} \approx 0$ и для обеспечения нормальной работы германиевого транзистора в режиме отсечки на его базу необходимо подать отрицательное напряжение:

$$|E_2| > I_{к60\max}(R_r + R_6).$$

При подаче на базу положительного напряжения $E_r = E_1$ (рис. 5.3) транзистор работает в активном режиме или в режиме насыщения (ключ замкнут).

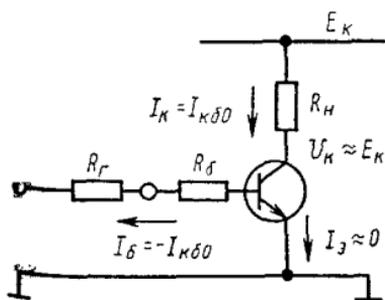


Рис. 5.2

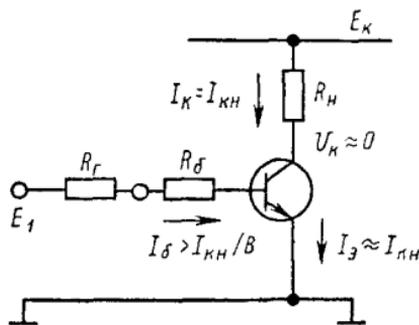


Рис. 5.3

Активный режим работы транзистора в схеме ключа нежелателен, так как ток нагрузки определяется не только нагрузкой R_H и напряжением источника питания E_K , но и падением напряжения $U_{кз}$ на транзисторе

$$I_H = I_K = (E_K - U_{кз}) / R_H,$$

т. е. зависит от свойств транзистора (разброса параметров и их температурной зависимости). Кроме того, в активном режиме на транзисторе рассеивается дополнительная мощность $P_K = I_K U_{кз}$, снижающая КПД схемы.

В режиме насыщения оба перехода транзистора — коллекторный и эмиттерный — открыты и к ним приложено прямое напряжение. Остаточное напряжение $U_{кэн}$, являющееся параметром насыщенного ключа, представляет собой разность напряжений $U_{эб}$ и $U_{кб}$ и определяется выражением

$$U_{кэн} \approx \varphi_T / B_I, \quad (5.6)$$

где B_I — инверсный коэффициент усиления по току в схеме включения с общим эмиттером.

Для кремниевых транзисторов, выполненных по интегральной технологии, можно принять $B_I = 0,1$. Учитывая, что $\varphi_T = 0,025$ В, получим $U_{кэн} \approx 0,25$ В.

Ток через нагрузку насыщенного ключа является максимальным коллекторным током транзистора и при $U_{кэн} \ll E_K$ определяется только элементами цепи нагрузки и питания:

$$I_{кн} = I_{к \max} = \frac{E_K - U_{кэн}}{R_H} \approx \frac{E_K}{R_H},$$

т. е. не зависит от свойств транзистора. На транзисторе рассеивается мощность $P_{кн} = I_{к \max} U_{кэн} \ll P_H$, где P_H — мощность, выделяемая в нагрузке R_H .

Ток $I_{к \max}$ характеризует работу транзистора в режиме насыщения и называется током насыщения $I_{кн}$. Для обеспечения тока $I_{кн}$ через базу транзистора должен протекать ток, равный

$$I_{бн} = I_{кн} / B. \quad (5.7)$$

При токе $I_{бн}$ транзистор работает на границе режима насыщения и активного режима. Если $I_{б} > I_{бн}$ то в базе транзистора вблизи коллектора происходит накопление неосновных носителей заряда, так как

коллекторный ток не может быть больше $I_{кн}$, т. е. равен току насыщения при любых значениях $I_б > I_{бн}$.

Таким образом, условием насыщения транзистора является

$$I_б > I_{бн} = I_{кн} / B = E_к / R_н B.$$

Для оценки степени насыщения транзистора вводят коэффициент

$$N = I_б B / I_{кн}. \quad (5.8)$$

Рассмотрим переходные процессы, протекающие в транзисторе, при включении и выключении ключа прямоугольным импульсом напряжения, нижний уровень которого равен $-E_2$, а верхний $+E_1$. Предполагается, что E_1 обеспечивает работу транзистора в режиме насыщения, а $-E_2$ — в режиме отсечки.

Временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в транзисторе при включении и выключении ключа, представлены на рис. 5.4.

Процесс включения можно разделить на две стадии: время задержки $t_{зад} = t_1 - t_0$ и время нарастания (фронта) коллекторного тока $t_ф = t_2 - t_1$. Таким образом, $t_{вкл} = t_{зад} + t_ф$.

В исходном состоянии при $E_г = -E_2$ транзистор находится в режиме отсечки и коллекторный ток $I_к$ определяется начальным током транзистора $I_{кб0}$, который очень мал, так что можно принять $I_к(t_0) \approx 0$.

В момент t_0 скачкообразного изменения управляющего напряжения от $-E_2$ до E_1 эмиттерный переход транзистора остается закрытым, так как напряжение на барьерных

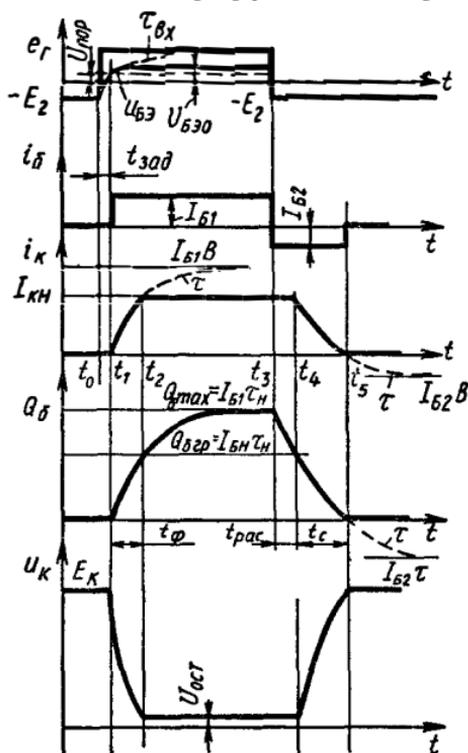


Рис. 5.4

емкостях переходов $C_{эб}$ и $C_{кб}$ мгновенно изменяться не может.

Барьерные емкости $C_{эб}$ и $C_{кб}$ (см. рис. 5) составляют входную емкость транзистора $C_{вх} \approx C_{эб} + C_{кб}$. После момента времени t_0 входная емкость перезаряжается с постоянной времени $\tau_{вх} = (C_{вх} + R_6)C_{вх}$, а напряжение на ней $U_{C_{вх}} = U_{бэ}$ изменяется по экспоненциальному закону с той же постоянной времени от значения $U_{C_{вх}}(t_0) = -E_2$, стремясь к значению $U_{C_{вх}}(t \rightarrow \infty) = E_1$ (рис. 5.4). В момент времени t_1 напряжение $U_{C_{вх}}$ достигает значения $U_{пор}$, начинается эмиттерный переход и транзистор переходит из режима отсечки в активную область работы.

Из рис. 5.4 определим время задержки коллекторного тока при включении транзисторного ключа.

$$\begin{aligned} t_{\text{зад}} &= \tau_{\text{вх}} \ln \frac{|U_{C_{\text{вх}}}(t_0)| + |U_{C_{\text{вх}}}(t \rightarrow \infty)|}{U_{C_{\text{вх}}}(t \rightarrow \infty) - U_{\text{пор}}} = \\ &= \tau_{\text{вх}} \ln \frac{E_1 + E_2}{E_1 - U_{\text{пор}}}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Стадия формирования фронта коллекторного тока начинается с момента времени t_1 , когда транзистор переходит из режима отсечки в активный и базовый ток скачком возрастает до значения

$$I_6(t_1) = I_{61} = \frac{E_1 - U_{бэ0}}{R_r + R_6},$$

где $U_{бэ0}$ — напряжение на открытом эмиттерном переходе. Для кремниевых транзисторов, выполненных по интегральной технологии, принимают $U_{бэ0} = 0,7 \text{ В}$.

Заряд в базе и ток коллектора за счет инерционных свойств транзистора изменяются по экспоненциальному закону с одинаковой постоянной времени $\tau_A = \tau_\beta + C_{кб}R_n(B+1)$, стремясь от нуля к значениям соответственно $I_{61}\tau_n$ и $I_{61}B$ (τ_n — постоянная времени нарастания заряда в режиме насыщения). В момент времени t_2 коллекторный ток достигает максимального значения $I_{кн}$ и ограничивается, транзистор переходит из активного в режим насыщения. Из рис. 5.4 определим время фронта:

$$\begin{aligned} t_\phi &= \tau_A \ln \frac{I_k(t_1) + I_k(t \rightarrow \infty)}{I_k(t \rightarrow \infty) - I_{кн}} = \\ &= \tau_A \ln \frac{I_{61}B}{I_{61}B - I_{кн}} = \tau_A \ln \frac{N}{N-1}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Несмотря на то что после момента времени t_2 коллекторный ток остается постоянным, заряд в базе продолжает нарастать, но уже с постоянной времени τ_n , определяемой как среднее время жизни неосновных носителей в базовом и коллекторном слоях транзистора, работающего в режиме насыщения. В базе транзистора происходит накопление неосновных носителей заряда (в данном случае электронов).

По мере увеличения числа избыточных электронов в базе увеличиваются и их потери на рекомбинацию. Когда число электронов в базе, рекомбинирующих в единицу времени, становится равным числу дырок, приходящих в базу из внешней цепи, процесс нарастания заряда в базе прекращается и Q_b будет равным $I_{b1}\tau_n$. Постоянная времени в режиме насыщения τ_n меньше постоянной времени нарастания заряда в активном режиме τ_β вследствие возрастания рекомбинации носителей заряда.

Процесс выключения транзисторного ключа также можно разделить на время рассасывания неосновных носителей в базе $t_{pac} = t_4 - t_3$ и время спада коллекторного тока $t_c = t_5 - t_4$.

При подаче обратного скачка напряжения E_r от E_1 до $-E_2$ в момент времени t_3 коллекторный ток останется неизменным, т. е. $I_x(t_3) = I_{кн}$, поскольку заряд в базе не может мгновенно рассосаться до значения $Q_{б гр}$, соответствующего переходу транзистора из режима насыщения в активный режим. Транзистор остается в режиме насыщения (оба его перехода открыты), однако в базе идет форсированное рассасывание электронов обратным базовым током:

$$I_{б2}(t_3) = \frac{E_2 + U_{бэ0}}{R_r + R_б + r_б}$$

После момента времени t_3 заряд в базе уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_n , стремясь к значению $-I_{б2}\tau_n$.

В момент времени t_4 заряд в базе достигает значения $Q_{б гр} = I_{бн}\tau_n$, транзистор переходит в активный режим, когда его коллекторный переход закрывается. После момента времени t_4 коллекторный ток уменьшается с постоянной времени τ_A , стремясь к значению $-I_{б2}B$.

В момент времени t_5 ток коллектора и заряд в базе транзистора уменьшаются до нулевого значения ($I_{к60} \approx 0$), эмиттерный переход закрывается и обратный ток базы I_{62} падает до $I_{к60} \approx 0$. Транзистор переходит в режим отсечки, и процесс выключения транзисторного ключа заканчивается. Из временных диаграмм $Q_6(t)$ и $I_k(t)$ можно определить:

$$\begin{aligned} t_{\text{pac}} &= \tau_n \ln \frac{Q_6(t_3) + Q_6(t \rightarrow \infty)}{Q_6(t \rightarrow \infty) + Q_{6\text{гр}}} = \\ &= \tau_n \ln \frac{I_{61}\tau_n + I_{62}\tau_n}{I_{62}\tau_n + I_{6н}\tau_n} = \tau_n \ln \frac{N + N'}{1 + N'}; \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} t_c &= \tau_A \ln \frac{I_k(t_4) + I_k(t \rightarrow \infty)}{I_k(t \rightarrow \infty)} = \\ &= \tau_A \ln \frac{I_{кн} + I_{62}B}{I_{62}B} = \tau_A \ln \left(\frac{1}{N'} + 1 \right), \end{aligned} \quad (5.12)$$

где $N' = I_{62}B / I_{кн}$.

Из (5.9) — (5.12) и временных диаграмм (рис. 5.4) можно сделать следующие выводы:

1) время задержки фронта $t_{\text{зад}}$ возрастает при увеличении уровня запирающего и уменьшении уровня отпирающего сигналов;

2) время фронта уменьшается, а время рассасывания, наоборот, возрастает при увеличении степени насыщения транзистора;

3) время фронта не зависит, а время рассасывания и спада уменьшается при увеличении запирающего сигнала — $E_2(I_{62})$ (коэффициента N'). Действительно, при сильном запирающем сигнале, когда можно принять $I_{62} \gg I_{6н}$, формула (5.11) будет иметь вид

$$t_{\text{pac}} = \tau_n \ln \left(1 + \frac{I_{61}}{I_{62}} \right) = \tau_n \ln \left(1 + \frac{N}{N'} \right).$$

В цифровой технике часто встречается случай управления ключами на кремниевых транзисторах, выполненных по интегральной технологии с помощью положительного однополярного импульса. Тогда в (5.9), (5.11), (5.12) следует принять $E_2 = 0$, $I_{61} \gg I_{62} = U_{630} / (R_r + R_6 + r_6)$, $I_{6н} \gg I_{62}$. В этом случае:

$$\begin{aligned} t_{\text{зад}} &= \tau_{\text{вх}} \ln \frac{E_1}{E_1 - U_{\text{пор}}}, \\ t_{\text{pac}} &\approx \tau_n \ln I_{61} / I_{6н} = \tau_n \ln N, \\ t_c &= \tau_A \ln I_{кн} / I_{62} = \tau_A \ln 1 / N'. \end{aligned}$$

Для исключения времени рассасывания при любой форме входного тока используют ключ с нелинейной обратной связью, в котором транзистор работает на границе активного режима и режима насыщения (рис. 5.5). Нелинейная обратная связь образуется

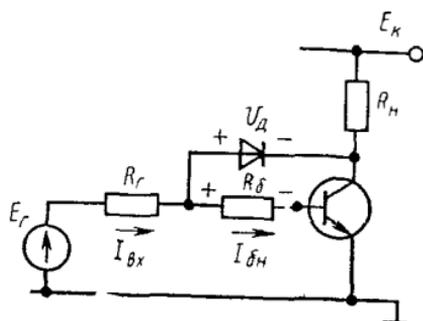


Рис. 5.5

с помощью диода, шунтирующего коллекторный переход транзистора при его смещении в прямом направлении. Когда транзистор закрыт, то обратная связь не работает. Диод закрыт, а коллекторный переход смещен в обратном направлении ($U_{кб} = E_k > 0$). В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении ($U_{кб} < 0$, $U_{эб} < 0$). Поэтому при включении ключа потенциал на коллекторном переходе стремится стать отрицательным относительно базы. Однако при $U_{кб} \approx 0$ открывается диод, через него протекает часть входного тока, так что базовый ток транзистора остается равным значению $I_{бн}$. Транзистор работает на границе режимов насыщения и активного. Накопления носителей заряда в базе не происходит, следовательно, время рассасывания при включении ключа равно нулю.

Приведенные выше рассуждения верны, если считать диод идеальным, т. е. падение напряжения на открытом диоде $U_d = 0$. Однако в реальном открытом диоде $U_d = 0,7 \text{ В} > 0$, и транзистор все равно находится в режиме насыщения. Для компенсации $U_d > 0$ и обеспечения, таким образом, $U_{кб} \approx 0$ используют падение напряжения на резисторе $R_б$ при протекании базового тока $I_{бн}$. Величину $R_б$ выбирают из условия

$$R_б I_{бн} = U_{д \max} \quad (5.13)$$

Учитывая, что $I_{бн} = E_k / R_k B$, из (5.13) получим

$$R_б = \frac{U_{д \max}}{E_k} B R_k.$$

При разработке цифровых интегральных микросхем широко используются ключи с нелинейной связью, образованной с помощью диода Шотки,

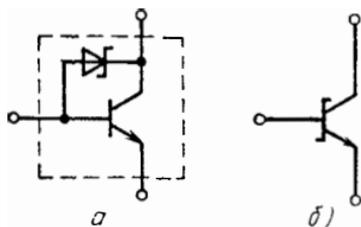


Рис. 5.6

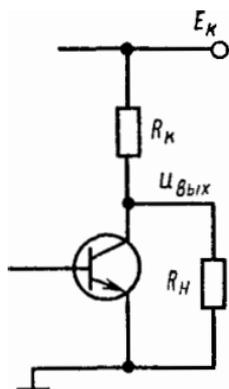


Рис. 5.7

имеющего падение напряжения в открытом состоянии $U_{дш} = 0,3 \text{ В}$ — меньше, чем падение напряжения на обычном кремниевом диоде $U_{д} = 0,7 \text{ В}$.

Тогда необходимость в компенсирующем резисторе R_6 отпадает, так как при прямом напряжении $|U_{кб}| < |U_{пор}| = 0,6 \text{ В}$ коллекторный переход кремниевго транзистора считается закрытым. В данном случае $U_{дш} = |U_{кб}| = 0,3 \text{ В}$.

Недостатком ключей с диодом Шотки является повышенное значение напряжения замкнутого ключа $U_{ост} = U_{бэ0} - U_{дш} = 0,7 - 0,3 = 0,4 \text{ В}$.

Комбинация кремниевго транзистора и диода Шотки в цепи обратной связи, выполненных в едином технологическом цикле, называется *транзистором Шотки* (рис. 5.6, а), условное обозначение которого приведено на рис. 5.6, б.

Недостатком рассмотренных выше схем ключей (например, рис. 5.1) является незаземленность нагрузки по постоянному току. Поэтому один вывод нагрузки R_n обычно подключают к коллектору транзистора, а другой — заземляют (рис. 5.7). В этом случае напряжение $U_{кэ}$ является выходным напряжением схемы, которое при запирании транзистора устанавливается равным

$$U_{\text{вых}} = E_k R_n / (R_k + R_n),$$

а через нагрузку R_n протекает ток $I_n = E_k / (R_k + R_n)$. Чтобы получить максимальный уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}} \approx E_k$, выбирают $R_k \ll R_n$. При этом $I_n \approx E_k / R_n$.

Открытый транзистор полностью шунтирует нагрузку. В этом случае имеем: $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{ост}} \approx 0$, $I_n = 0$.

§ 5.2. Ключи на полевых транзисторах

В качестве ключевых элементов используются обычно МДП-транзисторы с индуцированным каналом, которые при нулевом значении напряжения $U_{зи}$ обеспечивают разомкнутое состояние ключа (транзистор закрыт) (см. гл. 2). Таким образом, ключ на n -канальном МДП-транзисторе управляется положительным напряжением. Простейшая схема ключа на МДП-транзисторе с резисторной нагрузкой R_c представлена на рис. 5.8.

При подаче высокого уровня напряжения $U_{вх}^1 > U_0$ транзистор открывается и напряжение $U_{си} = U_{ост}$ на нем определяется положением рабочей точки O на нагрузочной прямой выходной характеристики (рис. 5.9). Для нормальной работы транзистора в ключевом режиме остаточное напряжение должно быть минимальным $U_{ост} \ll E_c$. В этом случае ток через нагрузку не зависит от параметров транзистора:

$$I_{Rc} = I_{c \max} = (E_c - U_{ост}) / R_c \approx E_c / R_c.$$

Остаточное напряжение на открытом транзисторе зависит от сопротивления R_c и входного напряжения $U_{вх}^1$. При увеличении R_c и $U_{вх}^1$ напряжение $U_{ост}$ уменьшается. Однако с увеличением R_c ухудшается быстродействие ключа, которое определяется в основном зарядом выходной емкости $C_{вых}$ через резистор R_c при запирании транзистора (см. рис. 5.8). При работе ключа в составе последовательной цепи, состоящей из n -ключей, выходная емкость i -го транзистора равна

$$C_{вых i} \approx C_{зс i+1} (1 + K_{i+1}),$$

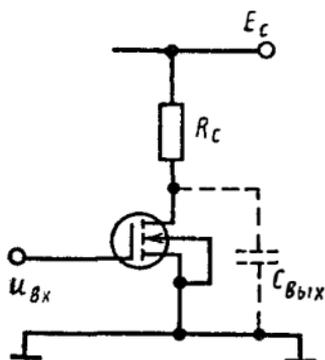


Рис. 5.8

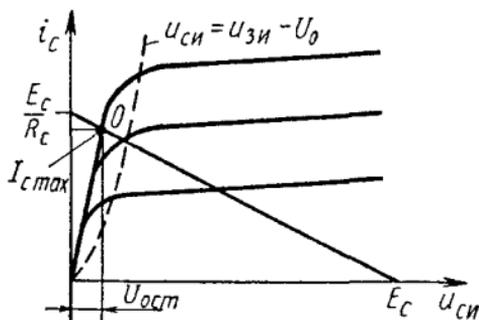


Рис. 5.9

где $C_{зсi+1}$ — емкость затвор — сток $(i+1)$ -го транзистора; K — статический коэффициент усиления входного сигнала.

При запираании транзистора низким уровнем входного напряжения ($U_{вх}^0 < U_0$) выходное возрастает от $U_{ост}$ по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_\phi \approx R_c C_{вых}$, стремясь к максимальному значению $U_{вых\max} \approx E_c$ (рис. 5.10).

Время нарастания (фронта) выходного напряжения при запираании транзистора определяется обычно между уровнями $0,1(E_c - U_{ост})$, $0,9(E_c - U_{ост})$ и равно $t_\phi \approx 2,3 \tau_\phi = 2,3 R_c C_{вых}$.

Время спада выходного напряжения ключа при отпирании транзистора уровнем напряжения $U_{вх}^1$ определяется разрядом емкости $C_{вых}$ через открытый транзистор и равно

$$t_c \approx 1,5 C_{вых} R_0,$$

где R_0 — среднее внутреннее сопротивление транзистора в период разряда $C_{вых}$. Учитывая, что $R_0 \ll R_c$, можно записать $t_c \ll t_\phi$.

Увеличение сопротивления R_c приводит не только к ухудшению быстродействия ключа. Высокоомный резистор R_c трудно реализовать в интегральном исполнении, поэтому при разработке ключевых ИМС на МДП-транзисторе применяют схемы ключей, в которых вместо резистора R_c в качестве нагрузки используются МДП-транзисторы.

В зависимости от напряжения на затворе нагрузочного МДП-транзистора рабочая точка может находиться на пологом участке выходной характеристики или на крутом (см. рис. 5.9). Границей крутого и пологого участков является кривая, соответст-

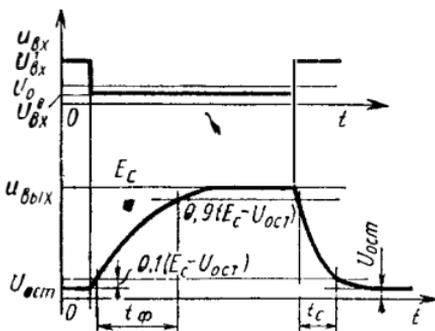


Рис. 5.10

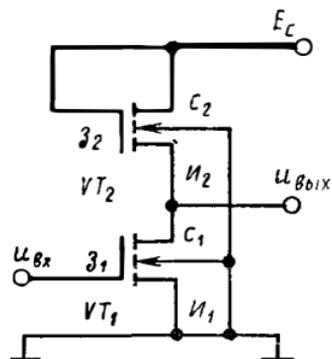


Рис. 5.11

вующая напряжению $u_{сн} = u_{зн} - U_0$ и обозначенная на рис. 5.9 пунктиром. При $u_{сн} > u_{зн} - U_0$ МДП-транзистор работает в пологой области (правее пунктирной линии), при $u_{сн} < u_{зн} - U_0$ — в крутой.

На рис. 5.11 приведена схема ключа, в которой затвор и сток нагрузочного МДП-транзистора VT_2 объединены ($E_{32} = E_c$), а подложки VT_1 и VT_2 заземлены.

При высоком уровне входного напряжения $U_{вх}^1 > U_{01}$ управляющий МДП-транзистор VT_1 открыт. Значение $U_{вх}^1 = E_{31}$ должно быть достаточно велико, чтобы обеспечить минимальное остаточное напряжение $U_{ост1}$ на транзисторе VT_1 , а следовательно, на выходе схемы, т. е. $U_{вых}^0 = U_{ост1} \approx 0$. Нагрузочный МДП-транзистор VT_2 также открыт и работает в пологой области выходной характеристики, так как при $E_{32} = E_c$ имеем $U_{сн2} = U_{зн2}$, а следовательно, выполняется соотношение $U_{сн2} > U_{зн2} - U_{02}$.

Ток стока нагрузочного транзистора

$$I_{c2} = (E_c - U_{02}) / R_{02},$$

где $R_{02} = 2/k |U_{зн} - U_0| = 2/S$ — сопротивление МДП-транзистора VT_2 постоянному току, равен току стока транзистора VT_1 , т. е. $I_{c1} = I_{c2} = I_c$.

При запираании транзистора VT_1 напряжением $U_{вх}^0 = E_{31} < U_{01}$ ток в цепи транзистора VT_2 отсутствует (пренебрегаем остаточным током закрытого транзистора). Несмотря на это, транзистор VT_2 открыт и его можно заменить сопротивлением R_{02} , подключенным к источнику напряжения $E_{экв} = E_c - U_{02}$. Таким образом, при $I_c = 0$ напряжение на выходе схемы равно

$$U_{вых}^1 = E_{экв} = E_c - U_{02}. \quad (5.14)$$

Схема (рис. 5.11) имеет низкое быстродействие, так как фронт выходного импульса определяется зарядом выходной емкости через нелинейное сопротивление нагрузочного транзистора переменному току, которое при работе на пологом участке характеристики достигает сотен кОм.

Если в схеме ключа (рис. 5.11) затвор нагрузочного МДП-транзистора подключить к отдельному источнику смещения напряжения $E_{32} > E_c$ (рис. 5.12) так, чтобы выполнялось неравенство $E_{32} - E_c > U_0$, то транзистор будет работать в крутой области

выходной характеристики. Учитывая линейность и менения тока стока на крутом участке характеристики, транзистор VT_2 в этом случае можно представить как постоянное (квазилинейное) сопротивление порядка единиц или десятков кОм. Тем самым увеличивается быстродействие, так как постоянная времени заряда емкости $C_{вых}$, а следовательно, время выключения транзистора, уменьшаются приблизительно на порядок по сравнению с предыдущим вариантом ключа (рис. 5.11).

Недостатком же работы нагрузочного транзистора в крутой области является наличие дополнительного вывода для подключения $E_{з2}$, что усложняет технологию изготовления микросхемы.

При рассмотрении схем (рис. 5.11, 5.12) следует учитывать, что при заземлении подложки обоих МДП-транзисторов потенциал подложки нагрузочного транзистора относительно истока отличается от нуля. Подложка играет роль второго затвора. При этом пороговое напряжение увеличивается по сравнению с пороговым напряжением $U_{02}(0)$, определяемым при $U_{пн} = 0$.

Широкое распространение получила схема ключа на комплементарных МДП-транзисторах (рис. 5.13).

В схеме (рис. 5.13) затворы и стоки управляющего транзистора VT_1 с индуцированным n -каналом и нагрузочного VT_2 с p -каналом объединены. Подложки обоих транзисторов соединены с истоками, благодаря чему исключается отпирание p - n -переходов, изолирующих каналы транзисторов от их подложек.

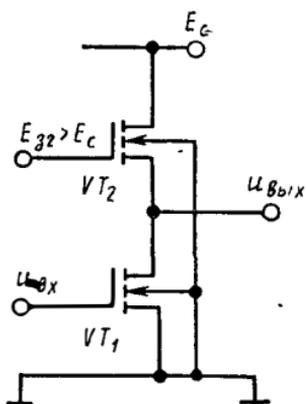


Рис. 5.12

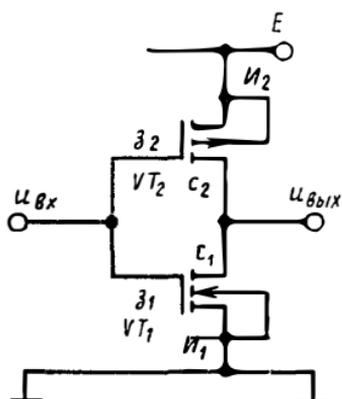


Рис. 5.13

При действии на затворах транзисторов низкого уровня управляющего напряжения $U_{вх}^0 < U_{01}$ транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 — открыт, так как обычно выполняется условие $U_{зи2} = |U_{вх}^0 - E| > |U_{02}|$ и на входе схемы устанавливается напряжение $U_{вых}^1 \approx E$.

Если на входе схемы действует высокий уровень напряжения $U_{вх}^1 > U_{01}$, то открывается транзистор T_1 , а VT_2 закрывается при выполнении условия $u_{з2} = |U_{вх}^1 - E| < |U_{02}|$.

Таким образом, в любом стационарном состоянии схемы (рис. 5.13) один из транзисторов закрыт, поэтому схема практически не потребляет мощности от источника питания, так как нагрузкой обычно является высокоомное сопротивление нагрузочного МДП-транзистора. Однако в процессе переключения схемы при $E > U_{01} + |U_{02}|$ открывается транзистор VT_1 , а VT_2 еще не успевает закрыться, т. е. в течение какого-то времени оба транзистора открыты. В схеме возникает нежелательный бросок сквозного тока, приводящий к помехам по цепи источника питания и резкому возрастанию потребляемой мощности.

При $E < U_{01} + |U_{02}|$ сквозной ток не протекает, так как при повышении $u_{вх}$ транзистор VT_2 закрывается раньше, чем откроется VT_1 , и мощность, потребляемая в процессе переключения схемы, будет определяться только перезарядом емкости $C_{вых}$ через открытый транзистор, работающий в крутой области выходной характеристики:

$$P_{потр\ сч} \approx P_{потр\ емк} \approx E^2 C_{вых} f_{п}, \quad (5.15)$$

где $f_{п}$ — частота переключения схемы.

Из (5.15) следует, что потребляемая мощность схемы $P_{потр\ сч}$ уменьшается при уменьшении номинала питания E и частоты $f_{п}$. Однако с уменьшением E ухудшается быстродействие схемы, так как времена фронта $t_{ф}$ и спада $t_{с}$ выходного напряжения примерно одинаковы и при условии равенства параметров $U_{01} = |U_{02}| = U_0$ и $k_1 = k_2 = k$ транзисторов схемы определяются следующим выражением:

$$t_{ф} \approx t_{с} = \frac{3EC_{вых}}{k(E - |U_0|)^2}. \quad (5.16)$$

Из (5.16) следует, что времена фронта и спада возрастают при уменьшении E .

§ 5.3. Логические интегральные микросхемы

В большинстве современных ЭВМ и цифровых устройствах различного назначения обработка информации производится с помощью двоичного кода, ко информацияльные сигналы могут принимать только два значения: 1 и 0. Операции по обработке двоичной информации выполняют логические элементы.

Используя набор логических элементов, выполняющих элементарные логические операции И, ИЛИ, НЕ, можно реализовать в двоичном коде любую сложную логическую функцию.

Условное обозначение логического элемента, выполняющего логическую операцию И, представлено на рис. 5.14, а, где x_1, x_2, \dots, x_n — информационные входные сигналы, а y — выходной сигнал, представленные в виде двоичного кода: логических единицы или нуля. На выходе элемента И будем иметь логическую единицу только в том случае, если на все входы элемента подан сигнал, соответствующий логической единице. Если хотя бы на одном входе элемента — логический ноль, то на выходе — также логический ноль.

Таким образом, логическую функцию И можно задать в виде таблицы информационных значений x и y , называемой *таблицей истинности* или *переходов*.

Для двухвходового элемента И таблица истинности имеет вид:

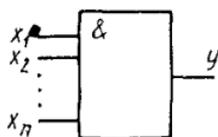
x_1	x_2	y
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Операция И называется *операцией логического умножения* (конъюнкции) и записывается как $y = x_1 x_2$ или $y = x_1 \wedge x_2$.

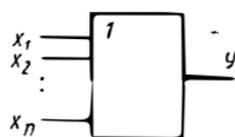
Условное обозначение логического элемента ИЛИ приведено на рис. 5.14, б. Логическая единица на выходе схемы появляется в том случае, если хотя бы на одном из входов действует сигнал логической единицы.

Таблица истинности двухвходового элемента ИЛИ имеет вид

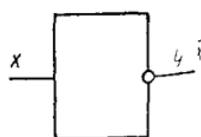
x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



а)



б)



в)

Рис. 5.14

Условное обозначение логического элемента НЕ приведено на рис. 5 14, в. Если на входе элемента $x=1$, то и на выходе $y=0$, и наоборот, при $x=0$ будем иметь $y=1$, т. е. информационные значения входного и выходного сигналов элемента НЕ всегда различны. Операция НЕ называется *операцией инверсии* (отрицания) входного сигнала, а элемент НЕ — инвертором и записывается следующим образом: $y=\bar{x}$ (не x), а таблица истинности имеет вид:

x	y
0	1
1	0

По способу кодирования информации различают потенциальные и импульсные логические элементы (ИЛЭ). Информация, обрабатываемая потенциальными логическими элементами, характеризуется отличающимися потенциальными уровнями. Если логической единице соответствует высокий потенциальный уровень, а логическому нулю — низкий, то такую логику называют *положительной* (позитивной). Наоборот, если логической единице соответствует низкий потенциальный уровень, а логическому нулю — высокий, то говорят об *отрицательной* (негативной) логике.

В импульсных логических элементах логической единице отвечает наличие импульса, а логическому нулю — его отсутствие.

В настоящее время элементы, реализующие различные логические функции, выпускаются в виде интегральных микросхем (ИМС). Логические ИМС объединяют в серии. В основе каждой серии лежит базовый элемент, представляющий собой электрическую схему, выполняющую логические операции И-НЕ (элемент Шеффера) или ИЛИ-НЕ (элемент Пирса). От параметров базового элемента в значительной степени зависят свойства и функциональные возможности разрабатываемой серии логических микросхем. Применение элементов Шеффера и Пирса в качестве базовых объясняется тем, что сложную логическую функцию можно реализовать с помощью набора элементов И и НЕ либо ИЛИ и НЕ.

Поэтому при реализации сложных логических функций удобно использовать не простейшие элементы И, ИЛИ, НЕ, а более универсальные И-НЕ, ИЛИ-НЕ.

Параметры логических интегральных микросхем.

К ним относятся:

1) входное $U_{вх}^1$ и выходное $U_{вых}^1$ напряжения логической единицы — значения высокого уровня напряжения на входе и выходе микросхемы*;

2) входное $U_{вх}^0$ и выходное $U_{вых}^0$ напряжения логического нуля — значения низкого уровня напряжения на входе и выходе микросхемы;

3) входной $I_{вх}^1$ и выходной $I_{вых}^1$ токи логической единицы, входной $I_{вх}^0$ и выходной $I_{вых}^0$ токи логического нуля;

* Логические операции, выполняемые микросхемами, указаны здесь для положительной логики.

4) логический перепад сигнала $\Delta U_{\text{лог}} = U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0$, пороговое напряжение $U_{\text{порсх}}$ — напряжение на входе, при котором состояние микросхемы изменяется на противоположное;

5) входное сопротивление логической ИМС — отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока (различают $R_{\text{вх}}^0$ и $R_{\text{вх}}^1$), выходное сопротивление — отношение приращения выходного напряжения к приращению выходного тока (различают $R_{\text{вых}}^0$ и $R_{\text{вых}}^1$);

6) статическая помехоустойчивость — максимально допустимое напряжение статической помехи по высокому $U_{\text{пом}}^1$ и низкому $U_{\text{пом}}^0$ уровням входного напряжения, при котором еще не происходят изменения уровней выходного напряжения микросхемы;

7) средняя потребляемая мощность $P_{\text{потр ср}} = (P_{\text{потр}}^0 + P_{\text{потр}}^1)/2$ ($P_{\text{потр}}^0$, $P_{\text{потр}}^1$ — мощности, потребляемые микросхемой в состоянии соответственно логического нуля и единицы на выходе);

8) коэффициент объединения по входу $K_{\text{об}}$, показывающий, какое число аналогичных логических ИМС можно подключить к входу данной схемы, и определяющий максимальное число входов логической ИМС;

9) коэффициент разветвления по выходу $K_{\text{разв}}$, показывающий, какое количество аналогичных нагрузочных микросхем можно подключить к выходу данной ИМС, и характеризующий нагрузочную способность логической ИМС.

Динамические параметры логических ИМС можно проиллюстрировать с помощью временных диаграмм

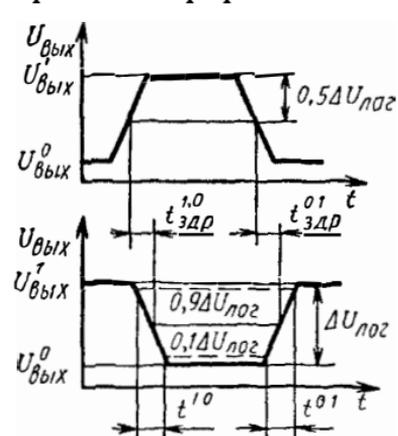


Рис 5.15

входного и выходного напряжений при переключении микросхемы (рис. 5.15). На временных диаграммах введены следующие обозначения: $t^{0,1}$ — время перехода из состояния логического нуля в состояние логической единицы, измеренное между уровнями 0,1 и 0,9 логического перепада сигнала; $t^{1,0}$ — время перехода из состояния логической единицы в состояние логического нуля, измеренное между

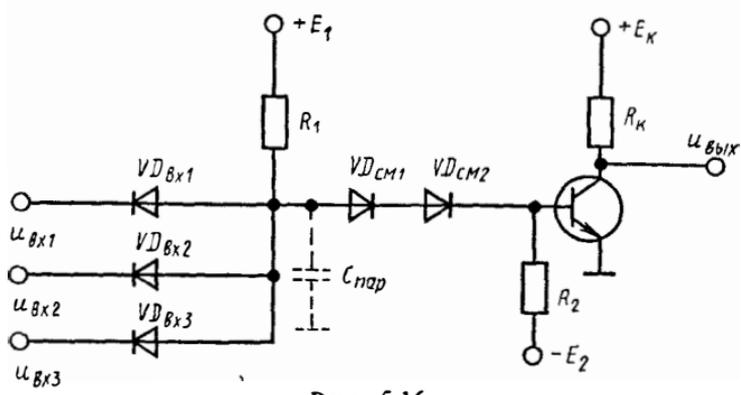


Рис. 5.16

уровнями 0,9 и 0,1 логического перепада сигнала; $t_{здр}^{1,0}$ — время задержки распространения сигнала при включении микросхемы, измеренное между уровнями 0,5 логического перепада входного и выходного сигналов; $t_{здр}^{0,1}$ — время задержки распространения сигнала при выключении микросхемы, измеренное между уровнями 0,5 логического перепада входного и выходного сигналов.

Среднее время задержки распространения сигнала $t_{здр\text{ср}} = (t_{здр}^{1,0} + t_{здр}^{0,1})/2$.

Базовые элементы логических интегральных схем.

По принципу построения базовые элементы выпускаемых промышленностью логических ИМС можно выделить в следующие основные группы: диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ); транзисторно-транзисторные элементы (ТТЛ); элементы эмиттерно-связанной логики на переключателях тока (ЭСЛ); элементы с инжекционным питанием (И²Л); элементы на МДП-транзисторах.

Диодно-транзисторные и транзисторно-транзисторные логические элементы.

Базовый элемент ДТЛ (рис. 5.16) выполняет логическую операцию И-НЕ. При запирающем напряжением всех входных диодов управляющий транзистор, выполняющий роль инвертора, отпирается, формируя на выходе сигнал низкого уровня.

Простейший базовый элемент ТТЛ (рис. 5.17, а) в принципе повторяет структуру ДТЛ микросхем и в то же время за счет использования многоэмиттерного транзистора, объединяющего свойства диода

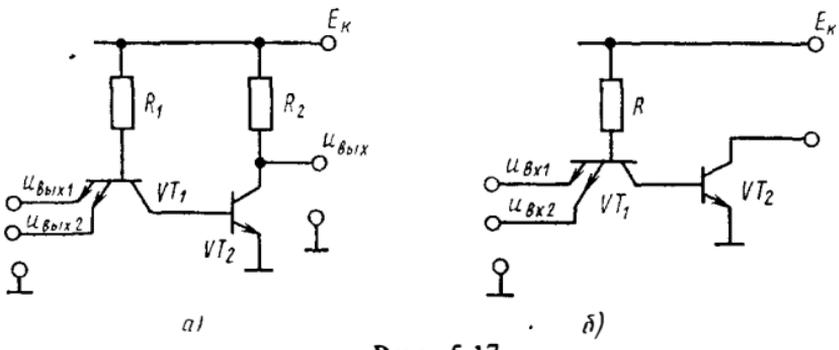


Рис. 5 17

и транзисторного усилителя, позволяет увеличить быстродействие, снизить потребляемую мощность и усовершенствовать технологию изготовления микросхемы.

Базовый элемент ТТЛ также выполняет логическую операцию И-НЕ. При низком уровне сигнала (логический нуль) хотя бы на одном из выходов многоэмиттерного транзистора VT_1 последний находится в состоянии насыщения, а VT_2 закрыт. На выходе схемы существует высокий уровень напряжения (логическая единица). При высоком уровне сигнала на всех входах VT_1 работает в активном инверсном режиме, а VT_2 находится в состоянии насыщения. Описанный здесь базовый элемент ТТЛ, несмотря на упрощенную технологию изготовления, не нашел широкого применения из-за низкой помехоустойчивости, малой нагрузочной способности и малого быстродействия при работе на емкостную нагрузку. Его целесообразно использовать лишь при разработке микросхем с открытым коллектором (рис. 5.17, б) для включения внешних элементов индикации, когда не требуется высокая помехоустойчивость и большая нагрузочная способность.

Схемы с открытым коллектором позволяют объединить их выходы (коллекторы транзисторов VT_2) путем подключения выходных выводов к источнику питания E_k через общий нагрузочный резистор. Такая операция называется проводным ИЛИ.

Улучшенными параметрами по сравнению с предыдущей схемой (рис. 5.17) обладает базовый элемент ТТЛ (рис. 5.18). Однако объединение выходов в схеме недопустимо.

В статических режимах работы схемы (рис. 5.18) VT_4 повторяет состояние VT_2 . При запырании VT_2 база транзистора VT_4 через резистор R_3 подклучается к «земле», чем и обеспечивает закрытое состояние VT_4 .

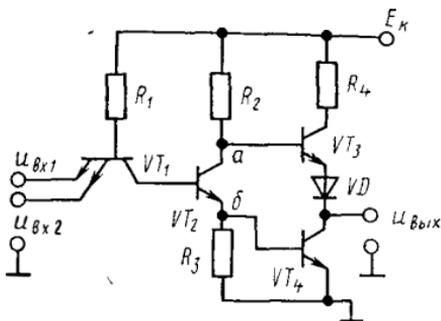


Рис. 5.18

Если VT_2 насыщен, то через базу VT_4 протекает ток

$$I_{64} = I_{32} - I_{R3} = [(E_k - U_{кэи2} - U_{бэ4}) / \alpha_2 R_2] - (U_{бэ4} / R_3).$$

Для транзисторов, выполненных по интегральной технологии, обычно принимают $U_{кэи} = 0,2$ В, $U_{бэ} = 0,8$ В.

Для обеспечения режима насыщения VT_4 при закрытых транзисторе VT_3 и диоде VD необходимо выполнить условие

$$I_{64} B_4 \geq I_{кн} = n I_{вх нагр}^0, \quad (5.17)$$

где n — число нагрузочных ТТЛ-схем, подклученных к выходу рассматриваемой схемы; $I_{вх нагр}^0$ — входной ток нагрузочной ТТЛ-схемы.

Положив в (5.17) знак равенства, можно определить нагрузочную способность данной схемы, т. е. максимальное число нагрузочных схем, при котором транзистор VT_4 еще работает в режиме насыщения:

$$n_{max} = I_{64} B_4 / I_{вх нагр}^0.$$

Состояние VT_3 в статических режимах работы схемы (рис. 5.18) всегда противоположно состоянию VT_4 , а следовательно, VT_2 . При насыщенном VT_4 транзистор VT_3 закрыт. Диод VD повышает порог отпырания VT_3 , обеспечивая его закрытое состояние при насыщенном транзисторе VT_4 . Действительно,

$$U_{бэ3} = U_{кэи2} + U_{бэ4} - U_{кэи4} - U_d \simeq U_{бэ4} - U_d < U_{пор3},$$

так как типичны значения: $U_{бэ4} = 0,8$ В; $U_d = 0,7$ В; $U_{пор3} = 0,6$ В.

Помехоустойчивость ТТЛ-схем по высокому и низкому уровням входного напряжения различна, т. е. $U_{ном}^0 \neq U_{ном}^1$.

ТТЛ-схема более чувствительна к помехе $U_{\text{по}}^0$ которая накладывается на сигнал $U_{\text{вх}}^0$ и вызывает ложное переключение схемы ($U_{\text{пом}}^0 < U_{\text{пом}}^1$). Схема (рис. 5.18) считается переключенной, если под действием помехи $U_{\text{пом}}^0$ открываются транзисторы VT_1 и VT_4 , для отпираания которых требуется двойное пороговое напряжение $U_{\text{пор}2} + U_{\text{пор}4} \approx 2U_{\text{пор}}$. Тогда условие сохранения первоначального состояния схемы при действии помехи можно записать как

$$U_{\text{вх}}^0 + U_{\text{пом}}^0 + U_{\text{кзн}1} \leq 2U_{\text{пор}}$$

откуда найдем

$$U_{\text{пом}}^0 \leq 2U_{\text{пор}} - U_{\text{вх}}^0 - U_{\text{кзн}1}$$

Приняв $U_{\text{вх}}^0 = 0,2$ В; $U_{\text{пор}} = 0,6$ В; $U_{\text{кзн}} = 0,2$ В, получим: $U_{\text{пом}}^0 \leq 1,2 - 0,6 \leq 0,6$ В.

При определении $U_{\text{пом}}^1$ схема считается переключенной, если открывается закрытый переход база-эмиттер многоэмиттерного транзистора VT_1 . В режиме логической единицы на входе потенциал базы транзистора VT_1 относительно «земли» равен сумме напряжений на открытых переходах база-коллектор VT_1 и база-эмиттер VT_2 и VT_4 , т. е. $U_{\text{б}1} = U_{\text{бк}1} + U_{\text{бэ}2} + U_{\text{бэ}4} = 2,4$ В. Тогда напряжение на закрытом переходе база-эмиттер VT_1 : $U_{\text{бэ}1} = U_{\text{б}1} - U_{\text{вх}}^1$. Принимая $U_{\text{вх}}^1 = 3,6$ В, будем иметь $U_{\text{бэ}1} = -1,2$ В.

Напряжение помехи, при котором транзистор VT_1 можно считать открытым, $U_{\text{пом}}^1 = U_{\text{бэ}1} - U_{\text{пор}} = -1,2 - 0,6 = -1,8$ В.

Помехоустойчивость ТТЛ-схемы со сложным инвертором по логическому нулю выше, а по логической единице ниже, чем ТТЛ-схемы (см. рис. 5.17, а).

Быстродействие ТТЛ-схем определяется в основном переходными процессами при переключении транзисторов, а также зарядом паразитной нагрузочной емкости $C_{\text{н}}$, которая представляет собой суммарную емкость нагрузочных ТТЛ-схем. В схеме (см. рис. 5.17, а) заряд емкости $C_{\text{н}}$ происходит с большей постоянной времени через коллекторный резистор R_2 , что ухудшает быстродействие схемы.

В ТТЛ-схеме со сложным инвертором постоянная времени заряда нагрузочной емкости существенно уменьшается, так как емкость $C_{\text{н}}$ заряжается через

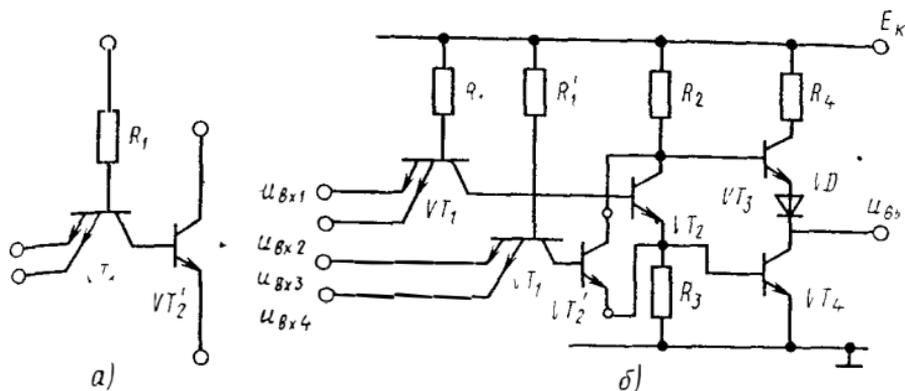


Рис 5.19

выходное сопротивление $R_{\text{вых } 3} \ll R_2$ транзистора VT_3 , работающего в схеме эмиттерного повторителя. За счет этого ТТЛ-схема со сложным инвертором имеет большее быстродействие по сравнению с ТТЛ-схемой (см. рис. 5.17, а).

Схема базового элемента со сложным инвертором лежит в основе разработок большинства серий интегральных микросхем ТТЛ. Для расширения функциональных возможностей элемента промышленностью выпускаются так называемые расширители по ИЛИ (рис. 5.19, а), которые представляют собой часть структуры ТТЛ и подключаются к точкам а и б элемента (см. рис. 5.18). Полученная при этом логическая схема реализует функцию И-ИЛИ-НЕ (рис. 5.19, б). На выходе схемы устанавливается логический нуль, если на всех выходах VT_1 или на всех входах VT'_1 поступают сигналы, соответствующие логической единице. При всех остальных комбинациях сигналов на входах схемы выходное напряжение соответствует логической единице.

Повысить быстродействие ТТЛ-схем можно, применив в схеме базового элемента (см. рис. 5.18) вместо обычных транзисторов транзисторы Шотки (см. рис. 5.6), работающие в активном режиме. Тем самым сокращается время переключения транзисторов схемы за счет исключения времени рассасывания носителей заряда в базе транзистора при их запирании. Логические ИМС, выполненные на базе транзисторов Шотки, называются *микросхемами ТТЛШ*.

Недостатком ТТЛ-схем является сильная генерация токовых помех по цепи питания, обусловленных броском тока через сложный инвертор при переключении схемы

из состояния логического нуля в единицу. После запираания VT_2 транзистор VT_3 откроется раньше, чем закроется насыщенный транзистор VT_4 , так как для выхода VT_4 из режима насыщения потребуется некоторое время для рассасывания неосновных носителей в базе. В результате в течение некоторого промежутка времени оба транзистора VT_3 и VT_4 открыты и по цепи, состоящей из элементов E_k , VT_3 , VD и VT_4 , протекает ток, значение которого определяется эмиттерным током VT_3 , находящегося в активном режиме:

$$I_{\text{пом max}} = I_{\text{э3}} = I_{\text{б3}} B + I_{\text{б3}} = I_{\text{б3}} (B + 1).$$

Так как базовый ток транзистора

$$I_{\text{б3}} = \frac{E_k - U_{кэи4} - U_d - U_{\text{бэ3}}}{R_2},$$

то

$$I_{\text{пом max}} = \frac{E_k - U_{кэи4} - U_d - U_{\text{бэ3}}}{R_2} (B + 1).$$

Для устранения влияния токовых помех, генерируемых данной микросхемой, на работу соседних микросхем рекомендуется включать высокочастотные блокировочные конденсаторы между шиной питания и землей.

Элементы эмиттерно-связанной логики на переключателях тока. Основу базового элемента ЭСЛ составляет переключатель тока (рис. 5.20). На базу VT_1 подается информационный входной сигнал, а на базу VT_2 — опорное напряжение E_0 .

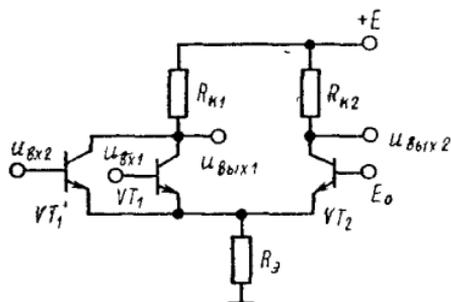


Рис. 5.20

При наличии на входе сигнала логического нуля транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 открыт. Если на вход поступает сигнал логической единицы, то VT_1 открывается, а VT_2 закрывается. Если

параллельно VT_1 подключить ряд транзисторов, на базы которых поступают информационные сигналы, то при подключении нагрузки к выходу 1 элемент будет выполнять логическую операцию ИЛИ-НЕ, а при подключении к выходу 2 — операцию ИЛИ.

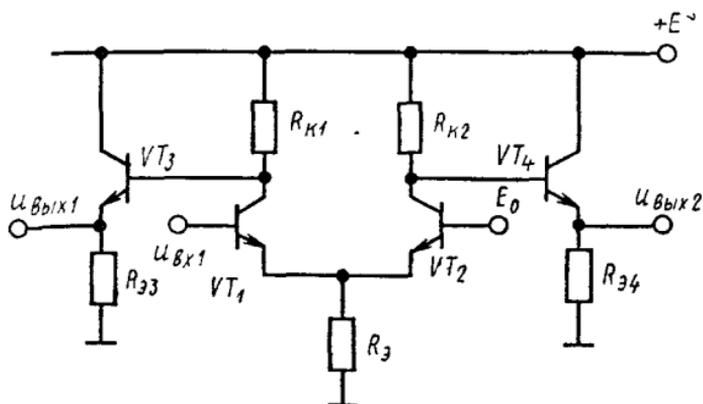


Рис. 5.21

Базовый элемент ЭСЛ изображен на рис. 5.21. Здесь в отличие от обычного переключателя тока на выходах схемы включены эмиттерные повторители.

Дополнение схемы переключателя тока эмиттерными повторителями играет важную роль. Благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерного повторителя повышается нагрузочная способность схемы и ускоряется перезаряд нагрузочной емкости. Транзисторы ЭСЛ-схемы (рис. 5.21) работают в активном режиме, что исключает время рассасывания носителей заряда в базе транзистора, т. е. существенно повышается быстродействие схемы. В отсутствие эмиттерных повторителей активный режим работы транзисторов обеспечить крайне сложно, так как коллектор транзистора основной схемы оказывается непосредственно связан с базой входного транзистора нагрузочной схемы, что неизбежно приводит к насыщению последнего. В случае применения эмиттерных повторителей напряжение на базе открытого нагрузочного транзистора, например, $VT_{1 \text{ нагр}}$ равно

$$U_{б1 \text{ нагр}} = U_{\text{вых} 1}^1 = U_{к1} - U_{бэ3} \approx E - U_{бэ3}, \quad (5.18)$$

т. е. сдвинуто по отношению к коллекторному напряжению основного транзистора VT_1 на величину падения напряжения на эмиттерном переходе повторителя $U_{бэ3}$.

Напряжение на коллекторе нагрузочного транзистора $U_{к1 \text{ нагр}} = E - I_{к1} R_k$ (полагаем, что $R_k = R_{к1} = R_{к2}$).

Для обеспечения активного режима нагрузочного транзистора необходимо сместить коллекторный

переход в обратном направлении, т. е. выполнит условие $U_{к1 \text{ нагр}} \geq U_{б3} \text{ нагр}$ или $I_{к1 \text{ нагр}} R_k \leq U_{б3}$.

Поскольку $I_{к1 \text{ нагр}} R_k$ характеризует логический перепад сигнала, т. е. $\Delta U_{\text{лог}} = I_{к1 \text{ нагр}} R_k$ (при запирающем транзисторе $VT_{1 \text{ нагр}}$ имеем $U_{к1 \text{ нагр}} = E_k$), можно записать:

$$\Delta U_{\text{лог}} \leq U_{б3}. \quad (5.19)$$

Полагая $\Delta U_{\text{лог}} = U_{б3}$ и учитывая (5.18), найдем

$$U_{\text{вых} 1}^0 = U_{\text{вых} 1}^1 - \Delta U_{\text{лог}} = E - 2U_{б3}. \quad (5.20)$$

Из (5.19) следует, что логический перепад сигнала в ЭСЛ-схеме не может превышать $U_{б3} = 0,8$ В. Нарушение условия (5.19) приводит к насыщению транзисторов.

Малый логический перепад ЭСЛ-схемы обуславливает и ее малую помехоустойчивость. Однако в отличие от ТТЛ в ЭСЛ-схемах практически отсутствует генерация помех, поэтому малая помехоустойчивость не ограничивает применения ЭСЛ-схем в радиоэлектронной аппаратуре. Недостатком ЭСЛ-схемы с заземленной минусовой шиной является зависимость логических уровней выходного сигнала от напряжения источника питания. Это следует из (5.18) и (5.20). Кроме того, при коротком замыкании выходной шины на «землю» транзистор эмиттерного повторителя выходит из строя.

Указанные недостатки легко устранить, заземлив плюсовую шину источника питания E . Тогда будем иметь: $\bar{U}_{\text{вых} 1}^1 = -E + U_{\text{вых} 1}^1 = -U_{б3} = -0,8$ В; $\bar{U}_{\text{вых} 1}^0 = -E + U_{\text{вых} 1}^0 = -2U_{б3} = -1,6$ В.

Основным достоинством ЭСЛ-схем является их высокое быстродействие, обусловленное прежде всего работой транзисторов в активном режиме и уменьшением времени перезаряда емкостных составляющих схемы за счет малого логического перепада. В настоящее время разработаны сверхбыстродействующие ЭСЛ-схемы с частотой переключения до 500 МГц. Однако следует учитывать, что повышение быстродействия связано с увеличением потребляемой мощности.

Базовый элемент интегральной инжекционной логики. Базовый элемент И²Л является результатом модификации базового элемента микросхем первого поколения НСТЛ (транзисторная логика с непо-

средственной связью), схема которого приведена на рис. 5.22. При переключении НСТЛ-схемы, реализующей функцию ИЛИ-НЕ, ток, протекающий через резистор R_k , изменяется очень мало. Поэтому нормальная работа схемы не нарушится, если резисторы R_k в схеме

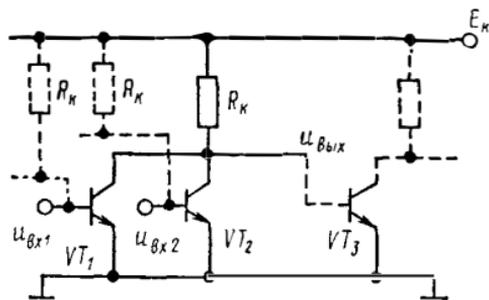


Рис. 5.22

(рис. 5.22) заменить источниками постоянного тока. В качестве источников тока можно использовать p - n - p -транзисторы $VT_{и1}$, $VT_{и2}$ и $VT_{и3}$, работающие в активном режиме и включенные по схеме с общей базой. Такая преобразованная НСТЛ-схема приведена на рис. 5.23.

В схеме (рис. 5.23) транзистор $VT_{и}$ ($VT_{и1}$, $VT_{и2}$ или $VT_{и3}$) может работать в активном режиме, если напряжение на коллекторе $VT_{и}$ меньше, чем напряжение на его эмиттере, т. е.

$$U_{эи} > U_{ки}. \quad (5.21)$$

Тогда в цепи коллектора $VT_{и}$ протекает постоянный ток αI_3 , обусловленный инжекцией дырок через эмиттерный переход $VT_{и}$, называемый инжектором. Условие $U_{эи} > U_{ки}$ выполняется при $\alpha < 1$, т. е. коллекторный ток, питающий базу n - p - n -транзистора VT (VT_1 , VT_2 или VT_3), заметно меньше его тока эмиттера.

При построении схемы И²Л условие (5.21) обеспечивается путем применения вместо отдельных

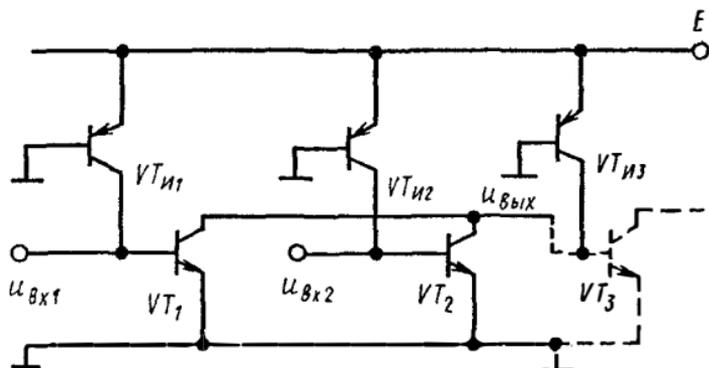


Рис. 5.23

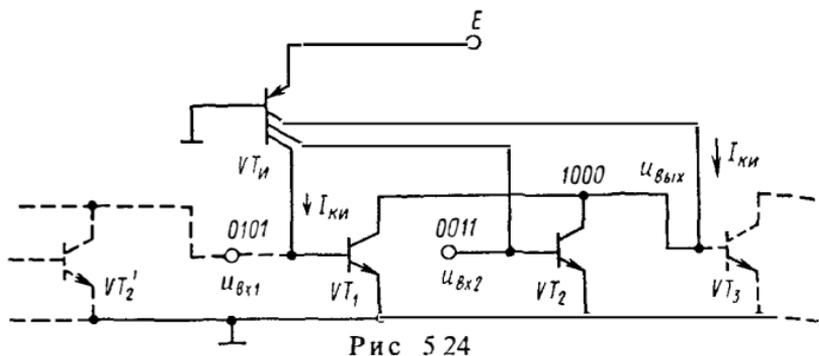


Рис 5.24

транзисторов $VT_{н1}$, $VT_{н2}$ и $VT_{н3}$ многоколлекторного VT_n (рис. 5.24). В этом случае ток эмиттера распределяется между коллекторами VT_n . Если n — число коллекторов, то коэффициент передачи по каждому коллектору α_i будет в n раз меньше коэффициента передачи α аналогичного одноколлекторного транзистора.

В I^2L -схеме (рис. 5.24) $n=3$, т. е. ток i -го коллектора $I_{кнi} = I_{эи}/3$, а вообще число коллекторов инжекционного транзистора VT_n I^2L -схемы может достигать 10 и более.

Для создания инжекционного тока $I_{эи}$ достаточно сместить эмиттерный переход VT_n (инжектор) в прямом направлении, т. е. приложить к нему прямое напряжение $U_{эи} > U_{пор}$. Поскольку база VT_n заземлена то напряжение питания $E_k = U_{эи}$ составляет всего 0,7–0,8 В, что является одним из главных преимуществ I^2L -схемы. Источником сигнала и нагрузкой I^2L -схемы являются аналогичные схемы, связи с которыми показаны на рис. 5.24 пунктиром. Если транзистор предыдущей I^2L -схемы, в том числе и VT_2' , закрыт (на входе 1 высокий уровень напряжения $U_{вх1}^1$), то VT_1 основной схемы открыт и работает в режиме насыщения. Действительно, в этом случае через базу VT_1 протекает ток $I_{кн}$ от нижнего коллектора инжекционного транзистора VT_n , а через коллектор VT_1 — верхнего коллектора VT_n (нагрузочный транзистор VT_3 закрыт). Таким образом, $I_{б1} = I_{к1} = I_{кн}$. Очевидно для обеспечения режима насыщения VT_1 необходимо выполнить условие $I_{б1} B_1 \geq I_{к1}$, т. е. $B \geq 1$. Так условие легко выполнить даже в микроамперном диапазоне рабочих токов транзисторов. Уменьшение рабочего тока играет важную роль в снижении потребляемой мощности I^2L -схемы. И

напряжение $U_{вх}^1 = (0,6 - 0,8)$ В определяется падением напряжения на эмиттерном переходе открытого транзистора.

Если напряжение на входе I основной схемы И²Л имеет низкий уровень (хотя бы один из транзисторов предыдущей И²Л-схемы открыт и насыщен), то транзистор VT_1 закрыт.

Низкий уровень $U_{вх}^0$ определяется падением напряжения коллектор—эмиттер на насыщенном транзисторе и составляет сотни милливольт.

Таким образом, И²Л-схема (рис. 5.24) реализует логическую функцию ИЛИ-НЕ

Для реализации функции И-НЕ в И²Л-схеме используют многоколлекторные транзисторы VT_1 и VT_2 , дополнительные коллекторные выходы которых выполняют роль независимых входов для последующих И²Л-схем. Возможность реализации функции И-НЕ в И²Л-схеме показана на рис. 5.25.

Если на коллекторах транзисторов VT_1 и VT_2 одновременно действует высокий уровень напряжения (VT_1 и VT_2 закрыты), то через базу нагрузочного транзистора VT_3 протекает инжекционный ток $I_{кн}$. На его коллекторе устанавливается низкий уровень напряжения.

Если хотя бы один из транзисторов VT_1 и VT_2 открыт (на коллекторе действует низкий уровень напряжения), то VT_3 закрыт. На его выходе устанавливается высокий уровень напряжения.

Нагрузочная способность И²Л-схемы при реализации функции И-НЕ определяется количеством коллекторов многоколлекторного $n-p-n$ -транзистора. При реализации функции ИЛИ-НЕ подключение каждой нагрузочной схемы увеличивает коллекторный ток транзистора на $I_{кн}$, что может привести к выходу его из режима насыщения. При подключении n нагрузочных схем к коллектору VT_1 условие насыщения транзистора $I_{б1} B_1 \geq I_{в1}$ можно записать как $I_{кн} B_{1\text{ мин}} > n I_{кн}$ или $B_{1\text{ мин}} > n$. Если при работе схемы в наноамперном диапазоне токов $B_{\text{ мин}} = 1,5$, то $n = 1$, т. е.

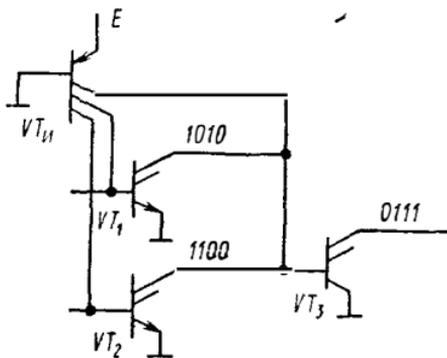


Рис 5.25

к коллектору VT_1 можно подключить только од-
нагрузочную схему.

Повышение V_{\min} в современных И²Л-схемах ос-
ществляется за счет усовершенствования технологии,
так как при увеличении рабочего тока транзистора
для обеспечения высоких значений V теряется одно
из главных преимуществ И²Л-схемы — малое потреб-
ление мощности.

Быстродействие И²Л-схемы определяется в основ-
ном перезарядом паразитных емкостей, шунтирую-
щих выходные цепи *n-p-n*-транзисторов, и временем
рассасывания неосновных носителей в базе насыщен-
ного транзистора, которое для И²Л-схем составляет
10—50 нс. Время переходных процессов при перечисле-
нии транзисторов И²Л-схемы уменьшается при
увеличении рабочего тока инжектора. Однако при
этом возрастает и потребляемая мощность схемы.
Типовые значения рабочего тока инвертора совре-
менных И²Л-схем лежат в пределах 10^{-6} —1 мА
при напряжении питания 1—1,5 В.

Малый логический перепад сигнала $\Delta U_{\text{лог}}$ обус-
ловливает и малую помехоустойчивость И²Л-схем.
Величина $U_{\text{пом}}^1 < U_{\text{пом}}^0$ и составляет 20—50 мВ.

**Базовые элементы на однотипных МДП-транзисто-
рах.** При построении логических ИМС используются
МДП-транзисторы с индуцированным *n*- или *p*-ка-
налом. В настоящее время предпочтение отдается
n-канальным транзисторам, которые обеспечивают
большее быстродействие логических ИМС, а самое
главное — их полную совместимость с ТТЛ-схемами
по номиналу питания и логическим уровням сигналов
«0» и «1».

На рис. 5.26 приведен базовый элемент *n*-МДП,
реализующий логическую функцию ИЛИ-НЕ. При
подаче высокого уровня напряжения $U_{\text{вх}}^1 > U_0$ хотя
бы на один из входов схемы открывается соответ-
ствующий транзистор (VT_1 или VT_2) и на выходе
устанавливается низкий уровень $U_{\text{вых}}^0 < U_0$ (логический
нуль).

Если на обоих входах логический нуль, то VT_1
и VT_2 закрыты. На выходе — высокий уровень нап-
ряжения — логическая единица.

Нагрузочный транзистор VT_3 всегда открыт и ра-
ботает в пологой области характеристики. Поэтому
высокий уровень напряжения равен $U_{\text{вых}}^1 = E - U_{03}$.

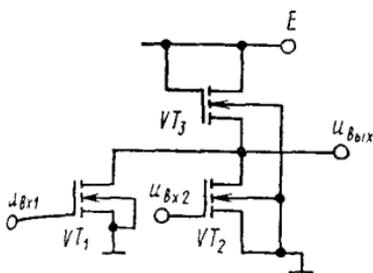


Рис. 5.26

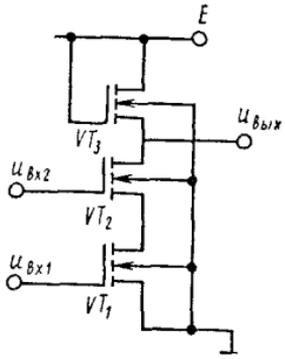


Рис. 5.27

Для обеспечения малого значения низкого уровня напряжения $U_{\text{вых}}^0$ необходимо, чтобы сопротивление канала открытого VT_1 или VT_2 было много меньше сопротивления канала нагрузочного VT_3 . Для этого открытые VT_1 и VT_2 работают в крутой области характеристики.

Базовый элемент на рис. 5.27 реализует функции И-НЕ. Если хотя бы один из управляющих транзисторов закрыт (на его входе низкий уровень напряжения), то на выходе схемы имеем высокий уровень напряжения $U_{\text{вых}}^1 = E - U_{03}$. Схема переключается в другое состояние (низкий уровень напряжения на выходе), только когда на всех входах действуют высокие уровни напряжения (транзисторы VT_1 и VT_2 открыты и работают в крутой области характеристики). Так как при последовательном включении VT_1 и VT_2 уменьшается эквивалентная крутизна их характеристик, то возрастает остаточное напряжение $U_{\text{вых}}^0$. Поэтому помехоустойчивость схемы ИЛИ-НЕ выше, чем схемы И-НЕ.

С увеличением числа входов помехоустойчивость схемы И-НЕ уменьшается, что ограничивает максимальное число входов.

В схеме ИЛИ-НЕ максимальное число входов ограничивается требуемым быстродействием логических ИМС. Нагрузочная способность МДП-схем велика, так как входные токи в МДП-транзисторах практически отсутствуют.

Базовые элементы на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП-схема). Двухвходовая схема базового элемента КМДП, реализующая функцию ИЛИ-НЕ, приведена на рис. 5.28. В основе схемы

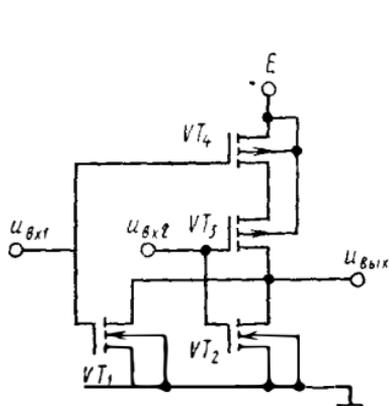


Рис 5 28

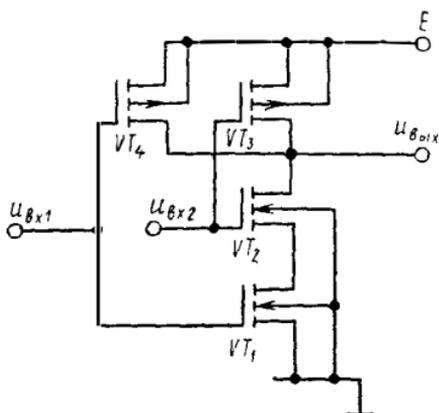


Рис 5 29

лежит транзисторный ключ (рис. 5.13), рассмотренный в предыдущем параграфе.

Действие на входах параллельно соединенных управляющих транзисторов VT_1 и VT_2 низкого уровня напряжения $U_{вх}^0 < U_0$ обуславливает их закрытое состояние. При этом последовательно соединенные нагрузочные VT_3 , VT_4 открыты и на выходе схемы устанавливается напряжение

$$U_{вых}^1 = E - (I_{ут1} + I_{ут2})(r_{кан3} + r_{кан4}) \approx E, \quad (5.22)$$

где $I_{ут} = (0,5 - 1)$ нА — ток утечки закрытого транзистора; $r_{кан} = 1$ кОм — сопротивление канала открытого транзистора. Индексы в (5.22) соответствуют номеру транзистора.

Если хотя бы на один вход поступает сигнал $U_{вх}^1 > U_0$, то открывается соответствующий управляющий транзистор (VT_1 или VT_2), а связанный с ним нагрузочный (VT_3 или VT_4) закрывается. На выходе схемы устанавливается напряжение

$$U_{вых}^0 = U_{ост} \approx I_{ут} r_{кан} \approx 0.$$

В базовом элементе И-НЕ (рис. 5.29) управляющие транзисторы VT_1 и VT_2 соединены последовательно, а нагрузочные — параллельно.

При действии низкого уровня напряжения $U_{вх}^0$ на входах схемы оба управляющих транзистора VT_1 и VT_2 закрыты, и на выходе схемы будем иметь высокий уровень напряжения $U_{вых}^1 \approx E$. Состояние схемы не изменится, если напряжение $U_{вх}^1$ поступает только на один из входов, так как один из управляющих транзисторов остается закрытым.

При подаче на все входы схемы высокого уровня напряжения $U_{вх}^1$ управляющие VT_1, VT_2 открыты и на выходе схемы устанавливается низкий уровень $U_{вых}^0 \approx U_{ост1} + U_{ост2} \approx 0$.

Таким образом, КМДП-схемы характеризуются высокой эффективностью использования напряжения источника питания, так как логический перепад сигнала в обеих схемах $\Delta U_{лог} = U_{вых}^1 - U_{вых}^0 \approx E$. Для обеспечения совместимости КМДП-схем с ТТЛ-схемами по номиналу питания обычно выбирают $E = 5В$, однако при этом КМДП-схемы имеют низкое быстродействие ($t_{зд\ p\ ср} = 50$ нс).

КМДП-схемы обладают высокими нагрузочной способностью и помехоустойчивостью: $U_{пом}^0 \approx U_0$, $U_{пом}^1 = E - U_0$.

Приведем таблицу основных параметров рассмотренных базовых элементов логических ИМС, позволяющую провести самостоятельно их сравнительную оценку.

Параметр	Тип базового элемента		
	ТТЛ	ТТЛШ	n-МДП
Напряжение питания, В	5	5	5
Логический перепад сигнала ($U_{вых}^1 - U_{вых}^0$)	4,5—0,4	4,5—0,4	Совместимы с ТТЛ
Уровень допустимых помех, В	0,8	0,5	0,5
Генерация помех	Сильная	Сильная	Малая
Быстродействие $t_{зд\ p\ ср}$, нс	5—20	2—10	10—100
Потребляемая мощность, мВт	2,5—35	2,5—35	0,1—1,5
Нагрузочная способность	10	10	20

Продолжение табл.

Параметр	Тип базового элемента		
	КМДП	ЭСЛ	И ² Л
Напряжение питания, В	3—15	-5,2	1
Логический перепад сигнала ($U_{вых}^1 - U_{вых}^0$)	E—0	(-1,6)— -(-0,7)	0,5
Уровень допустимых помех, В	0,4E	0,15	0,1
Генерация помех	Малая	Отсутствует	Малая
Быстродействие $t_{зд\ p\ ср}$, нс	10—100	0,7—3	10—20
Потребляемая мощность, мВт	0,01—0,1	20—50	0,05
Нагрузочная способность	50	20	5—10

Глава 6

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Импульсными называют устройства, которые под воздействием управляющего сигнала на входе осуществляют генерацию, формирование или преобразование импульсных сигналов. Они могут быть реализованы на основе транзисторных ключей, логических ИМС или операционных усилителей.

§ 6.1. Триггеры

Простейшая схема триггера содержит два входа, на которые поступают управляющие сигналы, и два выхода с разным уровнем напряжений на них: высоким и низким.

Схема может находиться в двух устойчивых состояниях, каждое из которых определяется комбинацией сигналов на входах триггера.

При изменении комбинации сигналов на входах триггер скачком переходит из одного состояния в другое, когда изменяются уровни его выходных напряжений. Если один из уровней выходного напряжения триггера принять за логическую единицу, а другой — за логический нуль, то, подавая определенную комбинацию электрических сигналов на входы триггера, его можно использовать для хранения и обработки двоичной информации, для деления и счета числа импульсов и т. д.

В настоящее время широкое распространение в импульсной и цифровой технике получили интегральные триггерные устройства, реализованные на основе логических схем И-НЕ и ИЛИ-НЕ.

В цифровой технике триггеры на дискретных элементах, в частности на транзисторах, значительно уступают триггерам на основе ИМС и находят применение лишь в нестандартной аппаратуре систем автоматического управления и контроля производственными процессами, в ядерной физике и других областях науки и техники, где требуются повышенные значения напряжений и токов. Основное применение триггеров на дискретных элементах — в качестве электронных реле.

В зависимости от способа записи информации триггерные устройства на ИМС разделяются на асинхронные и синхронные

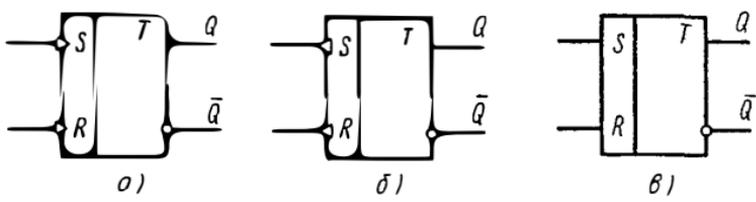


Рис. 6.1

(тактируемые). В асинхронных триггерах запись информации производится в произвольные моменты времени непосредственно при подаче сигналов (перепадов напряжения) на информационные входы триггера. Синхронные триггеры имеют наряду с информационными входами дополнительный вход C , на который поступает тактовый сигнал. Синхронный триггер может управляться уровнем, фронтом или срезом тактового импульса и срабатывает только при поступлении тактового импульса на вход C . Входы триггера, по которым он переключается фронтом или срезом импульса, называют *динамическими*. Если триггер переключается уровнем входного сигнала, т. е. требует большой длительности сигнала, то такой вход называется *статическим*.

Выходы триггерного устройства обозначают символами Q и \bar{Q} . Очевидно, что на выходах триггера всегда существуют парафазные напряжения, например если $Q=0$, то обязательно $\bar{Q}=1$

На рис. 6.1 приведены условные обозначения простейшего асинхронного триггера, выполняющего роль бистабильной ячейки и называемого триггером с установочными входами или *RS-триггером*.

Вход S является входом установки выхода Q в состояние «1», т. е. при $S=1$ имеем $Q=1$. Вход R является входом установки Q в состояние «0». При $R=1$ будем иметь $Q=0$.

Треугольники на входах триггера, направленные остриями в правую сторону (рис. 6.1, а), показывают, что триггер переключается фронтом положительного перепада входного сигнала. Если треугольники направляют остриями в левую сторону (рис. 6.1, б), то триггер переключается фронтом отрицательного перепада входного сигнала (срезом импульса). В изображении статических входов триггера треугольники отсутствуют (рис. 6.1, в).

На рис. 6.2, а приведена схема асинхронного *RS-триггера*, реализованного на основе логических схем ИЛИ-НЕ.

Выходные состояния триггера при действии на его входах различных комбинаций сигналов в двоичной системе характеризуются таблицей состояний

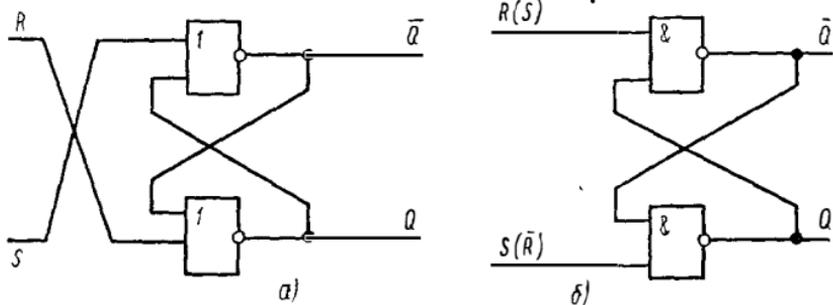


Рис. 6.2

(переходов). При составлении таблицы переходов условимся R^n , S^n , Q^n обозначать информационные значения входных и выходных сигналов триггера, действующих в интервале времени $t_n < t < t_{n+1}$ (на n -м такте), после поступления управляющих сигналов. Очевидно Q^{n-1} -состояние триггера, предшествующее поступлению управляющих сигналов.

При $R^n=0$, $S^n=1$ подтверждается предыдущее состояние триггера, если $Q^{n-1}=1$, либо триггер переключается в состояние $Q^n=1$, если $Q^{n-1}=0$. При $R^n=1$, $S^n=0$ происходит либо подтверждение предыдущего состояния триггера, если $Q^{n-1}=0$, либо переключение триггера в состояние $Q^n=0$, если $Q^{n-1}=1$.

При $R^n=0$, $S^n=0$ состояние триггера не изменится, т. е. при любом предыдущем его состоянии будем иметь $Q^n=Q^{n-1}$. После окончания действия сигналов $R^n=1$ и $S^n=1$ триггер оказывается в неопределенном состоянии, т. е. с равной вероятностью может перейти в любое из двух устойчивых состояний: $Q^n=1$ или $Q^n=0$. Поэтому комбинация входных сигналов $R^n=1$, $S^n=1$ для RS-триггера (рис. 6.2, а) является запрещенной и обозначается символом \times .

На основании вышеизложенного построим таблицу переходов RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ:

S^n	R^n	Q^n
0	0	Q^{n-1}
0	1	0
1	0	1
1	1	\times

Асинхронный триггер на элементах И-НЕ (рис. 6.2, б) не изменяет своего первоначального состояния

при единичных уровнях информационных сигналов на входах устройства, а комбинация сигналов $R^n=0$, $S^n=0$ является запрещенной. Это означает, что для данного триггера управляющими являются нулевые уровни входных сигналов, а не единичные, как в предыдущем случае. Поэтому схему, изображенную на рис. 6.2, б, можно рассматривать как схему RS -триггера, представленную на рис. 6.2, а, с инверсными входами \bar{R} , S . Таблица переходов рассмотренной схемы имеет вид:

S^n	R^n	Q^n
0	0	\times
0	1	1
1	0	0
1	1	Q^{n-1}

Схема простейшего синхронного RS -триггера (RSC -триггера) (рис. 6.3, а) состоит из схемы асинхронного и двух элементов И-НЕ, благодаря которым триггер переключается только в том случае, если сигнал логической единицы поступает одновременно на тактовый вход C и один из информационных входов S или R .

В отсутствие сигнала «1» на тактовом входе RSC -триггер работает в режиме запоминания предыдущей информации при любой комбинации сигналов на информационных входах. Комбинация входных сигналов $S^n=R^n=C^n=1$ является недопустимой, так как в этом случае на входах S' и R' асинхронного триггера создается запрещенная для него комбинация $S'^n=0$, $R'^n=0$. Условное обозначение синхронного RS -триггера приведено на рис. 6.3, б. В порядке усвоения материала предлагаем самостоятельно составить таблицу переходов RSC -триггера (рис. 6.3, а).

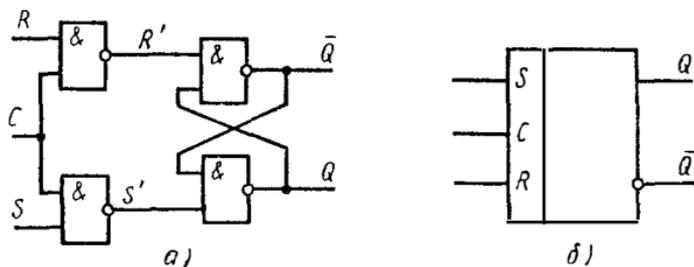


Рис. 6.3

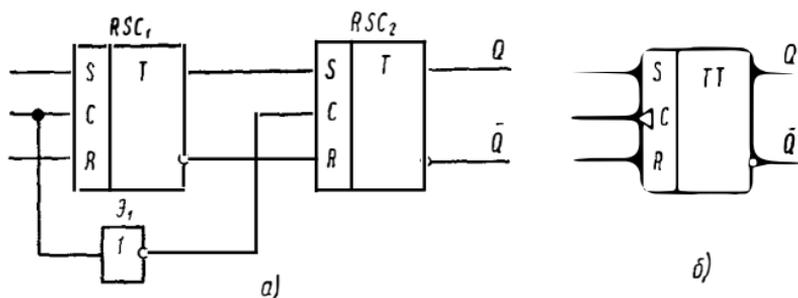


Рис. 6 4

Тактирование синхронного RS -триггера отрицательным перепадом напряжения можно выполнить, сделав RSC -триггер двухступенчатым, когда используются два одноступенчатых RSC -триггера (рис. 6.3, a), один из которых основной, а другой вспомогательный.

Функциональная схема двухступенчатого RSC -триггера, тактируемого отрицательным перепадом (a), и ее условное обозначение (b) приведены на рис. 6.4.

Схема состоит из двух одноступенчатых RSC -триггеров RSC_1 , RSC_2 и инвертора \mathcal{E}_1 , через который тактовый импульс подается на вспомогательный триггер RSC_2 .

В схеме (рис. 6.4, a) информация с шин S и R записывается в основной RSC -триггер с приходом тактового импульса C (по его фронту), а считывается вспомогательным RSC -триггером после окончания тактового импульса (спадом импульса). Таким образом, считывание информации, поступающей на вход триггера, задерживается на время, равное длительности тактового импульса, т. е. двухступенчатый RSC -триггер работает с внутренней задержкой (отсюда и обозначение TT на рис. 6.4, b).

T-триггер. Асинхронный T -триггер имеет один информационный вход и переключается фронтом либо срезом поступающих на его вход импульсов. Его часто называют счетным, так как число его переключений соответствует числу поступающих на его вход импульсов. Функциональная схема (и условное обозначение T -триггера, управляемого фронтом импульса (b), и временные диаграммы, иллюстрирующие его принцип действия ($в$), приведены на рис. 6.5.

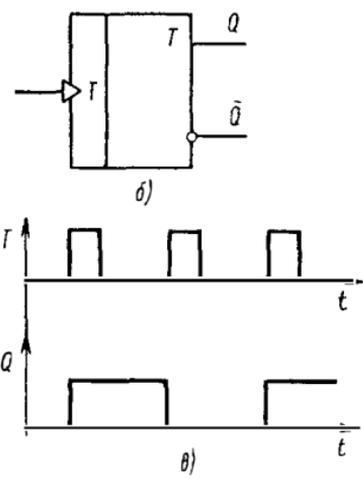
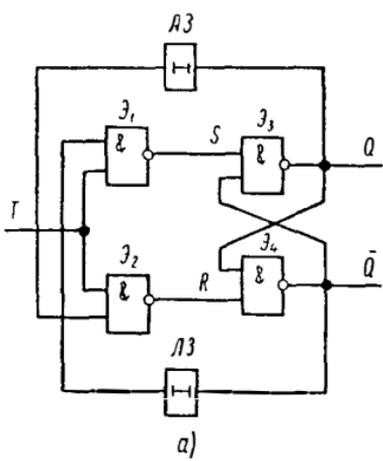


Рис 6 5

Асинхронный T -триггер (рис. 6.5, а) можно реализовать на основе одноступенчатого RSC -триггера (см. рис. 6.3, а), если выход \bar{Q} соединить с входом S , выход Q — с входом R , а вход C использовать как информационный T .

Предположим, что триггер находится в состоянии «1», т. е. $Q^{n-1}=1$, $\bar{Q}^{n-1}=0$. Тогда при $T^{n-1}=0$ на входах асинхронного RS -триггера, выполненного на элементах \mathcal{E}_3 и \mathcal{E}_4 типа И-НЕ и являющегося составной частью T -триггера, будем иметь $R^{n-1}=1$, $S^{n-1}=1$.

При поступлении счетного импульса $T^n=1$ срабатывает \mathcal{E}_2 . Следовательно, $R^n=0$ и триггер переключается в состояние «0», когда $Q^n=0$, $\bar{Q}^n=1$.

Сигнал обратной связи задержан с помощью цепей задержки на время $t_{\text{зад}}$, большее времени действия входного импульса T^n , поэтому обратного срабатывания триггера не происходит.

После окончания действия импульса T^n на входах асинхронного RS -триггера снова устанавливается комбинация $R=1$, $S=1$. С приходом последующего счетного импульса срабатывает элемент \mathcal{E}_1 , так как $\bar{Q}^n=1$, $Q^n=0$, и триггер переключается.

Для реализации схемы асинхронного T -триггера, управляемого срезами входного импульса, можно использовать двухступенчатый RSC -триггер (см. рис. 6.4), в котором выход \bar{Q} соединяется с выходом S , выход Q — с выходом R , а вход C выполняет функции информационного входа T .

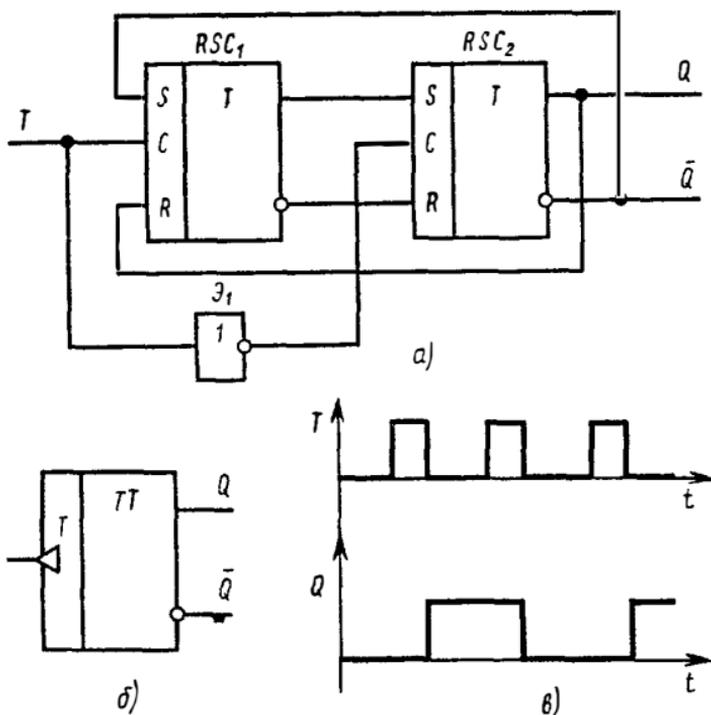


Рис. 6.6

Функциональная схема (а), условное обозначение (б) и временные диаграммы работы асинхронного T -триггера (в), управляемого срезами входного импульса, приведены на рис. 6.6.

В схеме (рис. 6.6, а) основной триггер RSC_1 переключается фронтом входного импульса, а вспомогательный, определяющий состояние схемы RSC_2 — срезами.

На практике широко применяются различные варианты схем асинхронных T -триггеров: с уставовочными входами R и S ($\overline{R}ST$ -триггер); с одним установочным входом R или S для установки триггера в состояние «0» или «1».

Синхронный двухступенчатый T -триггер (рис. 6.7) переключается после окончания действия тактового импульса C (срезом) при наличии логической единицы на информационном входе T .

D -триггер (триггер задержки). Он имеет два входа: информационный D и тактовый C .

Триггер переключается в момент поступления очередного тактового импульса, если уровни сигналов на входе D и выходе Q различны.

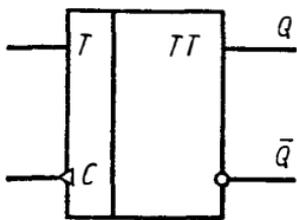


Рис. 6.7

Условное обозначение (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы D -триггера (б), приведены на рис. 6.8.

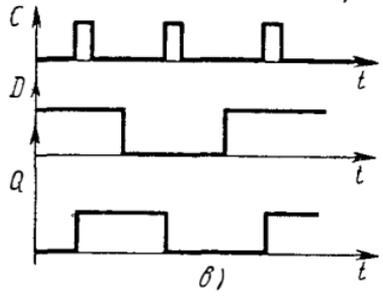
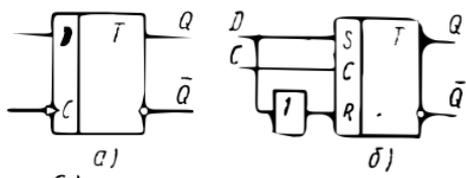


Рис. 6.8

Из временных диаграмм (рис. 6.8, б) видно, что при поступлении в момент времени t_1 очередного ($n-1$)-го импульса на тактовый вход C триггер переключается в состояние $Q=1$. После установления в момент времени t_2 на входе D логического нуля состояние на выходе триггера не изменяется. И только в момент времени t_3 , когда поступает следующий n -й тактовый импульс, триггер снова переключается в исходное состояние. Таким образом, D -триггер повторяет изменение уровня сигнала на входе D , но с задержкой, равной по времени $t_{\text{зад}} = t_3 - t_2$. На этом основании D -триггер называют *триггером задержки* (от англ. delay — задержка).

Функциональную схему D -триггера можно построить с помощью одноступенчатого RSC -триггера, дополненного инвертором (рис. 6.8, б).

Для управления триггером по срезу тактового импульса применяют двухступенчатую схему, состоящую из основного RSC_1 и вспомогательного RSC_2 одноступенчатых RSC -триггеров. Информационный сигнал D поступает непосредственно на вход S и одновременно через инвертор \mathcal{E}_1 на вход R основного RSC -триггера. Тактовый импульс подается на вход C основного триггера и одновременно через инвертор \mathcal{E}_2 на вход C вспомогательного. Функциональная схема (а) и условное обозначение (б) D -триггера с управлением по срезу тактового импульса приведены на рис. 6.9.

JK-триггер. Синхронный JK -триггер имеет информационные входы J , K и тактовый вход C . Он

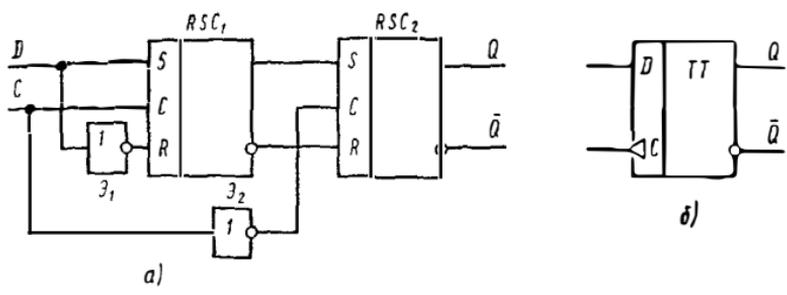


Рис. 69

выполняется по двухступенчатой схеме с использованием основного и вспомогательного RS -триггеров и переключается срезом тактового импульса при наличии сигнала логической единицы на одном из информационных входов. Функциональная схема синхронного JK -триггера (а) и ее условное обозначение (б) приведены на рис. 6.10. Во время действия тактового импульса информация записывается в основной триггер RS_1 , а в момент окончания информация считывается вспомогательным триггером RS_2 .

Например, пусть синхронный JK -триггер (рис. 6.10) находится в состоянии «0», когда $\bar{Q}_2^{n-1} = 1$, $Q_2^{n-1} = 0$. Тогда $R_2^{n-1} = 0$, $S_2^{n-1} = 0$ и соответственно $\bar{Q}_1^{n-1} = 1$, $Q_1^{n-1} = 0$.

Если $C^{n-1} = 0$, то при любой комбинации сигналов на информационных входах J и K входные элементы Z_1 , Z_2 имеют на выходах логические единицы, триггер RS_1 запомнил предыдущее состояние на $n=1$ такте: $\bar{Q}_1^{n-1} = 1$, $Q_1^{n-1} = 0$.

При поступлении тактового входа ($C^n = 1$) и наличии логической единицы, например, на входе K срабатывает элемент Z_2 ($R_1^n = 0$), и триггер RS_1 переключается в состояние, когда $Q_1^n = 0$. Одновре-

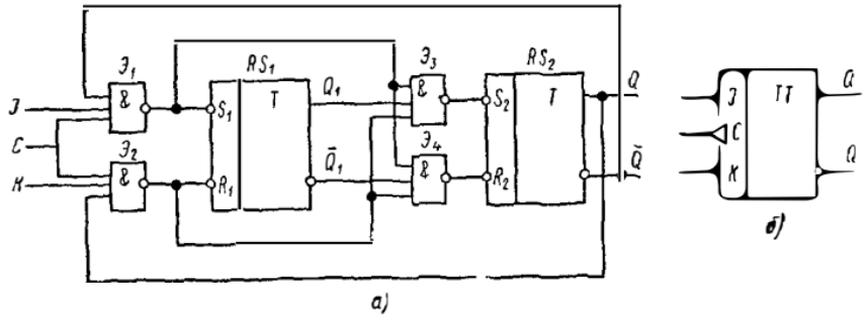


Рис 6 10

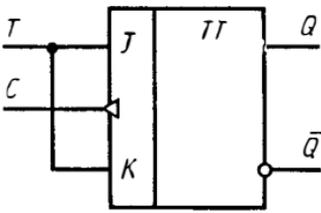


Рис 6 11

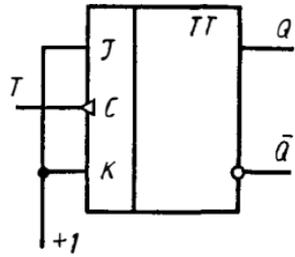


Рис 6 12

менно сигнал $R_1^n = 0$ поступает на входы \mathcal{E}_3 и \mathcal{E}_4 . В результате на входах вспомогательного триггера RS_2 устанавливается информация $R_2^n = 1, S_2^n = 1$. По окончании действия тактового импульса на выходах элементов \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 будем иметь логические единицы, на выходе элемента \mathcal{E}_4 логический нуль ($R_2^n = 0$) и триггер RS_2 переключается в состояние $Q_2^n = 0, \bar{Q}_2^n = 1$.

При $J^{n-1} = 1, K^{n-1} = 1, \bar{Q}_2^{n-1} = 1, Q_2^{n-1} = 0$ в момент поступления тактового импульса срабатывает элемент \mathcal{E}_1 ($S_1^n = 0$) и после окончания тактового импульса триггер RS_2 переключается в состояние $\bar{Q}_2^n = 0, Q_2^n = 1$. Таким образом, JK -триггер, в отличие от RSC -триггера, не имеет запрещенных комбинаций входных сигналов и при комбинации $J^n = 1, K^n = 1, C^n = 1$ инвертирует предыдущее состояние схемы

JK -триггер является универсальным, т. е. на его основе легко реализовать остальные типы тактируемых триггеров. Например, если объединить входы J и K в один общий вход T , то получим синхронный T -триггер (рис. 6.11).

При использовании JK -триггера в качестве асинхронного T -триггера входные импульсы поступают на тактовый вход C JK -триггера. Входы J и K объединяются в один общий вход, на который поступает сигнал логической единицы (рис. 6.12). Триггер переключается срезом входного импульса T , поступающего на вход C JK -триггера.

Для преобразования схемы JK -триггера в схему D -триггера информационный сигнал D подается непосредственно на вход J и одновременно через инвертор на вход K (рис. 6.13).

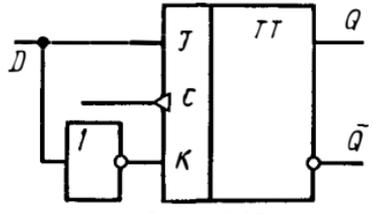


Рис 6 13

§ 6.2. Триггеры Шмитта

В отличие от рассмотренных выше триггерных устройств триггер Шмитта представляет собой устройство, в котором переход из одного устойчивого состояния в другое осуществляется только при определенных уровнях входного напряжения $E_{г1}$ и $E_{г2}$, называемых *пороговыми уровнями*.

Наличие двух пороговых уровней входного сигнала в схеме свидетельствует о гистерезисном характере передаточной характеристики данного устройства. Идеализированная передаточная характеристика триггера Шмитта представлена на рис. 6.14. При $e_{г} < E_{г1}$ триггер Шмитта находится в одном из устойчивых состояний, например, когда $U_{\text{вых}} = E^0$. Как только входное напряжение достигает порогового уровня срабатывания $E_{г1}$, схема скачком переходит в другое устойчивое состояние (рабочий режим), когда $U_{\text{вых}} = E^1$. Дальнейшее повышение напряжения генератора $e_{г}$ не приводит к изменению состояния схемы. Однако уменьшение $e_{г}$ до порогового уровня отпуская $E_{г2}$ вызывает скачкообразное возвращение схемы в исходное состояние ($U_{\text{вых}} = E^0$). Пороговые уровни срабатывания и отпуская, а следовательно, ширина петли гистерезиса определяются элементами схемы.

На рис. 6.15 приведены схема триггера Шмитта на дискретных элементах (а) и временные диаграммы, характеризующие его работу (б). В исходном состоянии (при $e_{г} < E_{г1}$) схемы тран-

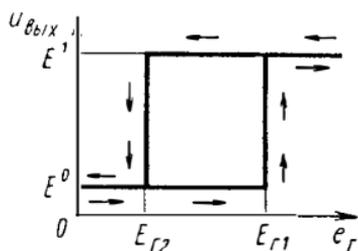


Рис 6 14

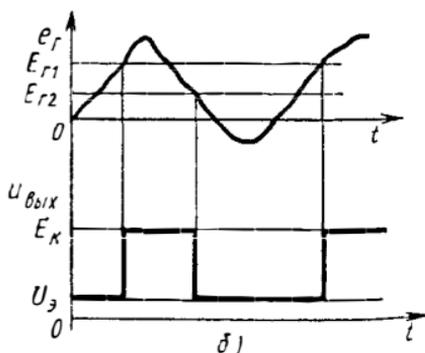
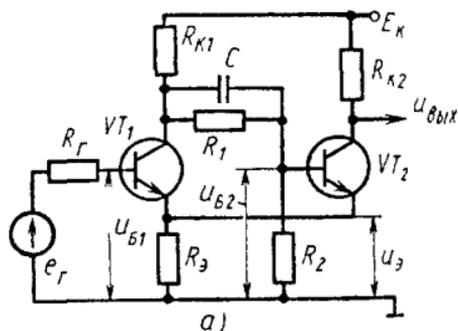


Рис. 6 15

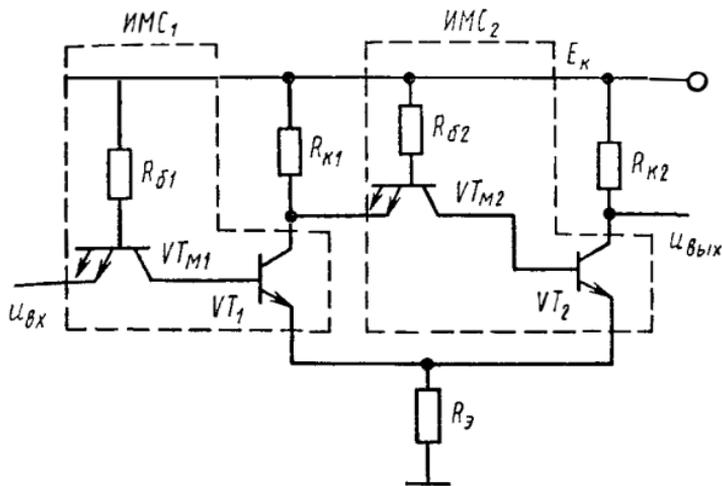


Рис. 6.16

зистор VT_1 закрыт, а транзистор VT_2 открыт и насыщен. Напряжение на выходе схемы $U_{\text{вых}} = U_{32} = I_{32} R_3 = E_k R_3 / (R_{\kappa 2} + R_3)$. При переключении схемы в рабочий режим ($e_r > E_{r1}$) транзистор VT_1 открывается, а VT_2 закрывается. Напряжение на выходе возрастает до значения, близкого к напряжению источника питания E_k . При снижении напряжения e_r до уровня E_{r2} схема возвращается в исходное состояние.

Триггер Шмитта можно составить из двух интегральных расширителей по ИЛИ ТТЛ-типа (рис. 6.16). По своей структуре эта схема аналогична схеме триггера Шмитта на дискретных элементах (см. рис. 6.15), где ИМС₁ и ИМС₂ — интегральные расширители, $R_{\kappa 1}$, $R_{\kappa 2}$, R_3 — резисторы, которые являются навесными компонентами схемы. Для регулировки порогов срабатывания и опускания E_{r1} и E_{r2} в схему вводят также навесные резисторы R_1 и R_2 .

Схема триггера Шмитта, выполненная на операционном усилителе, приведена на рис. 6.17. Для получения гистерезисной передаточной характеристики к неинвертирующему входу операционного усилителя подключена цепь положительной обратной связи, состоящая из резисторов R_1 и R_2 . Выходное напряжение ОУ передается на неинвертирующий вход, уменьшаясь в $\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$ раз, где γ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Благодаря действию положительной обратной связи выходное напряжение ОУ может принимать

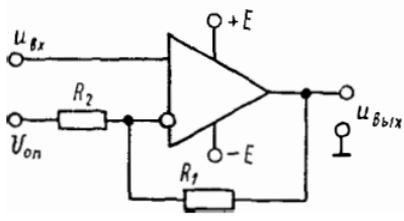


Рис 6 17

только два крайних значения положительные $U_{\text{вых max}}^+$ и отрицательные $U_{\text{вых max}}^-$. При положительном значении максимального напряжения на выходе ОУ $U_{\text{вых max}}^+$ на неинвертирующем входе устанавливает-

ся напряжение $U_1^+ = (U_{\text{вых max}}^+ - U_{\text{оп}})\gamma + U_{\text{оп}}$. Состояние триггера остается неизменным при любом значении $e_r < U_1^+$. Если напряжение e_r , увеличиваясь, достигает значения $E_{r1} = U_1^+$, триггер переключается в другое устойчивое состояние, когда $U_{\text{вых}}^- = U_{\text{вых max}}^-$, напряжение U_1 становится равным $U_1^- = U_{\text{оп}} - (|U_{\text{вых max}}^-| + U_{\text{оп}})\gamma < E_{r1}$.

Триггер переключится в исходное состояние при уменьшении e_r до значения $E_{r2} = U_1^-$.

Таким образом, необходимые значения пороговых напряжений E_{r1} и E_{r2} в схеме (рис 6 17) определяются напряжением смещения $U_{\text{оп}}$ и параметрами цепи обратной связи γ

§ 6.3. Генераторы прямоугольных импульсов

Для получения импульсов прямоугольной формы широко используются релаксационные генераторы, построенные на основе усилителей с положительной обратной связью. Релаксационные генераторы, в которых ПОС создается с помощью RC-цепей, называют *мультивибраторами*. Если ПОС создается с помощью импульсного трансформатора, то такие релаксационные генераторы называют *блокинг-генераторами*.

Релаксационные генераторы могут работать в двух режимах. автоколебательном и ждущем

В автоколебательном режиме схема имеет два квазиустойчивых состояния, длительность каждого из которых определяется времязадающей цепью

В ждущем режиме схема имеет одно устойчивое состояние, в котором может находиться неограниченно долго. Под действием короткого запускающего внешнего импульса схема скачком переходит в квазиустойчивое состояние, а затем самостоятельно возвращается в исходное состояние, формируя импульс заданной длительности.

Генераторы на интегральных микросхемах. В настоящее время широко применяются мультивибраторы, выполненные в виде гибридных ИМС, а также на базе логических ИМС и операционных усилителей

Мультивибраторы на основе логических ИМС обычно применяют в цифровой аппаратуре, так как при этом наиболее полно обеспечивается унификация элементной базы. Кроме того, не требуется согласование по уровням сигналов релаксационных генераторов и других устройств аппаратуры.

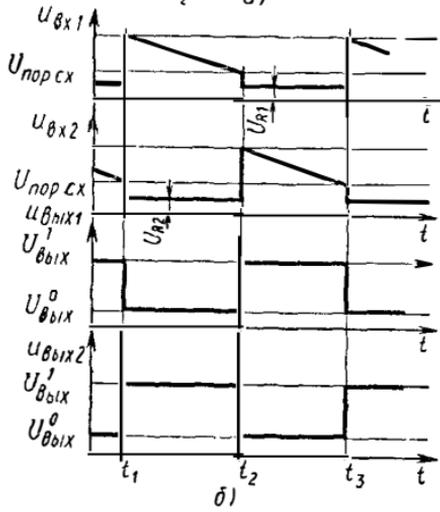
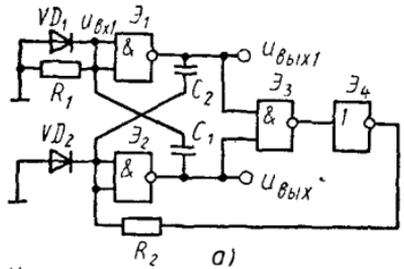


Рис 618

На рис 618, а представлена принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на ИМС, реализующих логическую функцию И-НЕ. Логические схемы Э3 и Э4 имеют вспомогательное назначение и служат для создания режима мягкого самовозбуждения колебаний в схеме. При включении питания и возможном появлении на обоих выходах микросхем Э1 и Э2 сигналов логической единицы срабатывают микросхемы Э3 и Э4. На вход Э2 поступает высокий уровень напряжения, который вызывает переключение Э2 в состояние логического нуля на выходе и приводит к возникновению режима автоколебаний.

Временные диаграммы, характеризующие работу схемы в режиме автоколебаний, приведены на рис 618, б. В момент времени t₁ напряжение U_{вх2} достигает порогового значения U_{пор сч}, при котором происходит переключение микросхемы Э2. Напряжение U_{вх2} изменяется от уровня U_{вх2}⁰, соответствующего логическому нулю, до уровня U_{вх2}¹ логической единицы. Так как конденсатор C₁ представляет собой

в момент времени t_1 цепь, замкнутую накоротко (напряжение на конденсаторе скачком измениться не может), то $U_{\text{вх}1}(t_1) = U_{\text{вых}}^1$ и, следовательно, $U_{\text{вых}1}(t_1) = U_{\text{вых}}^0$.

Скачок напряжения $U_{\text{вых}1}$ от $U_{\text{вых}}^1$ до $U_{\text{вых}}^0$ через конденсатор C_2 передается на вход микросхемы \mathcal{E}_2 и создает нежелательный отрицательный выброс напряжения $U_{\text{вх}2}$. Чтобы исключить отрицательные выбросы на входах \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 , резисторы R_1 и R_2 шунтируют диодами VD_1 и VD_2 .

После момента времени t_1 конденсатор C_1 начинает заряжаться с постоянной времени $\tau_{\text{зар}1} = R_1 C_1$, а напряжение $U_{\text{вх}1}$ стремится к нулю с той же постоянной времени. По достижении напряжением $U_{\text{вх}1}$ порогового значения $U_{\text{пор сх}}$, при котором переключается микросхема \mathcal{E}_1 , напряжение $U_{\text{вых}}$ скачком изменяется до значения, соответствующего логической единице, т. е. $U_{\text{вых}1}(t_2) = U_{\text{вых}}^1$, что приводит к изменению напряжения $U_{\text{вх}2}(t_2) = U_{\text{вых}}^1$, а следовательно, $U_{\text{вых}2}(t_2) = U_{\text{вых}}^0$. Таким образом, мультивибратор переходит в следующее квазиустойчивое состояние, за время которого происходят заряд конденсатора C_2 и изменение напряжения $U_{\text{вх}2}$ с постоянной времени $\tau_{\text{зар}2} = R_2 C_2$. При $U_{\text{вх}2}(t_3) = U_{\text{пор сх}}$ мультивибратор переходит в новое квазиустойчивое состояние, во время которого заряжается конденсатор C_1 , т. е. цикл повторяется.

В соответствии с временными диаграммами (рис. 6.18, б) длительность импульсов выходного напряжения $U_{\text{вых}2}$ определяется формулой

$$t_{\text{И}} = (R_1 + R_{\text{вых}}^1) C_1 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 + U_{R1}}{U_{\text{пор сх}}}$$

Длительность паузы между соседними выходными импульсами напряжения

$$t_{\text{П}} = (R_2 + R_{\text{вых}}^1) C_2 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 + U_{R2}}{U_{\text{пор сх}}}$$

где U_{R1} , U_{R2} — падение напряжения на резисторах R_1 , R_2 от протекания входного тока микросхемы при низком уровне входного напряжения ($U_{R1} = I_{\text{вх}}^0 R_1$, $U_{R2} = I_{\text{вх}}^0 R_2$); $R_{\text{вых}}^1$ — выходное сопротивление микросхемы при высоком уровне выходного напряжения.

Обычно выбирают $R_1 = R_2 = R$. При выполнении неравенства $R \gg R_{\text{вых}}^1$ будем иметь

$$t_{\text{н}} \approx R_1 C_1 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 + U_{R1}}{U_{\text{пор сх}}};$$

$$t_{\text{п}} \approx R_2 C_2 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 + U_{R2}}{U_{\text{пор сх}}}.$$

На рис. 6.19 приведены принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) ждущего мультивибратора на логических микросхемах, реализующих функцию И-НЕ.

В исходном состоянии на выходе элемента \mathcal{E}_1 имеем высокий уровень напряжения $U_{\text{вых}}^1$ (логическую единицу), так как резистор подключен к нулевой шине и уровень напряжения на входе \mathcal{E}_1 определяется падением напряжения на резисторе R $U_R = I_{\text{вых}}^0 R$ от входного тока микросхемы. Это падение напряжения должно быть меньше порогового напряжения $U_{\text{пор сх}}$. Тогда при высоком уровне напряжения $U_{\text{вх}}^1$ на входе 1 микросхемы \mathcal{E}_2 на ее выходе создается низкий уровень напряжения $U_{\text{вых}2} = U_{\text{вых}}^0$ (логический ноль).

При поступлении на вход 1 элемента \mathcal{E}_2 напряжения $U_{\text{вх}}^0$ (момент времени t_1) на ее выходе устанавливается уровень напряжения, соответствующий логической единице. Возникший при переключении микросхемы \mathcal{E}_2 скачок напряжения $U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 = \Delta U_{\text{лог}}$ передается через конденсатор C на вход микросхемы \mathcal{E}_1 и переключает ее в состояние логического нуля, когда $U_{\text{вых}1} = U_{\text{вых}}^0$.

После момента времени t_1 конденсатор C заряжается по экспоненте с постоянной времени $\tau = RC$, а напряжение $u_{\text{вх}1}$ падает с той же постоянной.

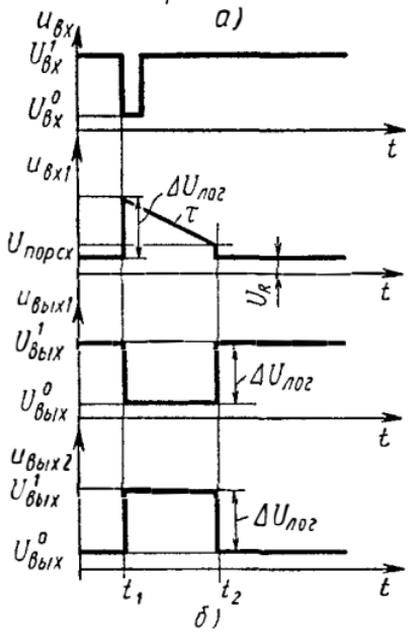
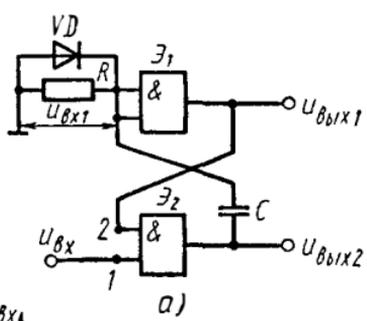


Рис. 6.19

Мультивибратор находится в квазиустойчивом состоянии.

Возвращение сигнала $u_{\text{вх}}$ на входе 1 микросхемы Э₂ к прежнему уровню (логической единице) не приводит к изменению ее состояния, так как на входе 2 микросхемы после момента времени t_1 устанавливается логический нуль. ($U_2 = U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}1}^0$)

В момент времени t_2 , когда $U_{\text{вх}1}$ достигает порогового уровня напряжения $U_{\text{пор ск}}$, происходит переключение Э₁ и соответственно Э₂. Мультивибратор возвращается в исходное состояние.

Для предотвращения отрицательного выброса напряжения $U_{\text{вх}1}$ в момент времени t_2 и уменьшения таким образом времени восстановления исходного состояния схемы резистор R шунтируют диодом VD .

Длительность выходного импульса при $R \gg R_{\text{вх}}^1$ определяется из формулы

$$t_{\text{н}} \approx RC \ln \frac{U_{\text{вх}1}^1 - U_{\text{вх}1}^0 + U_R}{U_{\text{пор ск}}}$$

Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) автоколебательного мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 6.20.

При включении питания дифференциальное напряжение смещения, возникающее на входе ОУ за счет действия ПОС, образованной резисторами R_1 и R_2 , скачком переводит операционный усилитель в режим ограничения выходного сигнала.

Пусть в момент времени t_0 на выходе ОУ устанавливается положительное максимальное напряжение $U_{\text{вх}1 \text{ max}} = E_{\text{огр}}^+$. Вход 1 в момент времени t_0

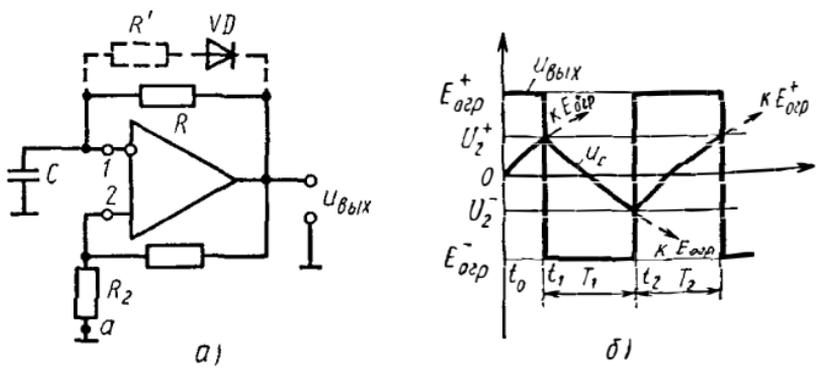


Рис. 6 20

оказывается заземленным по переменному току, так как напряжение на конденсаторе C при включении питания скачком измениться не может, т. е. $U_1(t_0) = U_C(t_0) = 0$. Напряжение на входе 2 определяется сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 и равно

$$U_2^+(t_0) = \frac{E_{\text{орп}}^+ R_2}{R_1 + R_2} = E_{\text{орп}}^+ \gamma.$$

После момента t_0 конденсатор заряжается с постоянной времени $\tau = RC$ и напряжение на нем, а следовательно, на входе 1 ОУ изменяется, стремясь от нуля к значению $E_{\text{орп}}^+$. Напряжение на входе 2 остается неизменным. В момент времени t_1 напряжение $u_C(t)$ достигает значения U_2^+ , т. е. $U_C(t_1) = U_2^+$, изменяется знак дифференциального входного напряжения ОУ, а выходное напряжение его скачком достигает своего отрицательного предела $-U_{\text{вых max}} = E_{\text{орп}}^-$.

Напряжение U_2 становится отрицательным и удерживает схему в состоянии ограничения, когда $U_{\text{вых}} = E_{\text{орп}}^-$. Конденсатор C перезаряжается, а напряжение на нем стремится к $E_{\text{орп}}^-$. При $|U_C| = U_2^- = E_{\text{орп}}^- \gamma$ происходит скачок выходного напряжения к положительному пределу.

Длительности квазистойчивых состояний схемы определяются из формул:

$$T_1 = RC \ln \frac{|E_{\text{орп}}^-| + U_2^+}{|E_{\text{орп}}^-| - |U_2^-|} = RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right);$$

$$T_2 = RC \ln \frac{E_{\text{орп}}^+ + |U_2^-|}{E_{\text{орп}}^+ - U_2^+} = RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) = T_1.$$

Таким образом, схема генерирует импульсы со скважностью, равной двум. Для изменения частоты и скважности выходных импульсов можно: подать в точку a напряжение $E \neq 0$; зашунтировать резистор R цепью, состоящей из последовательно соединенных резистора R' и диода VD (на рис. 6.20, a показана пунктиром).

Принципиальная схема (a) и временные диаграммы (b) ждущего мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 6.21. В исходном состоянии, когда $U_{\text{вх}} = 0$, выходное напряжение ОУ равно положительному предельному значению $E_{\text{орп}}^+$.

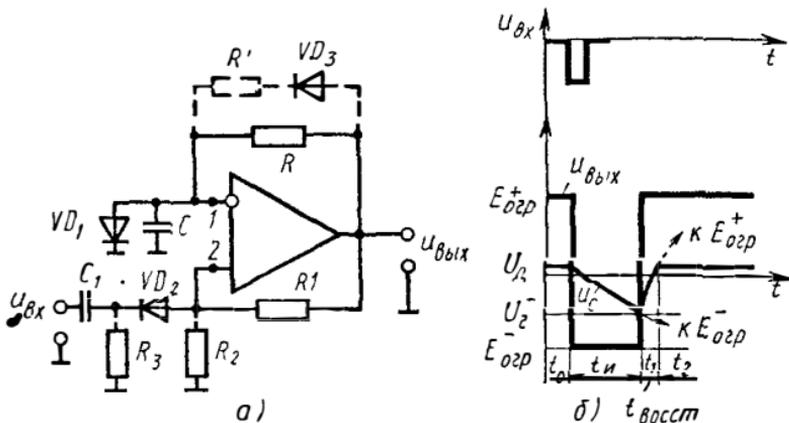


Рис. 6.21

Диод VD_1 открыт, напряжение на конденсаторе C и соответственно на инвертирующем входе 1 усилителя составляет десятые доли вольт. Напряжение на неинвертирующем входе 2 определяется делителем $(R_1 - R_2)$:

$$U_2^+ = \frac{E_{орп}^+ R_2}{R_1 + R_2} = E_{орп}^+ \gamma.$$

Это напряжение удерживает усилитель в режиме, когда $U_{вых} \approx E_{орп}^+$.

При подаче в момент времени t_0 на вход мультивибратора отрицательного импульса, обычно прямоугольной формы, схема скачком переходит в квазистационарное состояние, для которого $U_{вых} = E_{орп}^-$. Чтобы исключить влияние входного сигнала на работу схемы, применены цепь запуска C_1 , R_3 и диод VD_2 . В момент времени t_0 диод VD_1 закрывается и конденсатор C начинает заряжаться с постоянной времени $\tau = RC$ (диод VD закрыт). Напряжение на нем стремится к значению $E_{орп}^-$ по экспоненте с той же постоянной времени.

Схема удерживается в квазистационарном состоянии до тех пор, пока в момент времени t_1 напряжение $|U_c| = |U_1|$ не превысит по абсолютному значению напряжение на неинвертирующем входе U_2^- .

Длительность выходного импульса схемы

$$t_{и} = RC \ln \frac{U_{д1} + |E_{орп}^-|}{|E_{орп}^-| - |U_2^-|}.$$

Отсюда при $E_{\text{огр}}^- \gg U_{\text{д1}}$ после несложных преобразований получим

$$t_{\text{и}} \approx RC \ln \frac{|E_{\text{огр}}^-|}{|E_{\text{огр}}^-| R_1 / (R_1 + R_2)} = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

В момент времени t_1 ОУ снова переходит в исходное устойчивое состояние, когда $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^+$, и конденсатор C начинает разряжаться с постоянной времени $\tau' = (R' \parallel R) C \approx R' C \ll \tau$, так как диод VD_3 при $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^+ > 0$ открыт. Напряжение u_C стремится по экспоненте к уровню $E_{\text{огр}}^+$.

Время восстановления исходного состояния схемы заканчивается в момент t_2 , когда открывается диод VD_1 и напряжение U_C фиксируется на уровне десятых долей вольт ($U_{\text{д1}} = 0,7 - 0,9$ В).

В соответствии с временными диаграммами (рис. 6.21, б) время восстановления определяется из формулы

$$t_{\text{восст}} = RC \ln \frac{|U_2^-| + E_{\text{огр}}^+}{E_{\text{огр}}^+ - U_{\text{д1}}}.$$

Полагая $E_{\text{огр}}^+ \gg U_{\text{д1}}$, данную формулу упростим:

$$t_{\text{восст}} \approx RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

В отсутствие цепи $R' - VD_3$ время восстановления увеличивается, так как $\tau' = \tau = RC$, хотя схема работоспособна.

§ 6.4. Генераторы

линейно изменяющегося напряжения и тока

Линейно изменяющееся напряжение (рис. 6.22) характеризуется двумя промежутками времени: рабочего хода $t_{\text{раб}}$, в течение которого напряжение изменяется по линейному закону, и обратного хода $t_{\text{обр}}$, в течение которого напряжение возвращается к исходному значению. Закон изменения напряжения за время обратного хода обычно не существует.

Различают положительное и отрицательное, а также линейно нарастающее и линейно падающее напряжения. На рис. 6.22 приведены положительные нарастающее (а), спадающее (б) и отрицательные спадающее (в) и нарастающее (г) напряжения.

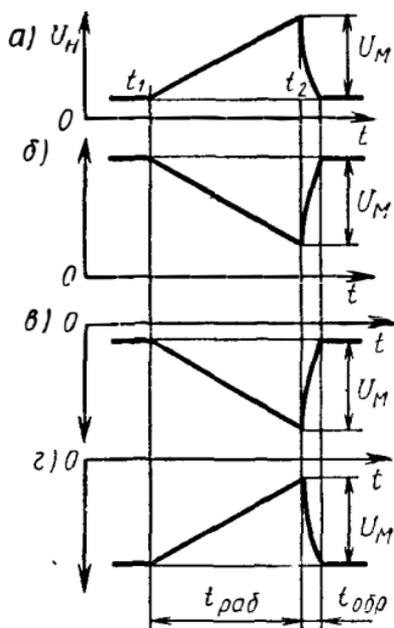


Рис. 6.22

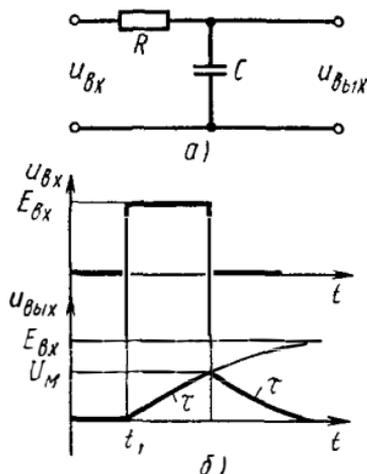


Рис. 6.23

Для получения линейно изменяющегося напряжения в схеме генератора необходимо обеспечить в течение времени $t_{\text{раб}}$ заряд или разряд некоторого конденсатора большой емкости постоянным током. Действительно, если $I_C = \text{const}$, то напряжение на конденсаторе

$$u_C = \int_{t_1}^{t_2} (I_C / C) dt = (I_C / C)(t_2 - t_1), \quad (6.1)$$

т. е. для получения идеальной линейности напряжения на конденсаторе u_C ток заряда его должен быть постоянным. Напряжение u_C для большинства генераторов является выходным или передается на выход через повторитель.

Требование постоянства тока I_C вытекает также из выражения для скорости заряда (разряда) конденсатора постоянным током:

$$du_C / dt = I_C / C. \quad (6.2)$$

Чтобы оценить степень линейности напряжения за время рабочего хода $t_{\text{раб}}$, вводят коэффициент нелинейности

$$K_{\text{н}} = \frac{(du_C / dt)_{t=t_1} - (du_C / dt)_{t=t_2}}{(du_C / dt)_{t=t_1}}. \quad (6.3)$$

Подставляя (6.2) в формулу (6.3), получаем

$$K_H = \frac{I_C(t_1) - I_C(t_2)}{I_C(t_1)}. \quad (6.4)$$

Простейшим пассивным генератором линейно изменяющегося напряжения может служить RC -цепь (рис. 6.23, а), на вход которой подается прямоугольный импульс напряжения с амплитудой $E_{\text{вх}}$ (рис. 6.23, б), а выходное напряжение снимается с конденсатора большой емкости. Такая RC -цепь называется интегрирующей, так как ее выходное напряжение пропорционально интегралу входного. Действительно,

$$u_{\text{вых}} = u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt.$$

Учитывая, что $i_R = i_C = u_R / R = (u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) / R$, можно записать

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int (u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) dt = \frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt - \frac{1}{RC} \int u_{\text{вых}} dt. \quad (6.5)$$

Первый член в (6.5) характеризует полезный результат операции интегрирования, а второй — определяет ошибку. Ошибка интегрирования уменьшается с увеличением постоянной времени $\tau = RC$, однако при этом уменьшается и первый член выражения (6.5), определяющий $u_{\text{вых}}$.

Таким образом, RC -цепь (рис. 6.23, а) может обеспечить достаточную точность операции интегрирования, а следовательно, приемлемую линейность выходного напряжения лишь при выполнении условия $u_{\text{вх}} \gg u_{\text{вых}}$.

При поступлении скачка напряжения $E_{\text{вх}}$ на вход цепи (момент времени t_1 на рис. 6.23, б) напряжение на выходе цепи $U_{\text{вых}}(t_1) = U_C(t_1)$ скачком измениться не может.

Затем конденсатор заряжается с постоянной времени $\tau = RC$, а напряжение $u_{\text{вых}} = u_C$ с той же постоянной возрастает по экспоненте, стремясь к уровню

$$u_{\text{вых}}(t) = E_{\text{вх}} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (6.6)$$

и к моменту времени t_2 , когда происходит обратный скачок входного напряжения, достигает значения

$U_M = E_{вх} (1 - e^{-t_H/\tau})$, где $t_H = t_2 - t_1$ — длительность входного импульса напряжения.

При $t_H \ll \tau$ можно записать

$$U_M \approx E_{вх} t_H / \tau = E_{вх} t_{раб} / \tau, \quad (6.7)$$

т. е. по мере увеличения t_H экспоненциальное выходное напряжение цепи все больше отклоняется от прямой линии, а это отклонение наступает тем раньше, чем меньше постоянная времени τ . Записав

$$I_C(t_1) = E_{вх} / R;$$

$$I_C(t_2) = E_{вх} t_H / \tau,$$

из выражения (6.4) найдем коэффициент нелинейности цепи (рис. 6.28, а)

$$K_H \approx t_H / \tau = t_{раб} / \tau. \quad (6.8)$$

После момента времени t_2 конденсатор разряжается с постоянной времени $\tau = RC$, а выходное напряжение с той же постоянной спадает по экспоненте к нулю.

Интегрирующая пассивная цепь (см. рис. 2.3, а) — составная часть активных генераторов линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), обеспечивающих приемлемую линейность выходного напряжения при $U_M > E_{вх}$. Схема простейшего транзисторного генератора линейно возрастающего напряжения (а) и временные диаграммы ее входного и выходного напряжений (б) приведены на рис. 6.24.

В исходном состоянии транзистор находится в режиме насыщения. Пренебрегая остаточным напряжением на электродах насыщенного транзистора, можно принять $U_C(0) \approx 0$. В момент времени t_1 транзистор под действием входного импульса запирается и конденсатор C заряжается с постоянной времени $\tau_{зар} =$

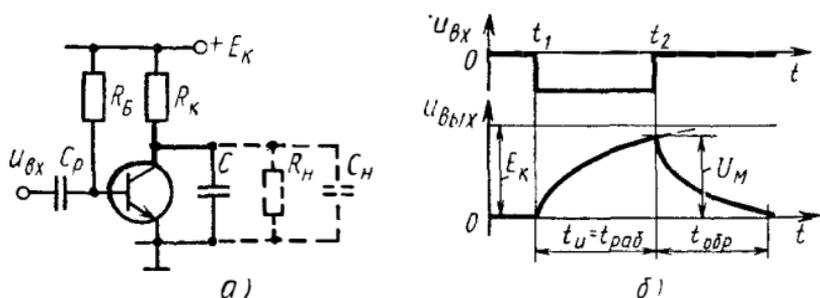


Рис. 6.24

$= R_k C$. Напряжение $u_{\text{вых}} = u_C$ возрастает по экспоненте с той же постоянной времени, стремясь к значению E_k .

В момент времени t_2 окончания входного импульса транзистор снова открывается, и конденсатор разряжается через выходное сопротивление открытого транзистора $R_{\text{вых}z}$, включенного с общим эмиттером. Выходное напряжение уменьшается, стремясь к нулю, с постоянной времени $\tau_{\text{разр}} = (R_k \parallel R_{\text{вых}z}) \times C < \tau_{\text{зар}}$.

При $t_n \ll \tau_{\text{зар}}$ изменение выходного напряжения в течение времени $t_n = t_2 - t_1$ можно считать линейным:

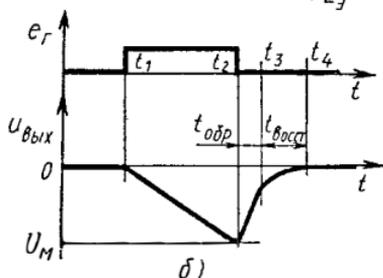
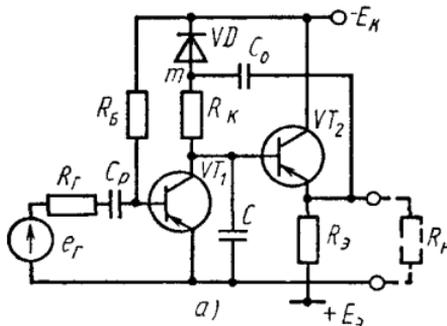
$$U_M = U_{\text{вых}}(t_2) \approx E_k t_n / \tau_{\text{зар}} \approx E_k K_n. \quad (6.9)$$

Так как $E_k \gg E_{\text{вх}}$, то при одинаковом коэффициенте нелинейности амплитуда выходного напряжения U_M в схеме генератора (рис. 6.24, а) много больше, чем в цепи (см. рис. 6.23, а).

Время обратного хода, определяемое до момента времени, когда транзистор входит в режим насыщения, определяется формулой

$$t_{\text{обр}} = t_n / (N - 1). \quad (6.10)$$

Таким образом, для уменьшения времени обратного хода следует увеличивать степень насыщения транзистора, однако при этом выходное напряжение генератора с подачей входного сигнала задерживается на время, обусловленное рассасыванием носителей в базе $t_{\text{рас}}$.



В схеме генератора линейно падающего отрицательного напряжения (рис. 6.25, а) стабилизация тока конденсатора во время рабочего хода может осуществляться с помощью обратной связи, введенной в схему таким образом, что в зарядной

Рис. 6.25

цепи конденсатора C создается компенсирующее напряжение, пропорциональное изменению напряжения на конденсаторе и складывающееся с постоянным источником питания.

Транзистор VT_1 в схеме рис. 6.25, а выполняет функцию ключевого элемента. Транзистор VT_2 , включенный по схеме эмиттерного повторителя, осуществляет обратную связь, обеспечивая постоянство потенциалов на резисторе R_k и тем самым постоянство зарядного тока конденсатора при закрытом транзисторе VT_1 .

В исходном состоянии VT_1 открыт и насыщен. Интегрирующий конденсатор C разряжен ($U_C = 0$). Напряжение смещения E_3 обычно выбирают таким, чтобы $U_{\text{вых}}(0) = E_3 - I_3 R_3 \approx 0$.

Тогда конденсатор C_0 в цепи обратной связи заряжен почти до напряжения источника питания $-E_k$.

При подаче на вход схемы положительного импульса напряжения (рис 6.25, б) транзистор VT_1 запирается, и конденсатор C заряжается через открытый в исходном состоянии диод VD и резистор R_k . Изменение напряжения ΔU_C передается через эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе VT_2 , в точку m , и диод закрывается. После запираания диода процесс заряда конденсатора C определяется напряжением на конденсаторе C_0 , который при достаточно большой емкости можно в данном случае рассматривать как источник постоянного напряжения. При $C_0 \rightarrow \infty$ конденсатор практически не разряжается в течение рабочего хода. После окончания входного импульса и отпираания транзистора VT_1 конденсатор C разряжается через VT_1 , находящийся в активной области, так как $U_{61} \approx 0$, $|U_{к1}| = |U_C| > U_{61}$.

Время обратного хода определяется по формуле (6.10). Напряжение $U_C = U_{к1}$ во время обратного хода уменьшается почти до нуля. Диод открывается, а VT_1 входит в режим насыщения (момент t_3). Отпираание диода позволяет конденсатору C_0 снова подзарядиться до напряжения, близкого к $-E_k$. Длительность подзаряда C_0 , определяющая восстановление исходного состояния схемы, равна

$$t_{\text{восст}} = (3 \div 5)(r_d + R_{\text{вых п}})C_0,$$

где r_d — прямое сопротивление открытого диода; $R_{\text{вых п}}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Выражение для коэффициента нелинейности схемы генератора имеет вид

$$K_{\text{н}} = \frac{U_{\text{м}}}{E_{\text{к}}} \left[(1 - K_{\text{уп}}) K_{\text{уп}} + \frac{C}{C_0} + \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{вхп}} + R_{\text{к}}} \right],$$

где $K_{\text{уп}}$ — коэффициент передачи напряжения повторителя.

Амплитуда выходного напряжения

$$U_{\text{м}} = K_{\text{уп}} E_{\text{к}} t_{\text{н}} / (R_{\text{к}} C) \approx E_{\text{к}} t_{\text{н}} / (R_{\text{к}} C). \quad (6.11)$$

Вместо эмиттерного повторителя в схеме (рис. 6.25, а) можно использовать операционный усилитель, выполняющий функции усилителя с коэффициентом усиления, близким к единице (рис. 6.26, а). Задавая коэффициент усиления схемы с помощью резисторов R_1 и R_2 , можно получить минимальный коэффициент нелинейности, определяемый формулой

$$K_{\text{н}} = \left(1 - K_{\text{уос}} + \frac{C}{C_0} + \frac{R_{\text{к}} + R_{\text{выхоу}}}{R_{\text{вхоу}}} \right) \frac{U_{\text{м}}}{E_{\text{к}}},$$

где $K_{\text{уос}} = 1 + (R_2/R_1)$ — коэффициент усиления неинвертирующего операционного усилителя с обратной связью; $R_{\text{вхоу}}$, $R_{\text{выхоу}}$ — входное и выходное сопротивление операционного усилителя с обратной связью соответственно.

Полагая, что $1 - K_{\text{уос}} + \frac{C}{C_0} + \frac{R_{\text{к}} + R_{\text{выхоу}}}{R_{\text{вхоу}}} = 0$, и учитывая, что $R_{\text{выхоу}}/R_{\text{вхоу}} \rightarrow 0$, после несложных преобразований найдем отношение R_2/R_1 , при котором коэффициент нелинейности близок к нулю:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C}{C_0} + \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{вхоу}}}.$$

Минимальный коэффициент нелинейности определяется разбросом номиналов резисторов R_1 , R_2 и входного сопротивления $R_{\text{вхоу}}$.

Схема на рис. 6.26, а имеет высокую нагрузочную способность, так как сопротивление $R_{\text{выхоу}}$ мало. С помощью источника напряжения смещения E_0 в этой схеме можно изменять начальный уровень выходного напряжения (рис. 6.26, б):

$$U_{\text{вых min}} \approx -E_0 R_2 / R_1.$$

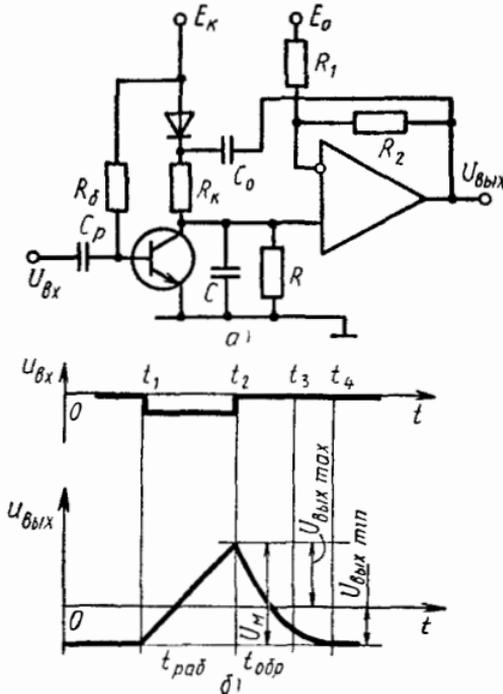


Рис. 6.26

В момент времени t_3 диод открывается и конденсатор C_0 подзарядается до значения $E_k - U_{\text{вых min}}$. Схема возвращается в свое исходное состояние в момент времени t_4 , когда C_0 полностью зарядится.

В настоящее время широко используется ГЛИН с отрицательной обратной связью на операционных усилителях. Схема интегратора на ОУ, выполняющего роль ГЛИН с управлением от внешнего источника $u_{\text{вх}}$, приведена на рис. 6.27.

Интегрирующий конденсатор большой емкости C включен в цепь отрицательной обратной связи ОУ. Поэтому в процессе его перезаряда напряжения непосредственно на входах 1 и 2 ОУ равны, т. е. $U_1 = U_2 = 0$.

Тогда ток, протекающий через резистор R , равен

$$i_R = u_{\text{вх}}/R,$$

а ток через конденсатор C

$$i_C \approx u_C C/t = u_{\text{вых}} C/t.$$

Поскольку токи i_R и i_C представляют собой один и тот же ток в цепи конденсатора ($R_{\text{вх оу}} \rightarrow \infty$), то можно записать $i_R = i_C = i$ или $\frac{u_{\text{вх}}}{R} = \frac{u_{\text{вых}}}{t} C$, откуда найдем $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} t/RC$.

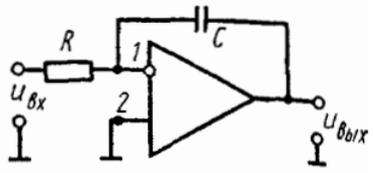


Рис. 6.27

Амплитуду выходного напряжения U_m можно определить из (6.11). Время обратного хода $t_{\text{обр}} = t_3 - t_2$ в схеме (рис. 6.26, а) определяется так же, как и в схеме (рис. 6.25, а) разрядом конденсатора C через открытый транзистор, работающий в активном режиме по (6.10).

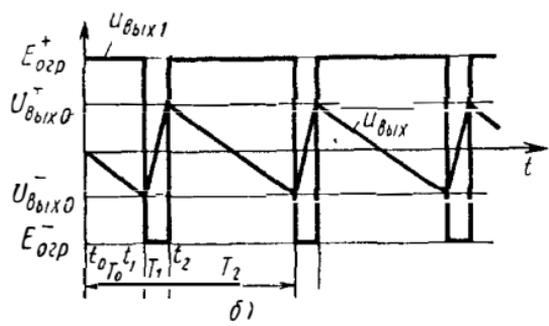
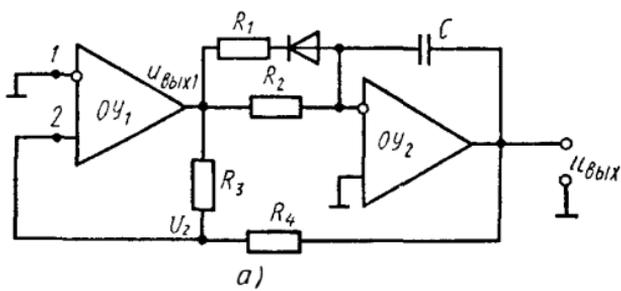


Рис. 6.28

На рис. 6.28, б приведена схема автоколебательного ГЛИН. Операционный усилитель ОУ₁ работает как компаратор напряжения, переключающийся в тот момент времени, когда напряжение на его неинвертирующем входе U_2 изменяет свой знак ($U_2=0$). Напряжение U_2 в свою очередь зависит от напряжения на выходе схемы $U_{\text{вых}}$.

Операционный усилитель ОУ₂ представляет собой интегратор (см. рис. 6.27), управляемый напряжением $U_{\text{вых1}}$ на выходе компаратора.

При напряжении $U_{\text{вых1}} = E_{\text{огр}}^+$ выходное напряжение спадает по линейному закону: $U_{\text{вых}}(t) \approx -E_{\text{огр}}^+ t / \tau$.

В момент времени t_1 напряжение $U_{\text{вых}}$ достигает значения $U_{\text{вых0}}^- = -E_{\text{огр}}^+ T_0 / \tau$, при котором U_2 становится равным нулю, т. е.

$$U_2 = -|U_{\text{вых0}}^-| + (E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых0}}^-|) \gamma = 0, \quad (6.12)$$

где $\gamma = R_4 / (R_3 + R_4)$.

Напряжение $U_{\text{вых1}}(t_1)$ компаратора скачком изменяется от $E_{\text{огр}}^+$ до $E_{\text{огр}}^-$ и после момента времени t_1 напряжение $U_{\text{вых}}$ изменяется почти по линейному закону от $U_{\text{вых0}}^-$ до $U_{\text{вых0}}^+$.

Амплитуда выходного напряжения схемы

$$|U_{\text{м}}| = |U_{\text{вых0}}^-| + U_{\text{вых0}}^+ = (E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых0}}^-|) T_1 / \tau',$$

где $\tau' = (R_1 \parallel R_2) C$, так как диод открыт.

Из этого выражения следует, что

$$T_1 = t_{\text{обр}} = \frac{|U_M| \tau'}{E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых}0}^-|}. \quad (6.13)$$

При достижении напряжением $u_{\text{вых}}$ уровня $U_{\text{вых}0}^+$ будем иметь

$$U_2 = U_{\text{вых}0}^+ - (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых}0}^+) \gamma = 0. \quad (6.14)$$

Компаратор ОУ₁ срабатывает, его выходное напряжение в момент времени t_2 изменяется скачком от $E_{\text{огр}}^-$ до $E_{\text{огр}}^+$, а выходное напряжение схемы после момента времени t_2 линейно падает от $U_{\text{вых}0}^+$ до $U_{\text{вых}0}^-$. Амплитуда выходного напряжения схемы определяется выражением

$$|U_M| = U_{\text{вых}0}^+ + |U_{\text{вых}0}^-| = (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых}0}^+) T_2 / \tau,$$

откуда

$$T_2 = t_{\text{раб}} = U_M \tau / (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых}0}^+). \quad (6.15)$$

Из выражений (6.12) и (6.14) найдем, что $|U_{\text{вых}0}^-| = E_{\text{огр}}^+ \gamma$, $U_{\text{вых}0}^+ = |E_{\text{огр}}^-| \gamma$, а следовательно, амплитуда выходного сигнала

$$U_M = |U_{\text{вых}0}^-| + U_{\text{вых}0}^+ = (E_{\text{огр}}^+ + |E_{\text{огр}}^-|) \gamma.$$

При $E_{\text{огр}}^+ = |E_{\text{огр}}^-| = E_{\text{огр}}$ получим

$$U_M = 2 E_{\text{огр}} \gamma. \quad (6.16)$$

Подставляя U_M из выражения (6.16) в (6.13) и (6.15), получим

$$T_1 = t_{\text{обр}} = 2\tau' \gamma \lambda, \quad T_2 = t_{\text{раб}} = 2\tau' \gamma \lambda, \quad \text{где } \lambda = E_{\text{огр}} / (E_{\text{огр}} + U_{\text{вых}0}).$$

Генераторы линейно изменяющегося тока используются в основном для создания временной развертки в отклоняющих катушках электронно-лучевых трубок. Одним из способов получения линейно изменяющегося тока является использование ГЛИН с большим внутренним сопротивлением R_r . Тогда форма тока катушки, на которую нагружен такой генератор, не будет зависеть от параметров катушки. Такой способ можно реализовать в схеме (рис. 6.29), представляющей собой операционный усилитель, в цепь отрицательной обратной связи которого включена катушка индуктивности.

Тогда при подаче на вход ОУ с $R_{\text{вых}0} \rightarrow \infty$ линейно изменяющегося напряжения через элементы

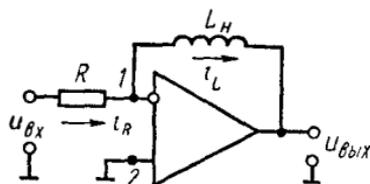


Рис. 6.29

R и L протекает один и тот же ток $i = i_R = i_L$. Учитывая, что в ОУ с обратной связью напряжения на входах 1 и 2 одинаковы, т. е. $U_1 = U_2 = 0$, можно записать: $i_L = i_R = u_{вх} / R$.

Таким образом, в цепи катушки будет протекать ток, форма которого определяется линейно изменяющимся входным напряжением.

§ 6.5. Ограничители амплитуды импульсов

Ограничителями амплитуды называют устройства, напряжение на выходе которых пропорционально одному только в определенном диапазоне $u_{вх}$, ограниченном заданными пороговыми значениями $U_{пор1}$ и $U_{пор2}$. За пределами пороговых значений $U_{пор1}$ и $U_{пор2}$ выходное напряжение остается постоянным при любом изменении входного напряжения фиксируется на уровнях E_{01} и E_{02} , соответствующих $U_{пор1}$ и $U_{пор2}$.

Ограничители с двумя порогами ограничения называются *двусторонними*. В соответствии с определением такие ограничители в общем виде имеют амплитудную характеристику, представленную на рис. 6.30, а. На практике широко используются ограничители с одним порогом ограничения.

Ограничитель, амплитудная характеристика которого приведена на рис. 6.30, б, называется ограничителем по максимуму (сверху), так как ограничение

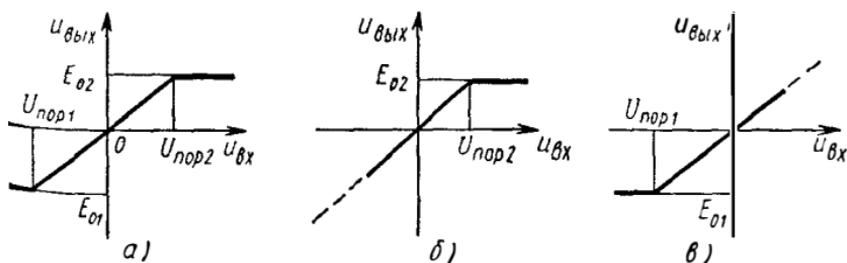


Рис. 6.30

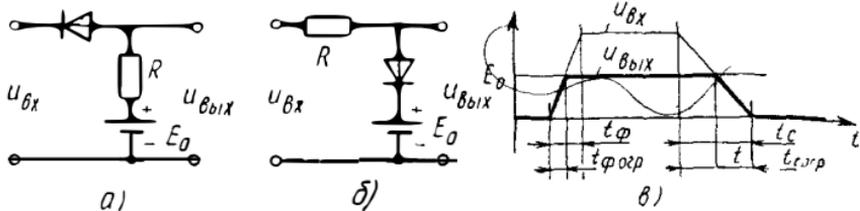


Рис. 6.31

выходного напряжения на уровне E_{02} происходит при увеличении входного до $U_{пор2}$.

Амплитудная характеристика ограничителя по минимуму (снизу) приведена на рис. 6.30, в. Выходное напряжение ограничивается на уровне E_{01} при уменьшении входного напряжения до $U_{пор1}$.

На рис. 6.31 приведены простейшие схемы диодных ограничителей по максимуму, в которых полупроводниковые диоды выполняют роль ключей, подключающих к источнику входного сигнала или отключающих от него цепь нагрузки. Уровень и порог ограничения в схемах (рис. 6.31) задаются с помощью дополнительного источника смещения E_0 . Переход схемы из режима передачи сигнала в режим ограничения и наоборот происходит при переключении диода.

Для упрощения математических выкладок примем, что диод переключается из одного состояния в другое при напряжении на нем $U_d = 0$. При $U_d > 0$ диод открыт (потенциал анода выше потенциала катода), при $U_d < 0$ — диод закрыт.

В схеме (рис. 6.31, а) диод включен последовательно с нагрузкой и источником постоянного напряжения E_0 . Сигнал на выходе схемы пропорционален сигналу на входе, когда диод находится в открытом состоянии, т. е. при $u_{вх} < E_0$. Коэффициент пропорциональности

$$K_{пр} = u_{вых} / u_{вх} = R / (R + r_d),$$

где r_d — внутреннее сопротивление открытого диода.

Выходное напряжение имеет нежелательную постоянную составляющую, обусловленную действием источника E_0 :

$$U_0 = E_0 r_d / (R + r_d).$$

При $R \gg r_d$ коэффициент пропорциональности имеет максимальное значение и близок к единице,

а постоянная составляющая $U_0 \approx 0$. Таким образом, выходной сигнал повторяет сигнал на входе схемы.

При $u_{вх} > E_0$ диод закрыт и выходное напряжение схемы определяется выражением

$$u_{вых} = \frac{R}{R+r_{обр}} u_{вх} + \frac{r_{обр}}{R+r_{обр}} E_0 = U_{вых \sim} + U_{вых огр}, \quad (6.17)$$

с $r_{обр}$ — среднее внутреннее сопротивление закрытого диода.

Первый член выражения (6.17) $u_{вых \sim}$ характеризует зависимость выходного напряжения от входного и искажает уровень ограничения, определяемый вторым членом $U_{вых огр}$. При выполнении условия $\ll r_{обр}$ искажения уровня ограничения минимальны ($u_{вых \sim} \approx 0$), а сам уровень определяется напряжением источника смещения, т. е. $U_{вых огр} \approx E_0$.

В схеме (рис. 6.31, б) диод, нагрузка и источник входного сигнала включены параллельно друг другу. Сигнал на выходе схемы пропорционален сигналу на входе, когда диод закрыт, т. е. при $u_{вх} < E_0$. Коэффициент пропорциональности $K_{пр} = r_{обр} / (r_{обр} + R)$.

Источник E_0 создает на выходе постоянную составляющую

$$U_0 = E_0 R / (r_{обр} + R).$$

При $r_{обр} \gg R$ имеем $K_{пр} \approx 1$, $U_0 \approx 0$. При $u_{вх} > E_0$ диод открыт.

Если выполняется условие

$$r_{пр} \ll R, \quad (6.18)$$

то уровень ограничения определяется напряжением источника смещения ($U_{вых} = E_0$), а искажения уровня ограничения отсутствуют.

Если условие (6.18) не выполняется, то уровень ограничения равен

$$U_{вых огр} = ER / (R + r_{пр}),$$

а его искажения

$$u_{вых} = u_{вх} r_{пр} / (r_{пр} + R).$$

На рис. 6.31, в приведены временные диаграммы работы рассмотренных выше ограничителей по максимуму (рис. 6.31, а, б), используемых для уменьшения фронта и спада трапецеидального положительного импульса $u_{вх}$. Из рис. 6.31, в видно, что

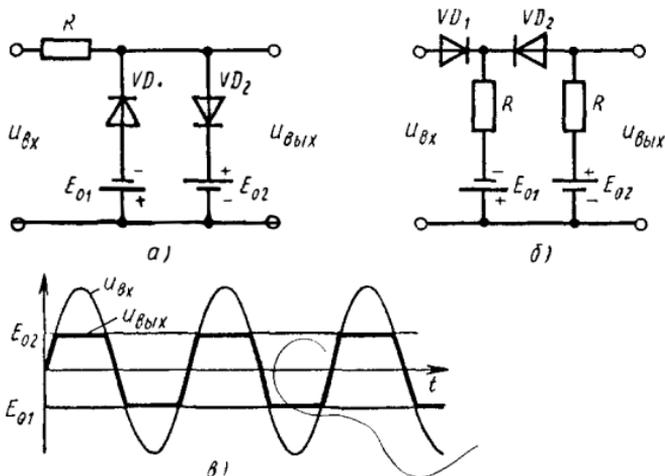


Рис. 6.32

с уменьшением уровня ограничения E_0 фронт и спад выходного импульса $u_{вых}$ (выделено жирной чертой) уменьшаются, однако при этом уменьшается и амплитуда импульса.

Для получения схем последовательных и параллельных ограничителей по минимуму можно в схемах (рис. 6.31, а, б) поменять полярность включения диода и источника E_0 .

Схемы двусторонних диодных ограничителей последовательного и параллельного типов, работающих в качестве формирователей импульсов из синусоидального напряжения (а, б), и временные диаграммы их работы (в) приведены на рис. 6.32. Уровни и пороги ограничения в схеме параллельного ограничителя (рис. 6.32, а) определяются напряжениями источников смещения E_{01} и E_{02} . В диапазоне входных напряжений $E_{01} < u_{вх} < E_{02}$ оба диода закрыты, и сигнал на выходе пропорционален сигналу на входе. При $r_{обр1} \parallel r_{обр2} \gg R$ коэффициент пропорциональности максимален и близок к единице.

Если $u_{вх} < E_{01}$, то открыт диод VD_1 , а VD_2 закрыт. Выходное напряжение определяется напряжением источника E_{01} . Если $u_{вх} > E_{02}$, то открыт VD_2 , а VD_1 закрыт. Выходное напряжение определяется напряжением источника E_{02} .

Схема двустороннего ограничителя последовательного типа приведена на рис. 6.32, б.

В режиме передачи сигнала оба диода в схеме (рис. 6.32, б) открыты. При ограничении сигнала на

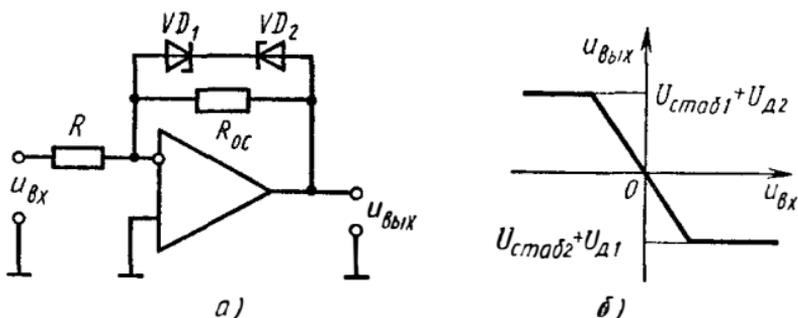


Рис. 6.33

уровне E_{01} закрыт диод VD_1 , а VD_2 открыт, а на уровне E_{02} , наоборот, закрыт VD_2 , а открыт VD_1 .

Общим недостатком диодных ограничителей является невысокий коэффициент пропорциональности $K_{пр} \leq 1$ при работе их в режиме передачи сигнала.

Двусторонний ограничитель на ОУ представляет собой инвертирующий усилитель, у которого параллельно резистору обратной связи подключена цепь, состоящая из двух последовательно включенных стабилитронов с объединенными катодами (рис. 6.33, а). Амплитудная характеристика ограничителя приведена на рис. 6.33, б, где $U_{стаб}$ — напряжение стабилизации соответствующего стабилитрона.

При $0 < u_{вых} < U_{стаб1} + U_{д2}$ стабилитрон VD_2 включен в прямом направлении и работает как обычный открытый полупроводниковый диод, внутреннее сопротивление которого $r_{пр}$ мало. Падение напряжения $U_{д2}$ на нем составляет примерно 0,7 В. Стабилитрон VD_1 включен в обратном направлении и при обратном напряжении на нем $u_{д1обр} = u_{вых} - U_{д2} < U_{стаб1}$ имеет большое внутреннее сопротивление $r_{обр}$, соответствующее $r_{обр}$ закрытого полупроводникового диода. При $-(U_{д1} + U_{стаб2}) < u_{вых} < 0$ стабилитроны меняются ролями: VD_1 работает как открытый диод, на который падает прямое напряжение $U_{д1}$, VD_2 как закрытый диод, к которому приложено обратное напряжение $u_{д2обр} = u_{вых} - U_{д1} \approx u_{вых} < U_{стаб2}$.

Таким образом, в диапазоне $U_{стаб2} + U_{д1} < u_{вых} < U_{стаб1} + U_{д2}$ сопротивление цепи, состоящей из VD_1 , VD_2 , велико, и ограничитель работает в режиме передачи сигнала как обычный инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $K_{иос} = -R_{ос}/R$.

Выходное напряжение ограничивается сверху уровне $U_{вых}^+_{огр} = U_{стаб1} + U_{д2}$, когда стабилитрон

VD_1 переходит в режим стабилизации напряжения, и снизу на уровне $U_{\text{вых огр}}^- = |U_{\text{стаб}2} + U_{д1}|$, когда в режим стабилизации напряжения переходит стабилитрон VD_2 .

Глава 7

ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Цифровые устройства предназначены для обработки цифровой информации в ЭВМ, системах автоматики, робототехники и т. д. Различают комбинационные и последовательные цифровые устройства.

Комбинационные цифровые устройства выполняются на основе базовых элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ и реализуют логические функции различной степени сложности. Характерной особенностью комбинационных устройств является отсутствие в схеме элементов памяти.

Последовательные цифровые устройства (конечные автоматы) содержат элементы памяти и выполняются обычно на основе триггеров.

§ 7.1. Комбинационные цифровые устройства

В цифровой технике часто возникает необходимость сложения двух одноразрядных двоичных чисел. Комбинационное устройство, выполняющее эту операцию, называется полусумматором. Функциональная схема полусумматора (а) и его условное обозначение (б) приведены на рис. 7.1. При любой комбинации из четырех возможных на входах A и B устройств на выходе S реализуется логическая функция $S = \bar{A}B + A\bar{B}$, а на выходе P — функция $P = AB$, определяющая перенос информации в старший разряд. Таблица переключений, характеризующая работу полусумматора, имеет вид:

A	B	S	P
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

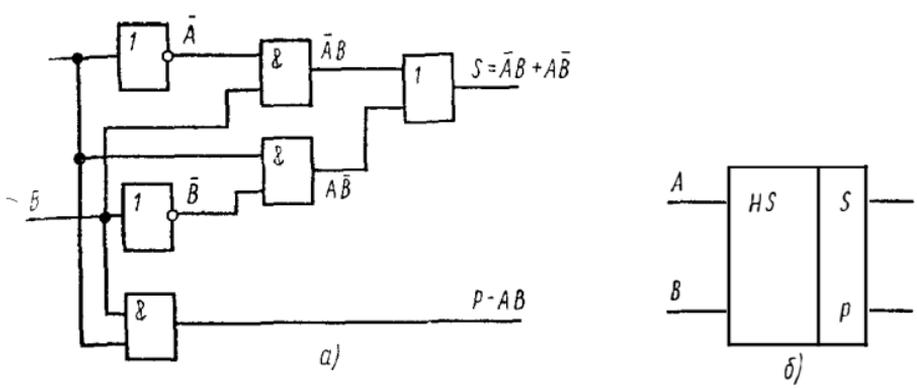


Рис. 7.1

На основе двух полусумматоров можно построить полный сумматор, предназначенный для сложения n -разрядных двоичных чисел A_n и B_n . Функциональная схема (а) и условное обозначение сумматора (б) приведены на рис. 7.2. Сигнал P_{n-1} характеризует перенос информации из младшего разряда. На выходе S_n сумматора реализуется сумма n -го разряда чисел A_n и B_n с учетом переноса P_{n-1} из младшего разряда. Выход P_n осуществляет перенос информации в ближайший старший разряд.

Дешифратор преобразует двоичный код на m входах в сигнал логической единицы на определенном выходе дешифратора. Присвоив номер соответствующему выходу дешифратора, можно классифицировать его как преобразователь двоичного кода в десятичный. Количество входов дешифратора соответствует количеству разрядов поступающих двоичных чисел. Очевидно, что для преобразования всех возможных комбинаций m -разрядных двоичных чисел потребуется 2^m выходов дешифратора. Условное

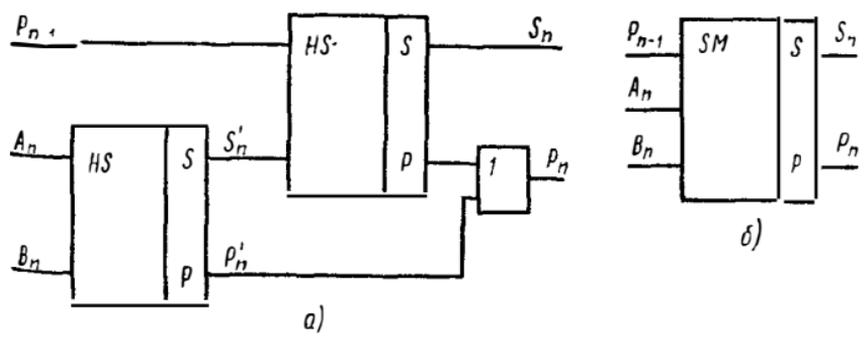


Рис. 7.2

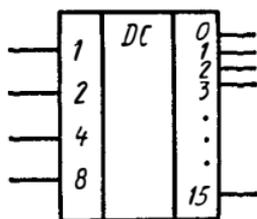


Рис. 7.3

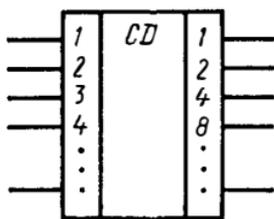


Рис. 7.4

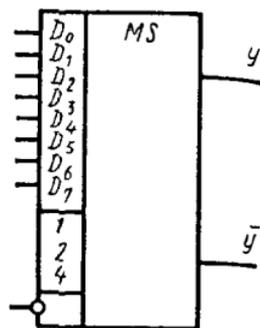


Рис. 7.5

обозначение трехразрядного дешифратора приведено на рис. 7.3. Он имеет четыре информационных входа, на которые поступают разряды двоичного кода с весами (десятичными эквивалентами) 8, 4, 2, 1 и шестнадцать выходов. Интегральные микросхемы дешифраторов, выпускаемых промышленностью, помимо информационных входов имеют два входа стробирования A_1 и A_2 . Если на обоих входах логические нули, то дешифратор работает в обычном режиме. Если же хотя бы на одном из входов — логическая единица, то дешифратор блокируется (на его выходах — логические нули).

Шифраторы служат для преобразования одноразрядного десятичного кода в двоичный. При поступлении сигнала логической единицы на один из входов шифратора, номер которого соответствует заданной цифре (букве, знаку) десятичного кода, на выходных шинах устанавливаются сигналы, соответствующие цифре (букве, знаку), записанной в двоичном коде. Условное обозначение шифратора приведено на рис. 7.4.

Например, при подаче логической единицы на вход 7 на выходах шифратора устанавливаются сигналы $y_1=0, y_2=1, y_3=1, y_4=1$, что соответствует двоичному числу $0111_2=7_{10}$.

Мультиплексоры предназначены для подключения одного из информационных входов устройства к общей выходной шине. Выбор входа осуществляется с помощью двоичного цифрового кода, поступающего на адресные входы. На рис. 7.5 приведено условное обозначение мультиплексора (микросхемы серии 155), имеющего восемь информационных входов D_0-D_7 , три адресных входа, вход стробирования

A и два выхода — прямой и инверсный. Вход A запирает мультиплексор при поступлении на него сигнала «1».

Демультимплексор служит для распределения потока информации с одного информационного входа по нескольким выходным шинам в соответствии с цифровым кодом, поступающим на адресные входы.

§ 7.2. Регистры

Регистром называется устройство, предназначенное для ввода (записи), хранения и выдачи (считывания) цифрового кода, выраженного в виде двоичного числа (слова).

Основными элементами регистра являются двоичные ячейки памяти, роль которых играют триггеры различных типов.

Количество двоичных ячеек (триггеров) определяется количеством разрядов двоичного числа, предназначенного для ввода в регистр. Если разряды двоичного числа записываются в ячейки регистра одновременно, то его называют *параллельным* или *регистром памяти*. На рис. 7.6, а, б приведена функциональная схема простейшего двухразрядного параллельного регистра.

В исходном состоянии на шине «Ввод» имеем сигнал «0». Тогда на входах RS -триггеров устанавливается «1» независимо от комбинации сигналов (нулей или единиц) на входах x_1 и x_2 логических элементов И-НЕ, характеризующих информацию, предназначенную для записи.

Пусть на входе x_2 имеем логический нуль, а на входе x_1 — логическую единицу. Тогда при

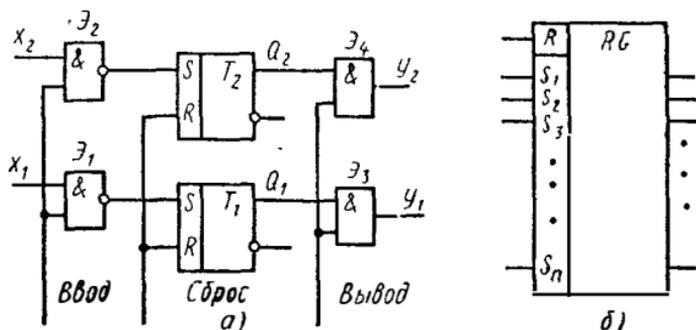


Рис. 7.6

поступлении «1» на шину «Ввод» переключается элемент \mathcal{E}_1 , и на входе RS -триггера T_1 устанавливается «0». Триггер T_1 переключается в состояние $Q_1=1$. На входе RS -триггера T_2 остается «1» и соответственно на выходе T_2 $Q_2=0$.

Таким образом, в триггерах записывается и дополнительная двоичная информация, поступающая на входы регистра. На выходах регистра, работающего в режиме хранения, имеются логические нули. При подаче «1» на шину «Выход» переключится элемент \mathcal{E}_3 и на выходе y_1 появится «1», а на выходе y_2 останется «0». Следовательно, происходит считывание записанной информации.

Более экономичным является *последовательный* регистр (*регистр сдвига*), в котором разряды двоичного числа записываются и считываются последовательно во времени — разряд за разрядом.

На рис. 7.7 приведены функциональная схема (а) и условное обозначение (б) трехразрядного последовательного регистра на D -триггерах. В крайнем слева триггере хранится информация, соответствующая старшему разряду числа, а в крайнем справа — младшему. В отличие от параллельного регистра для

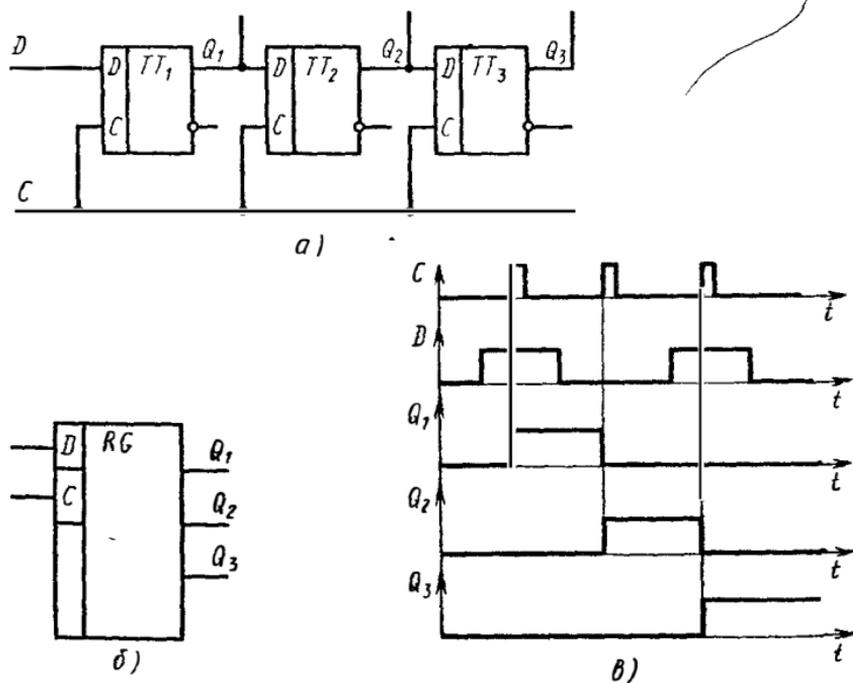


Рис. 7.7

ввода многоразрядной информации в последовательный регистр используется только один вход D .

Поступление разрядов двоичного числа в регистр чередуется с подачей тактовых импульсов на тактовый вход C . Временные диаграммы, иллюстрирующие работу последовательного регистра, приведены на рис. 7.7, в.

Пусть в исходном состоянии на входе D действует логическая единица, соответствующая младшему разряду числа. С поступлением тактового импульса его фронтом переключается триггер T_1 ($Q_1=1$), а состояния триггеров T_2 и T_3 остаются без изменения ($Q_2=0$, $Q_3=0$). Таким образом происходит запись информации в память триггера T_1 . После окончания действия логической единицы на входе состояния триггеров регистра остаются без изменения (информация хранится в первом триггере T_1) до прихода следующего тактового импульса. С приходом второго тактового импульса его фронтом переключаются триггеры T_1 и T_2 ($Q_1=0$, $Q_2=1$), а состояние триггера T_3 не изменяется ($Q_3=0$). Информация, записанная в триггере T_1 , сдвигается вправо и записывается в триггере T_2 , а T_1 оказывается подготовленным к приходу следующего разряда двоичного числа. С приходом третьего тактового импульса переключаются триггеры T_2 и T_3 ($Q_2=0$, $Q_3=1$) и информация младшего разряда считывается на выходе триггера T_3 .

Во многих случаях при построении арифметических устройств необходимо осуществить сдвиг информации влево. Последовательные регистры, обладающие способностью осуществлять сдвиг информации в обоих направлениях, называются *реверсивными*.

§ 7.3. Счетчики и распределители импульсов

Счетчиком импульсов называется устройство, осуществляющее счет числа его входных импульсов, реализованных обычно в двоичном коде.

Счетчик характеризуется модулем счета $M_{сч}$, т. е. числом входных импульсов, при котором счетчик возвращается в исходное состояние.

Счетчиком, осуществляющим счет с модулем, равным двум, может служить обычный T -триггер.

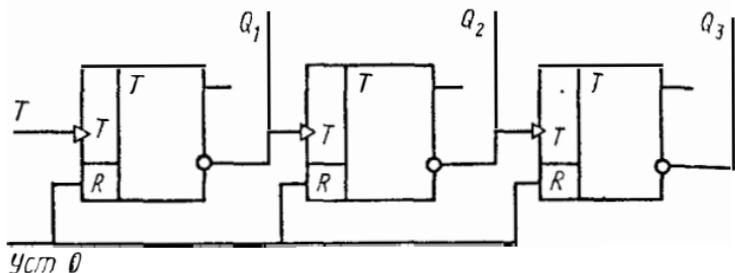


Рис. 7.8

Очевидно, при объединении T -триггеров в последовательную цепочку получим схему счетчика с модулем счета $M_{сч} = 2^n$, где n — число T -триггеров в цепочке. Такие счетчики называются *двоичными*. Функциональная схема трехразрядного счетчика на T -триггерах, осуществляющего сложение и счет входных импульсов с коэффициентом пересчета $M_{сч} = 2^3 = 8$, приведена на рис. 7.8.

Перед началом счета все триггеры должны быть в исходном состоянии ($Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$). Для этого в схемах T -триггеров предусмотрены установочные входы R , имеющие общую шину «Установка в 0», на которую поступает импульс сброса. Работу счетчика (рис. 7.8) можно проанализировать с помощью таблицы переходов, где m — номер входного импульса по порядку с начала счета:

m	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	0	0

Из таблицы видно, что количеству поступивших на вход счетчика импульсов от 0 до 7 соответствует двоичное число, определяемое состояниями триггеров. Например, при поступлении пятого импульса состояния триггеров (разрядов) $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$, $Q_1 = 1$ соответствуют двоичному числу 101. Восьмым импульсом счетчик обнуляется, и начинается **новый** счет. Такой счетчик называется *суммирующим*.

Если в счетчике с приходом первого импульса записывается максимальное двоичное число (в трех-

разрядном счетчике $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$), которое затем уменьшается с приходом каждого нового импульса до нуля (в трехразрядном $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$), то такой счетчик называется *вычитающим*.

Схему трехразрядного вычитающего счетчика также можно реализовать на основе последовательной цепочки трех T -триггеров, в которой счетный вход каждого последующего триггера подключен не к инверсному (как в схеме рис. 7.8), а к прямому выходу предыдущего триггера при управлении фронтом импульса. Если же триггеры управляются срезом входного импульса (перепадом $1/0$), то при построении суммирующего счетчика вход последующего T -триггера объединяют с прямым выходом предыдущего, а при построении вычитающего счетчика — с инверсным.

Таблица состояний вычитающего счетчика (рис. 7.9) имеет вид:

m	Q_3	Q_2	Q_1
0	1	1	1
1	1	1	0
2	1	0	1
3	1	0	0
4	0	1	1
5	0	1	0
6	0	0	1
7	0	0	0
8	1	1	1

Часто используют реверсивные счетчики, которые имеют два счетных входа $T_{(+)}$ и $T_{(-)}$. При поступлении последовательности импульсов на вход $T_{(+)}$ счетчик работает как суммирующий, при подаче импульсов на вход $T_{(-)}$ схема выполняет функции вычитающего счетчика. На рис. 7.9 приведено условное обозначение ИМС четырехразрядного реверсивного счетчика с установочными входами R и S для всех разрядов.

Счетчики с произвольным модулем счета $M_{сч} \neq 2^n - 1$ (недвоичные) реализуются на основе двоичных путем исключения их избыточных состояний.

Например, для создания счетчика с модулем 3 необходимо

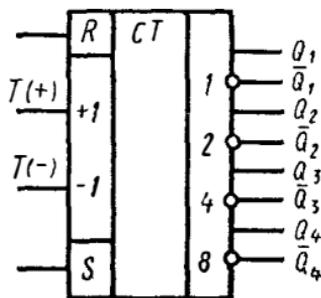


Рис. 7.9

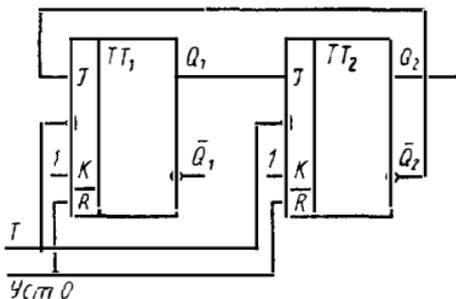


Рис. 7.10

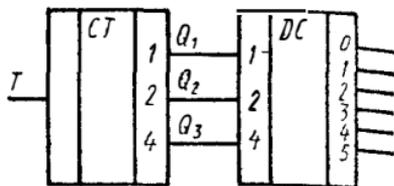


Рис 7.11

использовать схему двухразрядного двоичного счетчика ($M_{сч} = 2^2 = 4$), в которой требуется исключить одно избыточное состояние ($M_{сч} = 2^2 - 1 = 3$), соответствующее двоичному числу 11 (обнуление триггеров должно осуществляться с приходом третьего, а не четвертого импульса). Для этого при построении схемы счетчика на *JK*-триггерах следует инверсный выход второго триггера соединить со входом *J* первого (рис. 7.10).

Среди не двоичных счетчиков широко применяются десятичные счетчики с модулем счета, равным 10. На выходе десятичного счетчика число поступающих на его вход импульсов уменьшается в 10 раз, т. е. представляется в привычном для нас десятичном коде.

На основе счетчиков строятся распределители импульсов, которые последовательно формируют импульс на одном из *n* выходов устройства с приходом очередного входного импульса.

Функциональная схема шестиканального распределителя приведена на рис. 7.11 и состоит из трехразрядного счетчика и дешифратора. На три информационных входа дешифратора поступают со счетчика разряды двоичного кода с весами 4, 2, 1. Таблица переходов, иллюстрирующая работу шестиканального распределителя, где *m* — номер очередного тактового импульса, приведена на с. 231.

§ 7.4. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи

Первичная информация часто поступает в ЭВМ в аналоговой форме (например, сигналы датчиков). Поскольку прием, обработка и выдача информации

<i>m</i>	Состояние разрядов счетчика			Состояние выходов					
	Q_3	Q_2	Q_1	F_0	F_1	F_2	F_3	F_4	F_5
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	0	0	0	0
3	0	1	0	0	0	1	0	0	0
4	0	1	1	0	0	0	1	0	0
5	1	0	1	0	0	0	0	1	0
6	1	0	1	0	0	0	0	0	1

в ЭВМ происходят в цифровой форме, то возникла необходимость создания устройств, осуществляющих преобразование информации из цифровой формы в аналоговую, — цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), и наоборот, из аналоговой (температуры, скорости, давления) в цифровую — аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Роль ЦАП в принципе может выполнять суммирующий усилитель на ОУ (рис. 7.12, а), напряжение на выходе которого является суммой напряжений, имеющих определенный «вес». Число входов, а следовательно, и составляющих выходного напряжения сумматора определяется количеством разрядов преобразуемого двоичного кода. «Вес» i -го разряда в выходном напряжении в 2 раза больше, чем вес $(i-1)$ -го. Для получения составляющих выходного напряжения, отличающихся по «весу» в 2 раза, сопротивления резисторов во входных цепях выбирают следующим образом. Пусть к резистору R (рис. 7.12, а) подключена шина третьего (старшего) разряда. Тогда сопротивление резистора, подключенного к шине второго разряда, выбираем в 2 раза большим,

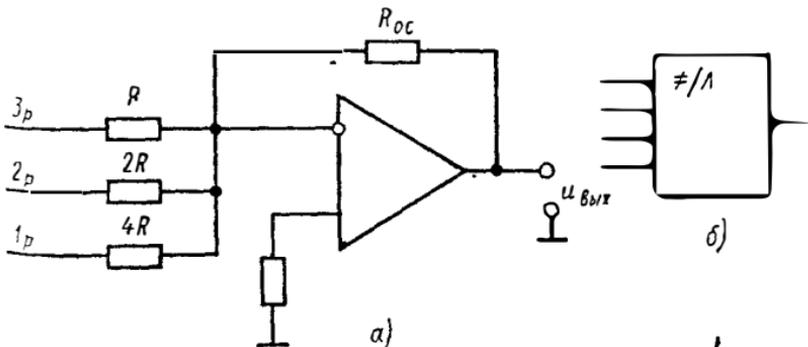


Рис. 7.12

а резистора, подключенного к шине первого (младшего) разряда,— в 4 раза.

При таком выборе сопротивлений резисторов во входных цепях сумматора его выходное напряжение как результат действия, например, сигнала логической единицы на всех трех входах E^1 (что соответствует двоичному коду 111) будет равно

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R} \left(E^1 + \frac{1}{2} E^1 + \frac{1}{4} E^1 \right) = \\ = -\frac{R_{\text{ос}}}{4R} E^1 (1 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 1 \cdot 1). \quad (7.1)$$

Если на входы сумматора подан двоичный сигнал 100 (на входах, соответствующих первому и второму разрядам, логический нуль), то выходное напряжение можно записать как

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{4R} E^1 (1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 0 \cdot 1). \quad (7.2)$$

В выражениях (7.1) и (7.2) коэффициент пропорциональности $M = E^1 R_{\text{ос}} / 4R$ определяет масштаб преобразования цифрового сигнала, записанного в скобках этих выражений в десятичной форме и равного сумме весовых коэффициентов для данной комбинации двоичного кода. В (7.1) двоичному коду 111 соответствует сумма $1 + 2 + 4 = 7$ ($111_2 = 7_{10}$), а в (7.2) коду 100 — сумма $0 + 0 + 4 = 4$ ($100_2 = 4_{10}$). Множители 1 или 0, стоящие перед каждым слагаемым суммы, указывают состояние соответствующего разряда двоичного числа (следует помнить, что старший разряд имеет наибольший весовой коэффициент).

В общем случае для n -разрядного двоичного кода выходное напряжение ЦАП можно записать как

$$U_{\text{вых}} = M (A_n 2^{n-1} + A_{n-1} 2^{n-2} + \dots + A_2 2^1 + A_1), \quad (7.3)$$

где $M = \frac{E^1 R_{\text{ос}}}{R} 2^{-(n-1)}$ — масштабный коэффициент; A_1 ,

A_2 , ..., A_n — цифры 1 или 0, характеризующие состояние разрядов двоичного кода. Цифра A_n соответствует старшему разряду, а A_1 — младшему. Условное обозначение четырехразрядного ЦАП приведено на рис. 7.12, б.

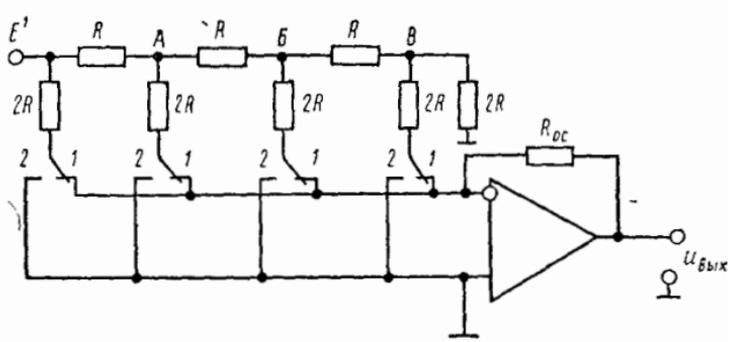


Рис. 7.13

К резисторам ЦАП (рис. 7.12, а) предъявляются жесткие требования по стабильности и точности номинальных сопротивлений, особенно при работе ЦАП в широком температурном диапазоне. При разбросе сопротивлений резисторов изменяются значения весовых коэффициентов в выражении (7.3) и вырастает погрешность преобразования. Для устранения указанного недостатка применяют схему ЦАП, в которой используется матрица, содержащая резисторы только двух номиналов R и $2R$ (рис. 7.13). Если на вход матрицы подать напряжение E^1 , то в узлах A , B , V установятся напряжения соответственно $U_A = \frac{1}{2} E^1$, $U_B = \frac{1}{4} E^1$, $U_V = \frac{1}{8} E^1$, т. е. коэффициент передачи между соседними узлами матрицы равен 0,5.

Для подключения элементов матрицы к соответствующим входам ОУ используются ключи, которые управляются двоичным кодом с параллельного регистра или счетчика. При поступлении, например, с регистра двоичного кода 1111 ключи переключаются в положение 1 и подключают цепи резисторов $2R$ к соответствующим входам ОУ. На выходе операционного усилителя создается напряжение

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}} &= -\frac{R_{\text{oc}}}{2R} \left(E^1 + \frac{1}{2} E^1 + \frac{1}{4} E^1 + \frac{1}{8} E^1 \right) = \\
 &= -\frac{R_{\text{oc}} E^1}{2R \cdot 8} (1 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 1 \cdot 1).
 \end{aligned}$$

ри поступлении кода 0000 ключи переключают положение 2 и подключают цепи резисторов

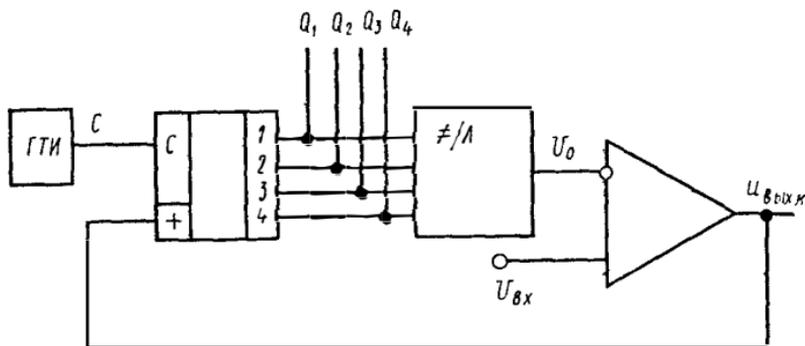


Рис 7.14

к нулевой шине. Напряжение на выходе ЦАП равно нулю.

Следует отметить, что переключение ключей в любое положение не приводит к изменению тока через резисторы $2R$, а следовательно, не влияет на уровень узловых напряжений U_A , U_B , U_C .

Резисторные матрицы $R-2R$ выпускаются промышленностью в микроэлектронном исполнении, например в виде интегральных микросхем серии 301.

Функциональная схема АЦП (рис. 7.14) включает в себя генератор тактовых импульсов, вырабатывающий тактовые импульсы, реверсивный счетчик, считающий число тактовых импульсов, поступающих на его вход C , а также ЦАП и компаратор. На один из входов компаратора поступает аналоговый входной сигнал $U_{вх}$, который необходимо преобразовать в двоичный код, а на другой вход — сигнал U_0 с выхода ЦАП. При $U_{вх} > U_0$ компаратор вырабатывает положительное напряжение, которое подается на вход со знаком «+» реверсивного счетчика. Счетчик работает в режиме суммирования, когда с приходом очередного тактового импульса увеличивается двоичный код на выходе счетчика, преобразованный с помощью ЦАП в аналоговый сигнал U_0 . При $U_{вх} = U_0$ срабатывает компаратор, напряжение на его выходе $U_{вых}$ при $U_{вх} < U_0$ становится отрицательным.

Поступающий на вход со знаком «+» счетчика сигнал $U_{вых} < 0$ переводит счетчик в режим вычитания, когда с приходом очередного тактового импульса двоичное число на выходах счетчика, а следовательно, напряжение U_0 на выходе ЦАП уменьшаются до тех пор, пока не наступит равенство $U_{вх} = U_0$.

Таким образом, АЦП работает как устойчивая замкнутая система регулирования. При возникновении сигнала рассогласования $\Delta U_{вх} = |U_{вх} - U_0|$ ЦАП вырабатывает сигнал, имеющий напряжение U_0 , в сторону уменьшения рассогласования. Выходной цифровой сигнал АЦП снимается с разрядов реверсивного счетчика и соответствует значению аналогового сигнала $U_{вх}$. При изменении уровня сигнала $U_{вх}$ счетчик в ЦАП отслеживает это изменение так, чтобы $U_{вх} = U_0$, и на выходах счетчика устанавливается двоичный код, соответствующий новому значению $U_{вх}$.

§ 7.5. Запоминающие устройства

Запоминающие устройства (ЗУ) предназначены для записи, хранения и считывания (выборки) цифровой информации. ЗУ включает в себя запоминающий массив (накопитель), электронные устройства записи и считывания информации, содержащие дешифраторы адреса и усилители считывания.

Запоминающий массив состоит из запоминающих элементов (ЗЭ), которые могут принимать два устойчивых состояния: логических единицы или нуля.

Запоминающие элементы $ЗЭ_{11} - ЗЭ_{mn}$ в ЗУ матричного типа располагаются на пересечении адресных A_1, A_2, \dots, A_m и разрядных P_1, P_2, \dots, P_n шин (рис. 7.15).

В ЗЭ может храниться один разряд двоичного кода, т. е. один бит двоичной информации, а все n -разрядное слово — в n запоминающих элементах, образующих ячейку памяти. Каждая ячейка памяти имеет свою адресную шину. Для записи слова необходимо, чтобы на одной из адресных шин появился сигнал логической единицы. Этот сигнал характеризует готовность соответствующей ячейки памяти к приему информации с разрядных шин. Например, для записи в матрицу ЗУ n -

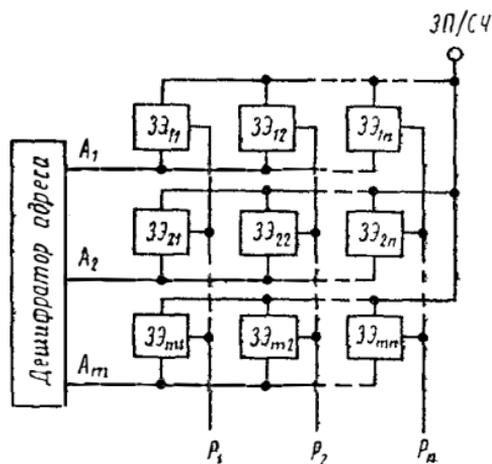


Рис. 7.15

разрядного слова с разрядных шин в ячейку памяти, состоящую из запоминающих элементов $3Э_{11}$ — $3Э_{1n}$, подаются сигналы на шины: адресную A_1 и «Запись — считывание» (ЗП/СЧ), общую для всех запоминающих элементов.

При считывании слова, записанного в ячейку памяти, на шине ЗП/СЧ отсутствует сигнал, разрешающий запись, а на нужную адресную шину поступает сигнал считывания. В этом случае запоминающие элементы ячейки памяти переходят в состояние готовности к приему новой информации, а на выходах разрядных усилителей появляются потенциалы, составляющие двоичное слово, записанное ранее в ячейке памяти.

На вход дешифратора адреса поступает двоичный код номера ячейки памяти, в которую должно быть записано слово. Выходным сигналом дешифратора при этом является сигнал на адресной шине, осуществляющей запись информации в заданную ячейку памяти.

Основным параметром ЗУ является информационная емкость, которая характеризуется количеством бит хранимой информации.

В приведенном на рис. 7.15 ЗУ могут храниться m n -разрядных слова, т. е. его информационная емкость составляет mn бит. С увеличением количества запоминающих элементов информационная емкость возрастает. В настоящее время полупроводниковые матричные ЗУ, выполненные по схеме рис. 7.15, у которых в качестве запоминающих элементов применены триггеры на биполярных или МДП-транзисторах, имеют емкость памяти до 16 384 бит.

При реализации памяти с большей емкостью (до 256 000 бит) используют ЗУ с двухкоординатной выборкой.

Накопитель двухкоординатного ЗУ состоит из нескольких матриц, количество которых определяется числом разрядов записываемого слова. Запоминающие элементы одной матрицы расположены на пересечении адресных шин X строк и Y столбцов, имеют одну общую для всех элементов разрядную шину. В $3Э$ одной матрицы записываются одноименные разряды всех слов, а каждое слово — в идентично расположенные запоминающие элементы $3Э$, всех матриц, составляющие ячейку памяти. Таким образом, в двухкоординатное четырехматричное ЗУ, ма-

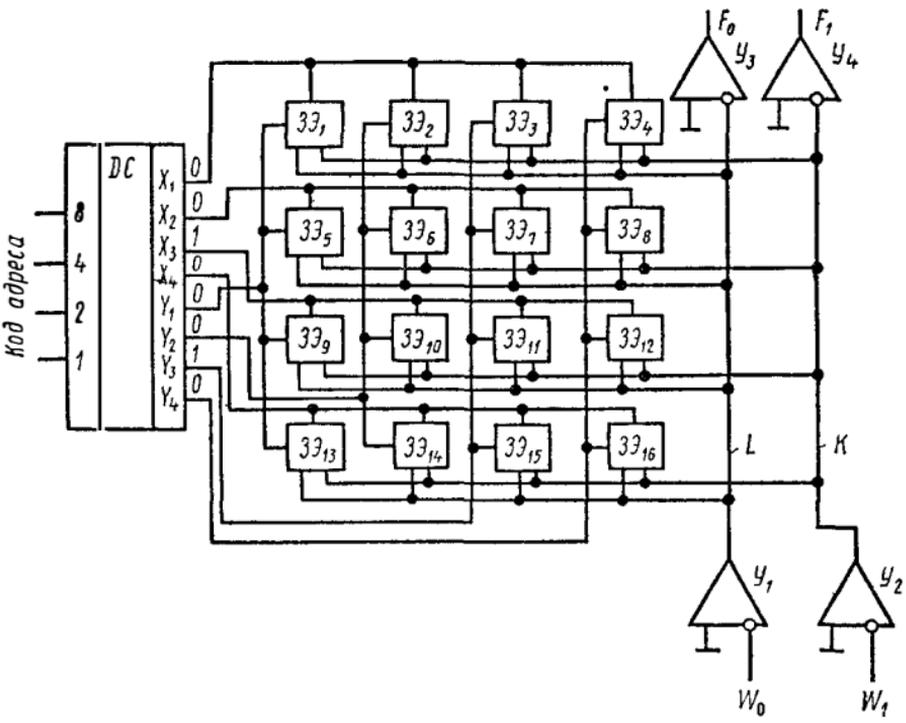


Рис. 7.16

трица которого содержит 16 запоминающих элементов (рис. 7.16), можно записать 16 четырехразрядных слов.

Рассмотрим работу матрицы двухкоординатного ЗУ (рис. 7.16) в режимах хранения, записи и считывания информации.

При появлении сигналов логической единицы на адресных шинах X_i и Y_i матрицы, выбор которых определяется двоичным кодом на входах дешифратора адреса, запоминающий элемент $3Э_i$, связанный с этими шинами, готов к приему информации с разрядной шины К. Запоминающий элемент полупроводникового ЗУ представляет собой триггер на многоэмиттерных биполярных транзисторах (рис. 7.17).

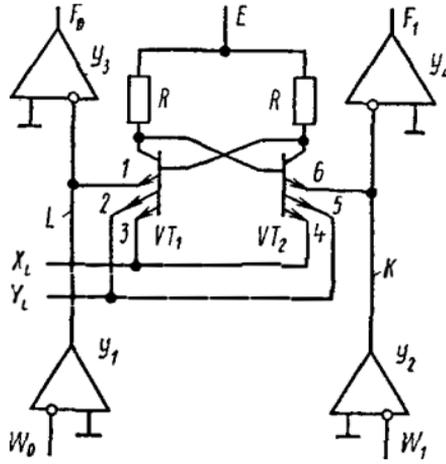


Рис. 7.17

Будем считать, что в ЗЭ записана логическая единица, если транзистор VT_1 закрыт, а VT_2 открыт. Если на шинах X_i и Y_i действует сигнал 0 (режим хранения информации), то состояние триггера не зависит от потенциала («1» или «0») на разрядных шинах, подключенных к эмиттерам 1 и 6. Таким образом, запоминающий элемент (триггер) хранит записанную в нем ранее предыдущую информацию (состояние «1» или «0»), не допуская записи новой информации. При действии на адресных шинах сигнала «1» (режим записи информации) эмиттерные переходы 2, 3, 4, 5 транзисторов закрыты, и триггер управляется сигналами, поступающими с разрядной K и разрешающей записи L шин соответственно, на эмиттеры 6 и 1 транзисторов.

Для записи логической единицы в ЗЭ, находящийся в состоянии «0» (транзистор VT_1 открыт, а VT_2 закрыт), на эмиттерный переход 6 транзистора VT_2 необходимо подать нуль, а на переход 1 транзистора VT_1 логическую единицу. Тогда транзистор VT_1 закрывается, а VT_2 открывается, т. е. триггер переключается в состояние «1». Запись информации производится с выходов инвертирующих усилителей записи Y_2 и разрешения записи Y_1 . Следовательно, состоянию «1» запоминающего элемента соответствует единица разряда записываемого слова, поступающая на вход W_1 усилителя записи Y_2 , и логический нуль на входе W_0 усилителя разрешения записи Y_1 . Состоянию «0» запоминающего устройства, наоборот, соответствуют логический нуль на входе W_1 и логическая единица на входе W_0 .

В режиме считывания эмиттерные переходы 2, 3, 4 и 5 транзисторов закрыты (на адресных шинах X_i и Y_i логические единицы), ток открытого транзистора протекает по разрядной шине, подключенной к эмиттеру 6 на вход усилителя считывания Y_4 , формируя на его выходе F_1 сигнал логической единицы. При этом на выходе F_0 усилителя Y_3 будем иметь логический нуль.

Рассмотренные типы ЗУ применяются в ЭВМ для хранения основной информации, которая изменяется в процессе вычислений, производимых ЭВМ в соответствии с программой, и называются *оперативными* (ОЗУ). Информация, записанная в них, разрушается при отключении питания.

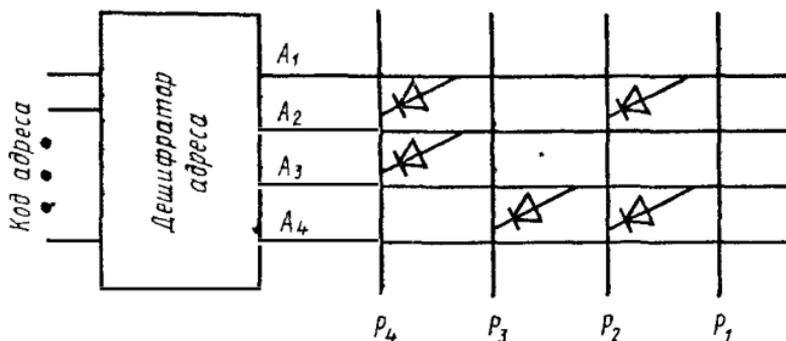


Рис. 7.18

Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) предназначены для хранения вспомогательной информации — микропрограмм, констант, подпрограмм, — которая остается неизменной в процессе вычислений и сохраняется при отключении питания. ПЗУ работают только в режиме считывания и разделяются на программируемые и перепрограммируемые (репрограммируемые). В программируемые ПЗУ (ППЗУ) информация записывается только один раз — изготовителем на одной из завершающих технологических операций (масочные ППЗУ) или пользователем.

Перепрограммируемые ПЗУ (РППЗУ) позволяют многократно переписывать заложенную в них информацию, однако этот процесс относительно трудоемок.

Простейшее ППЗУ состоит из диодной матрицы и дешифратора адреса (рис. 7.18). Горизонтальные шины матрицы являются адресными, а вертикальные — разрядными. Диоды, подключенные анодами к соответствующим адресным шинам, а катодами к разрядным, определяют информацию, заложенную в ППЗУ изготовителем. Например, если дешифратор адреса выдает сигнал «1» на шину A_1 , то открываются диоды VD_1, VD_2 и сигнал «1» проходит на разрядные шины P_1, P_3 , формируя двоичный четырехразрядный код 1010.

Вместо диодов в настоящее время используются многоэмиттерные транзисторы.

Программируемое ПЗУ на многоэмиттерных транзисторах приведено на рис. 7.19. Базы многоэмиттерных транзисторов, составляющих матрицу, подключены к соответствующим адресным шинам

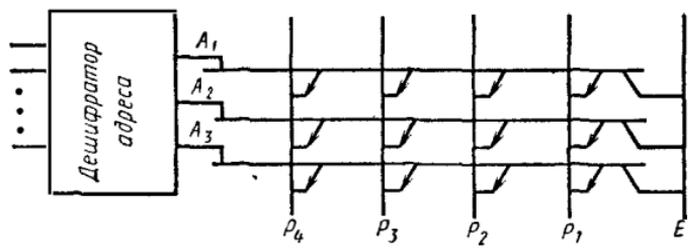


Рис 7 19

а коллекторы — к источнику питания E . При заводском изготовлении все эмиттеры транзисторов соединены с разрядными шинами, что означает запись двоичного слова 1111. Необходимая информация записывается пользователем. Для записи нулей выжигают плавкие перемычки, соединяющие эмиттеры с разрядными шинами.

Перепрограммируемые ПЗУ выполняются на основе структуры МДП-транзистора, выполняющего роль запоминающего элемента (рис. 7.20, а). Подложка Π отделена от затвора $З$ двойным слоем диэлектрика — диоксида SiO_2 и нитрида Si_3N_4 кремния. Для записи «1» на затвор подается положительный импульс, при котором электроны из подложки, имеющей n -проводимость, проходят через тонкий слой SiO_2 и скапливаются вблизи границы раздела двух слоев — верхнего и нижнего, так как верхний толстый слой нитрида кремния не пропускает электроны. Накопленный заряд остается и после снятия импульса записи «1», а пороговое напряжение U_{01} на стоко-затворной характеристике транзистора уменьшается после подачи импульса на затворе до значения U_{02} (рис. 7.20, б).

Для считывания информации на затвор транзистора подают напряжение $U_{сч}$, по абсолютной величине

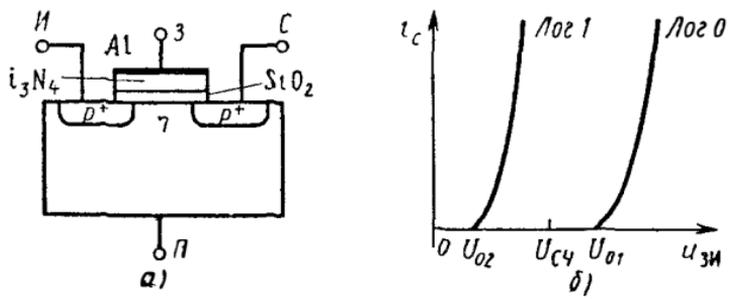


Рис. 7.20

лежащее между U_{01} и U_{02} . Если записана «1», то транзистор открыт, если «0» — остается закрытым

§ 7.6. Микропроцессоры и микроЭВМ

Габариты, стоимость, функциональные возможности и многие другие параметры ЭВМ тесно связаны с ее элементной базой.

В 50-х годах были созданы ЭВМ первого поколения на электронных лампах, а в 70-х годах появились ЭВМ четвертого поколения, выполненные на интегральных микросхемах с высокой степенью интеграции компонентов — большие (БИС) и сверхбольшие (СБИС) интегральные микросхемы.

Первые БИС создавались в виде специализированных функциональных схем. От схем, построенных на ИМС с малой и средней степенью интеграции, и отличали высокая надежность (вследствие снижения числа соединений — главного источника отказов), малые габаритные размеры и потребляемая мощность при более высоком уровне интеграции, простота технологии и обслуживания. Однако первые БИС были рассчитаны на выполнение логических операций традиционными методами «жесткой» логики, при которой схема реализует только одну заложенную в ней технологией функцию преобразования информации. Поэтому применение первых БИС, хотя и позволило уменьшить массу и габаритные размеры изделий, но не привело к новому качественному скачку в их проектировании, изготовлении и использовании. Кроме того, специфичность выполняемых этими БИС функций (т. е. отсутствие универсальности применения, а следовательно, большое разнообразие и количество используемых БИС) не позволила наладить и крупносерийное производство, что сдерживало снижение цен на эти микросхемы.

Идея создания БИС, функции которой задавались бы не схемой соединения между узлами (жесткая логика), а реализовались бы программным путем привела к созданию микропроцессорных БИС и микроЭВМ с гибкой внутренней структурой, позволяющей реализовать широкий набор выполняемых операций. Этот набор определяется информацией (программой), записанной в памяти микропроцессора или микроЭВМ.

Функциональные возможности БИС МП и микро-ЭВМ, определяемые программой, могут варьироваться в широких пределах, придавая им свойство универсальности. МП явился первым универсальным элементом общего назначения микровычислительной техники, сохраняющим все преимущества технологии создания БИС. Это позволило наладить крупносерийное производство БИС МП и микропроцессорных устройств, что привело к резкому снижению стоимости и сделало их использование в различного рода цифровых системах экономически выгодным.

Микропроцессор представляет собой функционально законченное устройство, построенное на основе БИС или набора БИС и предназначенное для реализации заданной системы команд. По существу, функции, выполняемые микропроцессором, аналогичны функциям центрального процессора обычной ЭВМ, а приставка «микро» указывает лишь на высокую интеграцию схем процессора и его размеры.

Конструктивно МП предназначены прежде всего для встраивания непосредственно в различного рода аппаратуру, в том числе и радиоэлектронную, где выгодна замена механических, электромеханических и электронных блоков универсальным устройством, программа которого определяет алгоритм работы всей аппаратуры в целом. Это качественно меняет характеристики аппаратуры, позволяет достигнуть высокого уровня стандартизации инженерных решений, снизить трудоемкость, сроки разработок и модернизации аппаратуры.

Микропроцессор, структурная схема которого приведена на рис. 7.21, содержит следующие основные узлы (блоки).

Арифметическо-логическое устройство (АЛУ), состоящее, как правило, из двоичного сум-

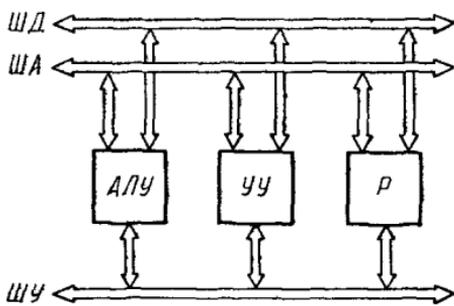


Рис. 7.21

матора со схемами ускоренного переноса, регистров для временного хранения операндов (исходных элементов данных) и регистра - сдвигателя. Это устройство аппаратно выполняет арифметические (сложение, вычитание) и логичес-

кие (дизъюнкция, конъюнкция, сложение по модулю два) операции. Сложные операции, предусмотренные по команде (такие, как умножение, деление, вычисление функций), выполняются обычно по микропрограммам и подпрограммам.

Блок внутренних регистров образует внутреннюю память МП и содержит регистры общего назначения (РОН) и специальные регистры. Общее количество регистров в МП колеблется в больших пределах. Основное их назначение — сокращение числа обращений к внешней памяти, что позволяет значительно уменьшить время выполнения одной команды, а следовательно, увеличить производительность микропроцессора.

Регистры общего назначения используются для временного хранения адресов и данных, для передачи управления при ветвлении программы, для хранения промежуточных результатов и т. п. РОН могут использоваться также для выполнения функций специальных регистров.

В настоящее время существует тенденция увеличения числа РОН в МП, связанная со стремлением максимально использовать внутреннюю сверхоперативную память микропроцессора.

Специальные регистры:

регистр счетчика команд (СК), или программный счетчик (ПС). Предназначается для хранения и модификации (суммированием или вычитанием единицы) адреса команд программы или подпрограммы;

накапливающий регистр (аккумулятор), в котором хранятся результаты арифметических и логических операций, выполняемых АЛУ. Аккумулятор всегда подключен к одному из входов АЛУ для обмена информацией в соответствии с программой. Разрядность аккумулятора равна разрядности информационного слова. Увеличение числа аккумуляторов повышает эффективность выполнения сложных арифметических операций;

регистр команд (РК), предназначенный для хранения и выдачи команды, адрес которой указан СК;

регистр кода состояния (РКС) отражает состояние микропроцессора сразу после выполнения последней команды программы;

регистр стека (РС) предназначен для хранения информации о состоянии внутренних регистров при прерываниях основной программы и на время выполнения подпрограммы.

Устройство управления (УУ) служит для преобразования команд, поступающих из внутренних регистров МП, в сигналы управления работой блоков МП (в частности, АЛУ).

МикроЭВМ кроме микропроцессора (или микропроцессорного набора) содержит блоки оперативной и постоянной памяти (ОЗУ и ПЗУ), устройства ввода и вывода информации (УВВ). Работа микроЭВМ синхронизируется тактовым генератором ТГ, который может входить и в состав микропроцессорного набора. МикроЭВМ имеет свой источник питания, периферийные устройства, комплекс программного обеспечения и может выполняться в виде одного кристалла, а также одной или нескольких печатных плат со смонтированными на них корпусами БИС МП, памяти, схемами управления и др.

Для связи между блоками МП и микроЭВМ используют три внешние шины: данных (ШД), адресов (ША) и управления (ШУ).

МикроЭВМ, как и все ЭВМ, оперирует информацией, представляемой двоичными цифрами — битами, обрабатывая группы битов, называемые словами. Количество битов, составляющих слово, может быть различным — 4, 8, 12, 16 и 32. Это определяет разрядность МП и микроЭВМ.

Программное обеспечение (ПО) микроЭВМ делится на внутреннее и внешнее и состоит из следующих программ: управляющей, моделирующей, транслирующей, отладочных, редактирующих, контрольных тестов и т. п. Внутреннее ПО, или операционная система, постоянно хранится в памяти машины и содержит систему управления и контроля функционирования микроЭВМ.

МП и микроЭВМ характеризуются многочисленной группой показателей, из которых наиболее интересными для потребителей являются следующие: разрядность обрабатываемого слова; время выполнения простейших операций; число команд; длина команды; максимальная адресуемая емкость памяти; принцип управления; организация ввода — вывода; число уровней напряжения питания; мощность рассеяния и др.

Разрядность обрабатываемого слова непосредственно влияет на быстродействие и точность вычисления. В настоящее время наблюдается тенденция к увеличению разрядности выпускаемых МП и микроЭВМ.

Время выполнения простейших операций в большинстве современных МП составляет от десятых долей до нескольких микросекунд.

Число команд является характеристикой функциональной гибкости и эффективности ЭВМ.

Длина команды представляет собой количество битов, необходимых для формирования выполняемой команды. Команды могут быть той же длины, что и обрабатываемые МП информационные слова, или же в несколько (1,5; 2 или 3) раз длиннее. Обычно более короткие команды требуют меньшего времени выполнения. Возможность использования команд различной длины характеризует гибкость организации вычислительного процесса в МП.

Максимальная адресуемая емкость памяти современных МП составляет несколько десятков Кбайт (1 байт соответствует 8 битам), но в отдельных моделях может достигать величины Мбайт.

Современные МП и микроЭВМ строятся по двум структурно-технологическим принципам управления выполнением операций: однокристалльные с фиксированной системой команд (схемное, или аппаратное управление), многокристалльные специализированные МП с микропрограммным управлением и с изменяемой разрядностью слова (гибкая логика управления). Главное отличие между этими двумя способами управления состоит в том, что при первом способе программист (пользователь) имеет возможность самостоятельно и легко изменить содержание программы работы МП, а при втором — изменение связано с созданием нового кристалла МП. Возможность микропрограммирования значительно упрощает программное обеспечение и быстродействие МП. Однако составление и отладка микропрограмм для многих прикладных задач оказываются чрезвычайно трудоемкими, так как математическое обеспечение микроЭВМ все еще недостаточно развито для широкого применения микропрограммирования.

Число уровней напряжения питания характеризует простоту и удобство эксплуатации МП в составе

Серия	Тип	Число кристаллов	Разрядность, бит	Технология	Число выводов корпуса	Число команд	Время выполнения команды, мкс	Число РОН	Напряжение питания, В	Потребляемая мощность, мВт
K580	K580ИК80	1 (6)	8	n-МОП	48	79	2,0	5	$\pm 5, +12$	300—750
K582	K582ИК1	1	4*n	И ² Л	48	459	1,5	8	1,2	200
K584	K584ИК1	1	4n	И ² Л	48	459	2,0	8	1,2	140
K536	K536ИК1	7	8n		48	149	10,0		27	
K581	K581ИК1	3	16				1,6		$\pm 5, +12$	900
K587	K587ИК2	4	4n	КМОП	42	168	2,0	8	9	5
K588	K588ИК2	4	16n	КМОП	42		2,0	16	5	5
K589	K589ИК02	7	2n	ТТЛШ	16,24; 28,40	41 (228 микрокоманд)	0,1	10	5	750

* n — означает возможность наращиваниякратно указанной разрядности.

различной аппаратуры и систем. Предпочтительным являются МП, способные работать с одним уровнем напряжения питания. Однако сложность схемных решений, применяемых для расширения функциональных возможностей, приводит к тому, что для ряда моделей МП используются два или три источника питания с разными уровнями напряжения.

Потребляемая мощность является параметром, зависящим от технологии производства МП БИС, степени интеграции элементов на кристалле и их размещения. Этот параметр влияет на надежность МП и составляет в среднем 1,5 Вт. Минимальная мощность рассеяния у МП, выполняемых по относительно дорогой комплементарной металлоокисно-полупроводниковой (КМОП) технологии, не превышает 50 мВт.

Основные характеристики отечественных наборов микропроцессорных БИС приведены в таблице (с. 246).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитие техники на современном этапе характеризуется переходом к комплексной автоматизации производственных процессов на основе последних достижений электронной техники. К электронным устройствам предъявляются высокие требования, так как современная электронная аппаратура должна обеспечивать надежность работы сложнейших промышленных систем автоматического управления и контроля.

Решение этой задачи в настоящее время осуществляется путем развития новых принципов проектирования и промышленного изготовления электронной аппаратуры, разработки новой элементной базы, основанной на принципах микроэлектроники.

Умение выбора, расчета и проектирования специализированных электронных узлов системы — основная функция современного специалиста, работающего в области электронной техники.

Материал книги познакомил читателя с принципами действия, характеристиками и параметрами основных компонентов, схем и узлов, составляющих современную элементную базу электроники.

Авторы полагают, что навыки, полученные при работе учащегося с книгой, позволят ему перейти к более глубокому изучению проблем и задач электронной техники.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Система обозначений интегральных микросхем

Для микросхем, разработанных после июля 1974 г., в соответствии с ГОСТ 18682—73 введена система обозначений интегральных микросхем, в которой:

первый элемент — цифра, объединяющая группу микросхем по конструктивно-технологическому признаку: 1; 5; 7 — полупроводниковые; 2, 4, 6, 8 — гибридные; 3 — прочие (пленочные керамические и т. д.);

второй элемент — две цифры, обозначающие номер разработки данной серии микросхем (в старой системе — это третий элемент обозначения);

третий элемент — две буквы, определяющие функциональное назначение микросхемы;

четвертый элемент — порядковый номер разработки микросхем одного вида в данной серии микросхем.

Классификация элементов условных обозначений микросхем по их функциональному назначению

Функциональное назначение микросхемы	Обозначение	Функциональное назначение микросхемы	Обозначение
Генераторы сигналов: синусоидальных специальной формы прямоугольных линейно изменяющихся шума прочие низкой частоты считывания и воспроизведения	ГС	индикации	УМ
	ГФ	операционные и дифференциальные	УД
	ГГ	прочие	УП
	ГЛ	Преобразователи:	
	ГМ	частоты	ПС
	ГП	фазы	ПФ
	УН	формы	—
	УЛ	напряжения	ПН
		кодирующие	—

Функциональное назначение микросхемы	Обозначение	Функциональное назначение микросхемы	Обозначение
декодирующие	—	временные	СВ
длительности	ПД	частотные	СС
мощности	ПМ	фазовые	СФ
уровня (согласователи)	ПУ	прочие	СП
код — аналог	ПА	Формирователи:	
аналог — код	ПВ	импульсов прямо-	АГ
код — код	ПР	угольной формы	
прочие	ПП	импульсов специаль-	АФ
Модуляторы:		ной формы	
амплитудные	МА	адресных токов	АА
частотные	МС	разрядных токов	АР
фазовые	МФ	прочие	АП
импульсные	МИ	Элементы запоминаю-	
прочие	МП	щих устройств:	
НЕ	ЛН	на магнитных пленках	—
И — ИЛИ	ЛС	матрицы-накопители	РМ
И — НЕ	ЛА	оперативных запоми-	
ИЛИ — НЕ	ЛЕ	нающих устройств	
И — ИЛИ — НЕ	ЛР	(ОЗУ)	
И — ИЛИ — НЕ/ И — ИЛИ	ЛК	Усилители:	
ИЛИ — НЕ/ИЛИ	ЛМ	синусоидальные	—
Расширители	ЛД	постоянного тока	УТ
Прочие	ЛП	видеоусилители	—
Триггеры:		импульсные	УИ
Шмитта	ТЛ	повторители	УЕ
динамические	ТД	высокой частоты	УВ
T-триггер	ТТ	промежуточной час-	УР
RS-триггер	ТР	тоты	
D-триггер	ТМ	Детекторы:	
JK-триггер	ТВ	амплитудные	ДА
комбинированные	ТК	частотные	ДС
(типов DT, RST и др.)		фазовые	ДФ
прочие	ТП	импульсные	ДИ
Схемы селекции и срав-		прочие	ДП
нения:		Фильтры:	
амплитудные (уровня	СА	верхних частот	ФВ
сигнала)		нижних частот	ФН
		полосовые	ФЕ
		заградительные	—
		режекторные	ФР

Функциональное назначение микросхемы	Обозначение	Функциональное назначение микросхемы	Обозначение
прочие	ФП	Элементы арифметических и дискретных устройств:	
Схемы вторичных источников питания			
выпрямители	ЕВ	регистры	ИР
преобразователи	ЕМ	сумматоры	ИМ
стабилизаторы напряжения	ЕН	полусумматоры	ИЛ
стабилизаторы тока	ЕТ	счетчики	ИЕ
прочие	ЕП	дешифраторы	ИД
Коммутаторы и ключи:		комбинированные	ИК
тока	КТ	прочие	ИП
напряжения	КН	Многофункциональные	
прочие	КП	схемы:	
Логические элементы		аналоговые	ХА
И	ЛИ	цифровые (логические)	ХЛ
ИЛИ	ЛЛ	комбинированные	ХК
Наборы элементов:		прочие	ХП
диодов	НД	матрицы-накопители	РУ
транзисторов	НТ	ОЗУ со схемами	
резисторов	НР	управления	
конденсаторов	НЕ	матрицы-накопители	РВ
комбинированные	НК	постоянных запоми-	
прочие	НП	нающих устройств	
Линии задержки:		(ПЗУ)	
схемные	—	матрицы-накопители	РЕ
пассивные	БМ	ПЗУ со схемами	
активные	БР	управления	
прочие	БП	прочие	РП

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гальперин М. В.* Практическая схемотехника в промышленной автоматике.— М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника.— М.: Мир, 1982.
3. *Степаненко И. П.* Основы микроэлектроники.— М.: Советское радио, 1980.
4. *Агджалиян Т. М.* Интегральные микросхемы.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. *Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е.* Промышленная электроника.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
6. *Гольденберг Л. М.* Импульсные устройства.— М.: Радио и связь, 1981.
7. *Браммер Ю. А., Пащук И. Н.* Импульсная техника.— М.: Высшая школа, 1985.
8. Интегральные микросхемы. Справочник / Под ред. *Тарабрина Б. В.*— М.: Радио и связь, 1984.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Электронные цепи и сигналы	7
§ 1.1. Пассивные элементы	7
§ 1.2. Виды сигналов	9
§ 1.3. Пассивные фильтры	11
§ 1.4. Вторичные источники электропитания	17
Глава 2. Элементы электронных устройств	23
§ 2.1. Электровакуумные и газоразрядные приборы	24
§ 2.2. Полупроводники	25
§ 2.3. Электронно-дырочный переход (<i>p-n</i> -переход)	31
§ 2.4. Полупроводниковые диоды	38
§ 2.5. Биполярные транзисторы	45
§ 2.6. Тиристоры	54
§ 2.7. Полевые транзисторы	55
§ 2.8. Элементы интегральных схем	63
Глава 3. Усилители	70
§ 3.1. Основные параметры и характеристики	71
§ 3.2. Усилители на биполярных транзисторах	76
§ 3.3. Усилители на полевых транзисторах	88
§ 3.4. Усилители с обратной связью	93
§ 3.5. Усилители мощности	109
§ 3.6. Усилители постоянного тока	118
§ 3.7. Дифференциальные усилители	120
§ 3.8. Операционные усилители	127
Глава 4. Частотно-избирательные устройства	137
§ 4.1. Резонансные усилители	137
§ 4.2. Активные фильтры	141
§ 4.3. Генераторы синусоидальных колебаний	146
§ 4.4. Генераторы <i>LC</i> -типа (<i>LC</i> -генераторы)	148
§ 4.5. Кварцевые генераторы	151
§ 4.6. Генераторы <i>RC</i> -типа (<i>RC</i> -генераторы)	153

Глава 5 Переключающие и логические схемы	155
§ 5.1 Ключи на биполярных транзисторах	156
§ 5.2 Ключи на полевых транзисторах	165
§ 5.3 Логические интегральные микросхемы	170
Глава 6 Импульсные устройства	188
§ 6.1 Триггеры	188
§ 6.2 Триггеры Шмитта	198
§ 6.3 Генераторы прямоугольных импульсов	200
§ 6.4 Генераторы линейно изменяющегося напряжения и тока	207
§ 6.5 Ограничители амплитуды импульсов	217
Глава 7 Цифровые устройства	222
§ 7.1 Комбинационные цифровые устройства	222
§ 7.2 Регистры	225
§ 7.3 Счетчики и распределители импульсов	227
§ 7.4 Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи	230
§ 7.5 Запоминающие устройства	235
§ 7.6 Микропроцессоры и микроЭВМ	241
Заключение	248
Приложение	249
Список литературы	252

Учебное издание

**Игумнов Дмитрий Васильевич,
Королев Геннадий Васильевич,
Громов Игорь Степанович**

ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Зав редакцией В И Трефилов Редактор И А Исаева
Мл редактор С А Пацева Художник Ю Д Федичкин
Художественный редактор Т М Скворцова Технический
редактор Г А Фетисова Корректор Р К Косинова

ИБ № 9097

Изд № ЭР—539 Сдано в набор 03 07 90 Подп в пе-
чать 03 12 90 Формат 84×108^{1/32} Бум газетная Гар-
нитурa Таймс Печать высокая Объем 13,44 усл печ л
13,65 усл кр -отт 12,92 уч -изд л Тираж 110 000 экз
Зак № 957 Цена 1 р 50 к

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4,
Неглинная ул, д 29/14

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Крас-
ного Знамени МПО «Первая Образцовая типография»
Государственного комитета СССР по печати 113054, Моск-
ва, Валовая, 28

Игумнов Д. В., Королев Г. В., Громов И. С.
И 28 **Основы микроэлектроники: Учеб. для техникумов по спец. «Производство изделий электр. техники».**— М.: Высш. шк., 1991.— 254 с.: ил.
ISBN 5-06-002036-3

В книге приведены основные сведения о методах преобразования электрических сигналов, изложены физические основы работы элементов электроники. Рассматриваются принципы построения и применения основных типов аналоговых и цифровых устройств на современной элементной базе.

И 2202070500 (4308000000)—108 153—91
001 (01)—91

ББК 32.859
6Ф0.3

Д.В. Игумнов, Г.В. Королев, И.С. Громов

ОСНОВЫ МИКРО- ЭЛЕКТРОНИКИ

ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

