

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования

**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»
(ТУСУР)**

Кафедра телевидения и управления
(ТУ)

В. Ф. Коновалов

ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие

Томск, 2012

Коновалов В.Ф. Электроника. Учебное пособие. – Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2012. – 265 с.

Настоящее учебное пособие написано на основе конспектов лекций, которые автор читает длительное время по дисциплинам: «Электротехника и электроника», «Электроника и микроэлектроника», «Твердотельные электронные приборы и основы микроэлектроники». В учебном пособии в большой степени использованы также работы В.Г. Гусева, Ю.М. Гусева «Электроника» и Д.В. Игумнова, Г.В. Королева, И.С. Громова «Основы микроэлектроники».

Для лучшего усвоения теоретического материала в конце каждой главы приведены вопросы для самопроверки.

© Коновалов В.Ф., 2012

© Кафедра Телевидения и управления, ТУСУР, 2012

Оглавление

Глава 1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ	5
1.1. Электропроводность полупроводников	5
1.2. Основные свойства и характеристики полупроводников	11
1.3. Электрические переходы	19
1.4. Особенности реальных р-n-переходов	33
1.5. Полупроводниковые диоды	38
1.6. Биполярные транзисторы	44
1.7. Полевые транзисторы	64
Вопросы для самопроверки	78
Глава 2. УСИЛИТЕЛИ	81
2.1. Основные параметры и характеристики	81
2.2. Усилители на биполярных транзисторах	85
2.3. Усилители на полевых транзисторах	97
2.4. Усилители с обратной связью	102
2.5. Усилители мощности	112
2.6. Усилители постоянного тока	116
2.7. Дифференциальные усилители	118
2.8. Операционные усилители	125
Вопросы для самопроверки	136
Глава 3. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ И ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ	139
3.1. Общие сведения	139
3.2. Ключи на биполярных транзисторах	140
3.3. Транзисторный переключатель тока	149
3.4. Ключи на полевых транзисторах	152
3.5. Логические элементы	158
3.5.1. Классификация логических элементов	158
3.5.2. Основные характеристики и параметры логических элементов	161
3.5.3. Диодно-транзисторная логика	164
3.5.4. Транзисторно-транзисторная логика	165
3.5.5. Элементы эмиттерно-связанной логики	173
3.5.6. Логические элементы на МДП-транзисторах	175
Вопросы для самопроверки	177
Глава 4. ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА	179
4.1. Комбинационные цифровые устройства	179
4.1.1. Шифраторы, дешифраторы и преобразователи кодов	179
4.1.2. Мультиплексоры и демультимплексоры	183
4.1.3. Сумматоры	185
4.1.4. Цифровые компараторы	188
4.2. Последовательностные цифровые устройства	190
4.2.1. Триггеры	190
4.2.2. Регистры	199
4.2.3. Счетчики	202
4.3. Запоминающие устройства	207

4.4. Преобразователи информации	219
4.4.1. Компараторы	219
4.4.2. Цифро-аналоговые преобразователи	220
4.4.3. Аналого-цифровые преобразователи	222
4.5. Электронные устройства отображения информации	225
Вопросы для самопроверки	231
Глава 5. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ И ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ	234
5.1. Генераторы синусоидальных колебаний	234
5.1.1. Генераторы LC-типа (LC-генераторы)	242
5.1.2. Кварцевые генераторы	245
5.1.3. Генераторы RC-типа (RC-генераторы)	246
5.2. Генераторы прямоугольных импульсов	248
Вопросы для самопроверки	249
Глава 6. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	250
6.1. Основные положения	250
6.2. Выпрямители	251
6.3. Сглаживающие фильтры	255
6.4. Стабилизаторы напряжения	258
Вопросы для самопроверки	264
Литература	265

Глава первая

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

1.1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

К полупроводникам принято относить материалы, которые при комнатной температуре имеют удельное электрическое сопротивление от 10^{-5} до 10^{10} Ом см (в полупроводниковой технике принято измерять сопротивление 1 см^3 материала). Количество известных в настоящее время полупроводников превышает и количество металлов, и количество диэлектриков. Наиболее часто используют германий, кремний, арсенид галлия, фосфид галлия, селен, теллур, разные окислы, сульфиды, нитриды и карбиды.

Основные положения электропроводности. Атом состоит из ядра, окруженного облаком электронов. Электроны находятся в движении на некотором расстоянии от ядра в пределах слоев (оболочек), определяемых их энергией. Если описывать энергетический спектр атома, то каждая из этих оболочек может быть охарактеризована энергетическим уровнем.

Чем дальше от ядра находится вращающийся электрон, тем выше его энергетический уровень. Свободные атомы имеют дискретный энергетический спектр. При переходе электрона с одного разрешенного уровня на другой, более отдаленный, происходит поглощение энергии, а при обратном переходе - выделение энергии. Поглощение и выделение энергии может происходить только строго определенными «порциями» — квантами. На каждом энергетическом уровне может находиться не более двух электронов. Расстояние между энергетическими уровнями уменьшается по мере увеличения энергии. «Потолком» энергетического спектра является уровень ионизации, на котором электрон приобретает энергию, позволяющую ему стать свободным и покинуть атом.

Если рассматривать структуру атомов различных элементов, то можно выделить оболочки, которые полностью застроены электронами (внутренние), и незаполненные оболочки (внешние). Внешние оболочки слабее связаны с ядром, легче вступают во взаимодействие с другими атомами. Поэтому электроны, расположенные на внешней недостроенной оболочке, называют валентными.

При образовании молекул между отдельными атомами действуют различные типы связей. Для полупроводников наиболее распространенными являются ковалентные связи, которые образуются за счет обобществления валентных электронов соседних атомов. Например, в германии, атом которого имеет четыре валентных электрона, в молекулах возникают ковалентные связи между четырьмя соседними атомами (рис. 1.1, а).

Если атомы находятся в связанном состоянии, то на валентные электроны действуют поля электронов и ядер соседних атомов, в результате чего каждый отдельный разрешенный энергетический уровень атома расщепляется на ряд новых энергетических уровней, энергии которых близки друг к другу. На каждом из этих уровней могут также находиться только два электрона. Совокупность уровней, на каждом из которых могут находиться электроны, называют разрешенной зоной (1-3 на рис. 1.1, б). Промежутки между разрешенными зонами носят название запрещенных зон (2 на рис. 1.1, б). Нижние энергетические уровни атомов обычно не образуют зон, так как внутренние электронные оболочки слабо взаимодействуют с соседними атомами в твердом теле, будучи как бы «экранированы» внешними оболочками. В энергетическом спектре твердого тела можно выделить три вида зон: разрешенные (полностью заполненные) зоны, запрещенные зоны и зоны проводимости.

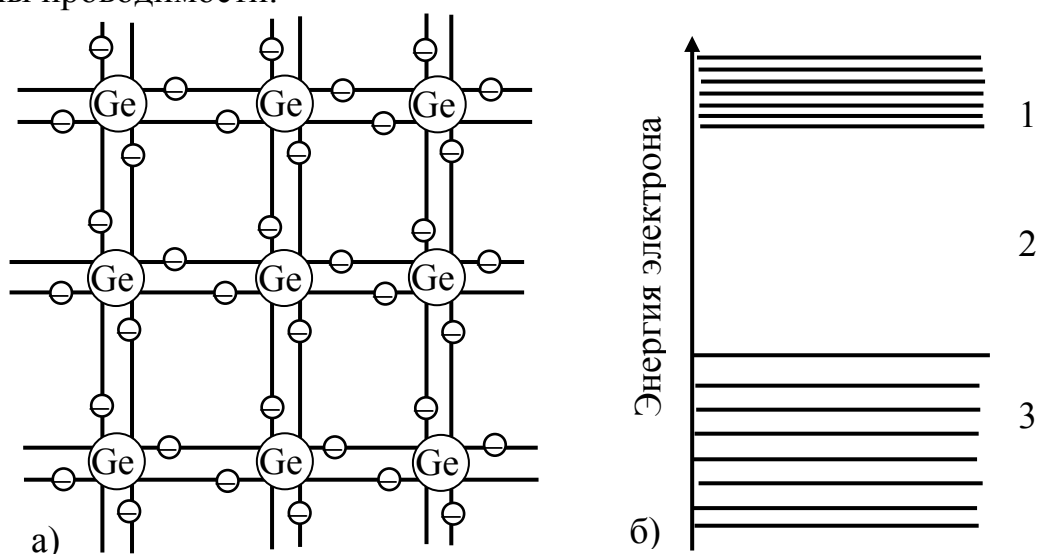


Рис.1.1. Структура связей атома германия в кристаллической решетке (а) и условное обозначение разрешенных и запрещенных зон (б).

Разрешенная зона характеризуется тем, что все уровни ее при температуре 0 К заполнены электронами. Верхнюю заполненную зону называют валентной.

Запрещенная зона характеризуется тем, что в ее пределах нет энергетических уровней, на которых могли бы находиться электроны.

Зона проводимости - частично или целиком незаполненная зона - характеризуется тем, что электроны, находящиеся в ней, обладают энергиями, позволяющими им под воздействием, например, электрического поля переходить на более высокие энергетические уровни и даже освобождаться от связи с атомами и передвигаться внутри твердого тела.

Зонная структура тела при абсолютной нулевой температуре лежит в основе классификации веществ на металлы, полупроводники и диэлектрики.

У металлов валентная зона и зона проводимости часто взаимно перекрываются, поэтому при 0 К металл обладает электропроводностью.

У полупроводников и диэлектриков зона проводимости при 0 К пуста и электропроводность отсутствует. Различия между ними чисто

количественные - в ширине запрещенной зоны ΔE . У наиболее распространенных полупроводников $\Delta E = 0,1 \div 3$ эВ (у полупроводников, на основе которых в будущем надеются создать высокотемпературные приборы, $\Delta E = 3 \div 6$ эВ), у диэлектриков $\Delta E > 6$ эВ.

В полупроводниках при некотором значении температуры, отличном от нуля, часть электронов будет иметь энергию, достаточную для перехода в зону проводимости. Эти электроны становятся свободными, а полупроводник — электропроводным.

Уход электрона из валентной зоны приводит к образованию в ней незаполненного энергетического уровня. Вакантное энергетическое состояние носит название дырки. Валентные электроны соседних атомов в присутствии электрического поля могут переходить на эти свободные уровни, создавая дырки в другом месте. Такое перемещение электронов можно рассматривать как движение положительно заряженных фиктивных зарядов - дырок.

Электропроводность, обусловленную движением свободных электронов, называют электронной, а электропроводность, обусловленную движением дырок, - дырочной.

У абсолютно чистого и однородного полупроводника при температуре, отличной от 0 К, свободные электроны и дырки образуются попарно, т. е. число электронов равно числу дырок. Электропроводность такого полупроводника (собственного), обусловленная парными носителями теплового происхождения, называют собственной.

Процесс образования пары электрон-дырка называют генерацией пары. При этом генерация пары может быть следствием не только воздействия тепловой энергии (тепловая генерация), но и кинетической энергии движущихся частиц (ударная генерация), энергии электрического поля, энергии светового облучения (световая генерация) и т. д.

Образовавшиеся в результате разрыва валентной связи электрон и дырка совершают хаотическое движение в объеме полупроводника до тех пор, пока электрон не будет «захвачен» дыркой, а энергетический уровень дырки не будет «занят» электроном из зоны проводимости. При этом разорванные валентные связи восстанавливаются, а носители заряда - электрон и дырка - исчезают. Этот процесс восстановления разорванных валентных связей называют рекомбинацией.

Промежуток времени с момента генерации частицы, являющейся носителем заряда, до ее рекомбинации называют временем жизни, а расстояние, пройденное частицей за время жизни, - диффузионной длиной. Так как время жизни каждого из носителей заряда различно, то для однозначной характеристики полупроводника под временем жизни чаще всего понимают среднее (среднестатистическое) время жизни носителей заряда, а под диффузионной длиной - среднее расстояние, которое проходит носитель заряда за среднее время жизни. Диффузионная длина и время жизни электронов и дырок связаны между собой соотношениями

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}; \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p}, \quad (1.1)$$

где L_n, L_p - диффузионная длина электронов и дырок; τ_n, τ_p - время жизни электронов и дырок; D_n, D_p - коэффициент диффузии электронов и дырок.

Среднее время жизни носителей заряда численно определяется как промежуток времени, в течение которого концентрация носителей заряда, введенных тем или иным способом в полупроводник, уменьшается в e раз.

Если в полупроводнике создать электрическое поле напряженностью E , то хаотическое движение носителей заряда упорядочится, т. е. дырки и электроны начнут двигаться во взаимно противоположных направлениях, причем дырки - в направлении, совпадающем с направлением электрического поля. Возникнут два встречно направленных потока носителей заряда, создающих токи, плотности которых

$$j_n \partial p = qn\mu_n E; \quad j_p \partial p = qr\mu_p E \quad (1.2)$$

Здесь q - заряд носителя заряда (электрона); n, p - число электронов и дырок в единице объема вещества; μ_n, μ_p - подвижность носителей заряда.

Подвижность носителей заряда μ есть физическая величина, характеризующая их средней направленной скоростью в электрическом поле с напряженностью 1 В/см: $\mu = v/E$, где v - средняя скорость носителя.

Так как носители заряда противоположного знака движутся в противоположном направлении, то результирующая плотность тока в полупроводнике

$$j \partial p = j_n \partial p + j_p \partial p = (qn\mu_n + qr\mu_p)E \quad (1.3)$$

Движение носителей заряда в полупроводнике, вызванное наличием электрического поля и градиента потенциала, называют дрейфом, а созданный этими зарядами ток - дрейфовым током.

Движение под влиянием градиента концентрации называют диффузией.

Удельную проводимость полупроводника σ можно найти как отношение удельной плотности тока к напряженности электрического поля:

$$\sigma = 1/\rho = j/E = qn\mu_n + qr\mu_p$$

где ρ - удельное сопротивление полупроводника.

Примесная электропроводность. Электрические свойства полупроводников зависят от содержания в них атомов примесей, а также от различных дефектов кристаллической решетки: пустых узлов решетки, атомов или ионов, находящихся между узлами решетки, и т.д. Примеси бывают акцепторные и донорные.

Акцепторные примеси. Атомы акцепторных примесей способны принимать извне один или несколько электронов, превращаясь в отрицательный ион.

Если, например, в германий ввести трехвалентный атом индия, то образуется ковалентная связь между индием и четырьмя соседними атомами германия и получается устойчивая восьмиэлектронная оболочка за счет дополнительного электрона, отобранного у одного из атомов Ge. Этот электрон, будучи «связанным», превращает атом индия в неподвижный отрицательный ион (рис. 1.2, а). На месте ушедшего электрона образуется дырка, которая добавляется к собственным дыркам, порожденным нагревом (термогенерацией). При этом в полупроводнике концентрация дырок превысит концентрацию свободных электронов собственной электропроводности ($p > n$). Следовательно, в полупроводнике будет преобладать дырочная электропроводность. Такой полупроводник называют полупроводником p-типа.

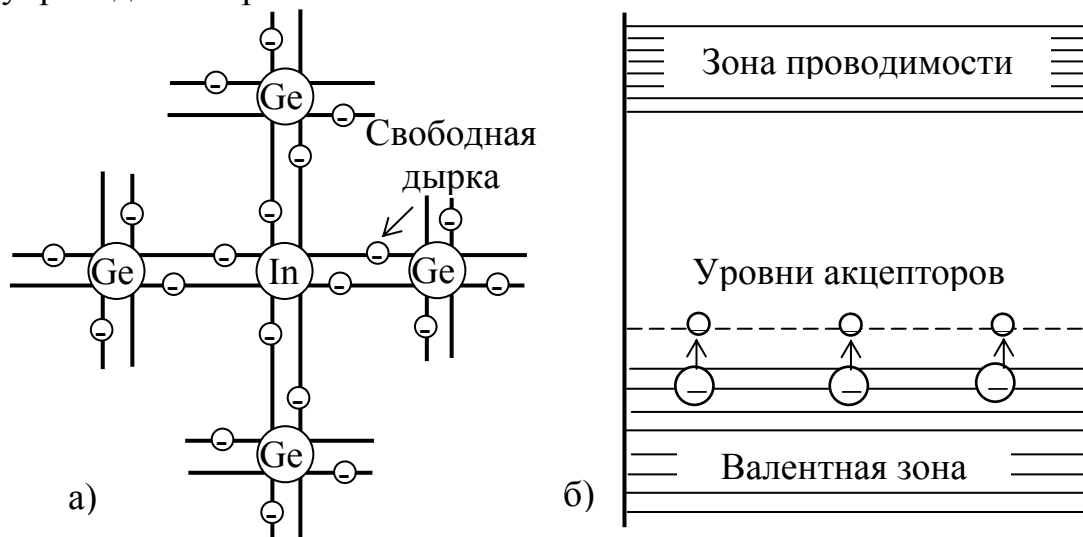


Рис. 1.2. Структура (а) и зонная диаграмма (б) полупроводника с акцепторными примесями

При приложении к этому полупроводнику напряжения будет преобладать дырочная составляющая тока, т. е. $j_n < j_p$.

Если содержание примесей мало, что чаще всего имеет место, то их атомы можно рассматривать как изолированные и энергетические уровни не расщепляются на зоны. На зонной диаграмме (рис. 1.2, б) примесные уровни изображены штрихами. Валентные уровни акцепторной примеси расположены в нижней части запрещенной зоны, поэтому при небольшой дополнительной энергии (0,01—0,05 эВ) электроны из валентной зоны могут переходить на этот уровень, образуя дырку. При низкой температуре вероятность перехода электронов через запрещенную зону во много раз меньше вероятности их перехода из валентной зоны на уровень акцепторной примеси.

Если концентрация примесей в полупроводнике достаточно велика, то уровни акцепторной примеси расщепляются, образуя зону, которая может

слиться с валентной зоной. Такой полупроводник называют вырожденным. В вырожденном полупроводнике концентрация носителей заряда собственной электропроводности значительно меньше, чем в невырожденном полупроводнике. Поэтому качественной особенностью их является малая зависимость характеристик полупроводника от температуры окружающей среды. При этом доля тепловых носителей заряда собственной электропроводности по сравнению с примесными носителями будет невелика.

Донорные примеси. Атомы донорных примесей имеют валентные электроны, слабо связанные со своим ядром. Эти электроны, не участвуя в межатомных связях, могут легко перейти в зону проводимости материала, в который была введена примесь. При этом в решетке остается положительно заряженный ион, а электрон добавится к свободным электронам собственной электропроводности. Донорный уровень находится в верхней части запрещенной зоны (рис. 1.3, б). Переход электрона с донорного уровня в зону проводимости происходит тогда, когда он получает небольшую дополнительную энергию. В этом случае концентрация свободных электронов в полупроводнике превышает концентрацию дырок, и полупроводник обладает электронной электропроводностью. Такие полупроводники называют полупроводниками n-типа. Если, например, в германий ввести атом пятивалентной сурьмы, то четыре его валентных электрона вступят в ковалентную связь с четырьмя электронами германия и окажутся в связанном состоянии (рис. 1.3, а). Оставшийся электрон сурьмы становится свободным. При этом концентрация свободных электронов будет выше концентрации дырок, т. е. будет преобладать электронная электропроводность. При увеличении концентрации примесей уровни доноров расщепляются, образуя зону, которая может слиться с зоной проводимости. Полупроводник становится вырожденным.



Рис. 1.3. Структура (а) и зонная диаграмма (б) полупроводника с донорными примесями.

Носители зарядов, концентрация которых преобладает в полупроводнике, называют основными носителями заряда, а носители

зарядов, концентрация которых в полупроводнике меньше, чем концентрация основных, - неосновными носителями заряда.

В примесном полупроводнике при низких температурах преобладает примесная электропроводность. Однако по мере повышения температуры собственная электропроводность непрерывно возрастает, в то время как примесная имеет предел, соответствующий ионизации всех атомов примеси. Поэтому при достаточно высоких температурах электропроводность всегда собственная.

1.2. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Параметры полупроводниковых приборов зависят от электропроводности материалов и, следовательно, от закономерностей протекания токов в отдельных частях приборов.

Уровень Ферми, температурный потенциал. При рассмотрении принципа работы различных полупроводниковых приборов важную роль играет понятие электрохимического потенциала, или уровня Ферми. Уровень Ферми для полупроводника - это энергия, которая является функцией концентрации носителей заряда. Зная уровень Ферми, можно вычислить концентрации носителей заряда и наоборот.

Так, концентрация электронов в зоне проводимости

$$n = N_c e^{-(\mathcal{E}_c - F)/(kT)} \quad (1.4)$$

где F - энергия уровня Ферми; $N_c = 2 \left(\frac{2\pi m_n^* kT}{h^2} \right)^{3/2}$ - эффективная

плотность состояний в зоне проводимости; h - постоянная Планка; m_n^* - эффективная масса электрона; \mathcal{E}_c - энергия нижней границы зоны проводимости; k - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура.

Аналогично (1.4) концентрация дырок

$$p = N_V e^{-(F - \mathcal{E}_v)/(kT)}, \quad (1.5)$$

где $N_V = 2 \left(\frac{2\pi m_p^* kT}{h^2} \right)^{3/2}$ - эффективная плотность состояний в валентной

зоне; \mathcal{E}_v - энергия верхней границы валентной зоны; m_p^* - эффективная масса дырки.

Из этих выражений следует, что

$$np = N_C N_V e^{-(\mathcal{E}_c - \mathcal{E}_v)/(kT)} = N_C N_V e^{-\Delta\mathcal{E}/(kT)} \quad (1.6)$$

где $\Delta\mathcal{E} = \mathcal{E}_c - \mathcal{E}_v$ - ширина запрещенной зоны.

Так как при определенной температуре все члены, входящие в последнее уравнение, постоянны (при $T=\text{const}$, $N_C=\text{const}$, $\Delta\mathcal{E}=\text{const}$) то

$$np = \text{const}.$$

Таким образом, следует важный вывод.

В равновесном состоянии произведение концентраций носителей зарядов для данного полупроводника при определенной температуре есть величина постоянная, не зависящая от концентрации и распределения примесей.

Понятие эффективной массы дырки, введенное в связи с тем, что характеры движения электронов и дырок отличаются в результате различного воздействия на них электрических полей, позволяет рассматривать поведение дырки, движущейся в валентной зоне, так же, как поведение электрона в зоне проводимости. Разница состоит только в различии эффективных масс обоих типов носителей. Следует отметить, что масса электрона в кристалле в общем случае не совпадает с его массой в вакууме. Поэтому понятие эффективной массы введено и для электрона.

Если полупроводник имеет собственную электропроводность теплового происхождения, когда дырки с концентрацией p_i и электроны с концентрацией n_i образуются парами и $n_i = p_i$, то уровень Ферми при условии $m_n^* = m_p^*$ лежит почти в середине запрещенной зоны.

Решив уравнения (1.4) и (1.5) для концентраций носителей зарядов в равновесном полупроводнике с примесной электропроводностью получим следующие выражения для энергий уровня Ферми:

$$F_n = \mathcal{E}_C + kT\lambda n \frac{n}{N_C},$$

$$F_p = \mathcal{E}_V - kT\lambda n \frac{p}{N_V},$$

где $F_n; F_p$ - уровни Ферми в полупроводниках n- и p-типа; n, p - концентрации электронов и дырок.

Если значения энергий уровня Ферми разделить на заряд электрона q , все приведенные выражения останутся справедливыми, только в них вместо энергий будут стоять значения соответствующих потенциалов Ферми:

$$\varphi_{Fn} = \varphi_C + \varphi_T \lambda n (n/N_C) = \varphi_C + \chi_n; \quad (1.7,а)$$

$$\varphi_{Fp} = \varphi_V - \varphi_T \lambda n (p/N_V) = \varphi_V - \chi_p, \quad (1.7,б)$$

где $\varphi_T = kT/q \approx T/11600$ - температурный потенциал; $\varphi_C = \mathcal{E}_C/q$ - потенциал нижней границы зоны проводимости; $\varphi_V = \mathcal{E}_V/q$ - потенциал верхней границы валентной зоны; χ_n и χ_p - химические потенциалы;

$$\chi_n = \varphi_T \lambda n \frac{n}{N_C}; \quad \chi_p = \varphi_T \lambda n \frac{p}{N_V}.$$

Название «температурный потенциал» для величины φ_T вполне оправдано, поскольку она имеет размерность напряжения и пропорциональна температуре. С физической точки зрения температурный потенциал есть выраженная в электрических единицах статистическая температура или близкая к ней средняя кинетическая энергия свободного электрона в электрическом газе. Полезно запомнить, что при температуре $T \approx 300\text{K}$ (которую мы условно будем называть «комнатной» температурой T_0) температурный потенциал равен $\varphi_T(T_0) \approx 0,025\text{V}$.

Физический смысл химического потенциала χ состоит в следующем. Химический потенциал является однозначной функцией концентрации соответствующих частиц. Поэтому наличие разности химических потенциалов означает наличие разности концентраций, а разность концентрации, естественно, вызывает перемещение – диффузию частиц в направлении от большей концентрации к меньшей. Таким образом, химический потенциал характеризует возможность диффузии свободных частиц (заряженных или не заряженных), подобно тому, как электрический потенциал характеризует возможность дрейфа свободных частиц (если они являются носителями заряда). Учитывая приведенные выражения для χ_n и χ_p , приходим к выводу, что потенциал Ферми, отсчитанный от границы той или иной зоны (т. е. без учета потенциальной энергии), есть химический потенциал соответствующих носителей. В общем же виде потенциал Ферми есть сумма электрического и химического потенциалов.

Отсюда следует еще одно название потенциала Ферми – электрохимический потенциал. Градиент потенциала Ферми, будучи суммой градиентов электрического и химического потенциалов, позволяет одновременно характеризовать оба типа движения носителей – диффузию и дрейф.

Как следствие в условиях равновесия, когда направленного движения носителей нет, должно выполняться условие $\text{grad } \varphi_F = 0$ т. е.

$$\varphi_F = \text{const}$$

Постоянство («горизонтальность») уровня Ферми в равновесной системе является одним из фундаментальных соотношений теории твердого тела. Иначе говоря, в равновесной системе могут иметь место градиенты электрического и химического потенциалов и соответственно дрейфовые и диффузионные потоки носителей, но эти потоки должны взаимно уравновешиваться (больцмановское равновесие).

Концентрация носителей зарядов. В собственном полупроводнике концентрации свободных электронов и дырок одинаковы: $n = p$. Тогда из

формул (1.4), (1.5) и (1.6) следует, что при любой температуре уровень Ферми собственного полупроводника расположен вблизи середины запрещенной зоны, т. е. $\varphi_{F_i} \approx \varphi_E$. Подставляя $n = p$ в формулу (1.6), легко получаем концентрации свободных электронов и дырок в собственном полупроводнике:

$$n_i = p_i = \sqrt{N_c N_v} \cdot e^{-\varphi_3/2\varphi_T} = 0,25 \cdot 10^{16} \left(\frac{m_n m_p}{m^2} \right)^{3/4} T^{3/2} e^{-\varphi_3/2\varphi_T},$$

где $\varphi_3 = \varphi_c - \varphi_v$ - ширина запрещенной зоны.

Ширина запрещенной зоны – один из важнейших параметров полупроводников: он определяет энергию, необходимую для образования электронно-дырочных пар. Ширина запрещенной зоны зависит от температуры: $\varphi_3 = \varphi_{30} - \varepsilon_0 T$, где φ_{30} - ширина запрещенной зоны при $T = 0K$; ε_0 (B/K) - температурная чувствительность. Для кремния $\varphi_{30} = 1,21B$, $\varepsilon_0 = 3 \cdot 10^{-4} B/^\circ C$, отсюда $\varphi_3 \approx 1,12B$ при комнатной температуре.

Зависимость собственных концентраций n_i и p_i от температуры очень сильна и обусловлена в основном изменением температурного потенциала в показателе экспоненты, а не степенным множителем $T^{3/2}$. Столь же сильно зависит собственная концентрация от ширины запрещенной зоны при данной температуре. Так, сравнительно небольшое различие в значении φ_3 у германия и кремния (0,67 и 1,11 В) приводит к различию собственных концентраций при комнатной температуре более чем на 3 порядка. Формулу (1.6) можно записать в более компактной форме:

$$np = n_i^2 \quad (1.8)$$

которую и будем использовать в дальнейшем.

Используя формулы (1.8), (1.4) и (1.5) и полагая $N_c = N_v$, нетрудно выразить концентрации n и p через собственную концентрацию n_i :

$$n = n_i e^{-(\varphi_E - \varphi_F)/\varphi_T},$$

$$p = n_i e^{-(\varphi_F - \varphi_E)/\varphi_T}.$$

Отсюда легко получить потенциал Ферми в двух формах:

$$\varphi_{Fn} = \varphi_E + \varphi_T \lambda n \frac{n}{n_i};$$

$$\varphi_{Fp} = \varphi_E - \varphi_T \lambda n \frac{p}{n_i},$$

где $\varphi_E = \frac{\varphi_c - \varphi_v}{2}$ - потенциал середины запрещенной зоны, который называют также электростатическим потенциалом полупроводника.

Для того чтобы определить потенциал φ_F , нужно знать концентрации свободных носителей.

При оценке значений n и p используют условие нейтральности (точнее, квазинейтральности) полупроводника. Это важное условие формулируется следующим образом: **в однородном полупроводнике не может быть существенных объемных некомпенсированных зарядов ни в равновесном состоянии, ни при наличии тока.**

Поэтому в общем виде условие нейтральности для единичного объема записывают так:

$$p + N_D^* - (n + N_A^*) = 0,$$

где N_D^* , N_A^* — концентрации ионизированных доноров и акцепторов. Уравнение говорит о том, что концентрация частиц, несущих положительный заряд (дырки и ионизированные доноры), равна концентрации частиц, несущих отрицательный заряд (электроны и ионизированные акцепторы).

Для электронных полупроводников, не содержащих акцепторов,

$$n = N_D^* + p.$$

Для дырочных полупроводников, не содержащих доноров,

$$p = N_A^* + n.$$

Перейдем непосредственно к оценке концентраций свободных носителей. Рассмотрим сначала электронные полупроводники. В типичном электронном полупроводнике выполняется неравенство $n > p$. Кроме того, в рабочем диапазоне температур донорные атомы практически полностью ионизированы, т. е. $N_D^* = N_D$. Тогда получаем концентрацию свободных электронов $n \approx N_D$, которая, как видим, определяется концентрацией примеси и, следовательно, не зависит от температуры. Поскольку $np = n_i^2$, то получим концентрацию свободных дырок $p = n_i^2 / N_D$, которая очень сильно — экспоненциально — зависит от температуры. Наконец, находим уровень Ферми в типичном электронном полупроводнике:

$$\varphi_{Fn} = \varphi_E + \varphi_T \lambda n \frac{N_D}{n_i} = \varphi_c + \varphi_T \lambda n \frac{N_D}{N_c}.$$

Как видим, уровень Ферми в электронном полупроводнике лежит тем выше, чем больше концентрация доноров и чем меньше температура.

Однако следует иметь в виду, что полученные выражения действительны в ограниченном температурном диапазоне: с понижением температуры степень ионизации доноров уменьшается и принятое равенство $N_D^* = N_D$ становится менее строгим. С повышением температуры увеличивается концентрация собственных носителей и постепенно нарушается принятое неравенство $n > p$ (электронный полупроводник превращается в собственный).

Случай дырочного полупроводника, в котором $p > n$, нет необходимости рассматривать столь же подробно. Если акцепторы полностью ионизированы и температура ниже критической, то получаем аналогичные соотношения, характерные для ярко выраженного дырочного полупроводника:

$$p = N_A, \quad n = n_i^2 / N_A,$$

$$\varphi_{Fp} = \varphi_E - \varphi_T \lambda n \frac{N_A}{n_i} = \varphi_v - \varphi_T \lambda n \frac{N_A}{N_v}.$$

Как видим, уровень Ферми в дырочном полупроводнике лежит тем ниже, чем больше концентрация акцепторов и чем меньше температура.

Из приведенных выше уравнений следует, что увеличение количества электронов при данной температуре всегда вызывает пропорциональное уменьшение количества дырок и наоборот.

Так как при данной температуре количество электронов и дырок постоянно, то рекомбинация одной пары вызовет генерацию электрона и дырки в другом месте. Рекомбинация и генерация дырок и электронов в полупроводнике происходят непрерывно.

В зависимости от характера процессов различают несколько видов рекомбинаций.

При межзонной рекомбинации электроны из зоны проводимости непосредственно переходят в валентную зону. При этом выделяется энергия, равная ширине запрещенной зоны $\Delta \mathcal{E} = \varphi_3 q$. Эта энергия выделяется или в виде фотона (излучательная рекомбинация) или в виде фонона (безизлучательная рекомбинация). Характер излучения зависит от строения зон полупроводника. Если экстремумы зон совпадают, в реальном полупроводнике ширина запрещенной зоны меняется в зависимости от геометрической координаты и при переходе электрона значение его

импульса $p = m_n^* v$ остается постоянным, энергия $\Delta \mathcal{E}$ выделяется в виде фотона. При несовпадении экстремумов обычно имеет место безизлучательная рекомбинация с выделением фонона.

В большинстве полупроводников, используемых в настоящее время, рекомбинация осуществляется через рекомбинационные центры, которые называют рекомбинационными ловушками или просто ловушками. Ловушки - это атомы примесей или дефекты кристаллической структуры, энергетические уровни которых находятся в запрещенной зоне, как правило,



Рис. 1.4. Процесс рекомбинации носителей заряда через ловушки

достаточно далеко как от валентной зоны, так и от зоны проводимости. Электрон из зоны проводимости может перейти на энергетический уровень ловушки (переход 1 на рис. 1.4) и затем либо вернуться назад (переход 2), либо перейти в валентную зону (переход 3). В последнем случае произойдет восстановление валентной связи. Рекомбинация носит ступенчатый своеобразный характер, и энергия $\Delta \mathcal{E}$ выделяется двумя порциями. Аналогичным двухступенчатым путем может происходить и генерация зарядов.

Поверхностная рекомбинация обусловлена тем, что на поверхности кристалла в результате ее окисления, адсорбции атомов примесей, наличия дефектов кристаллической решетки, вызванных механической обработкой, появляются поверхностные состояния, энергетические уровни которых лежат в запрещенной зоне.

Законы движения носителей заряда в полупроводниках. В общем случае в полупроводнике имеются градиент концентрации примесей, создающих электропроводность, и градиент электрического поля. Поэтому движение носителей заряда обусловлено двумя процессами: диффузией (под влиянием градиента концентраций) и дрейфом. Плотность токов дрейфа можно оценить, воспользовавшись выражениями (1.2).

Плотности диффузионных составляющих тока пропорциональны градиентам химических потенциалов χ_n и χ_p , которые для невырожденных полупроводников выражаются формулами (1.7). Поэтому в одномерном случае имеем:

$$j_{p \text{ диф}} = -q p \mu_p \frac{d\chi_p}{dx} = -q D_p \frac{dp}{dx}; \quad (1.9, a)$$

$$j_{n \text{ диф}} = q n \mu_n \frac{d\chi_n}{dx} = q D_n \frac{dn}{dx}. \quad (1.9, b)$$

Здесь D_p и D_n — коэффициенты диффузии дырок и электронов, связанные с подвижностями тех же носителей формулой Эйнштейна $D = \varphi_T \mu$.

Знак минус имеет следующий физический смысл: диффузия всегда происходит в направлении убывания концентрации, а поскольку дырки несут положительный заряд, ток $j_{p \text{ диф}}$ должен быть положительным при $d\varphi/dx < 0$.

Плотность суммарного диффузионного тока

$$j_{\text{диф}} = j_{p \text{ диф}} + j_{n \text{ диф}} = qD_n \frac{dn}{dx} - qD_p \frac{dp}{dx} \quad (1.10)$$

Плотность тока, протекающего в полупроводнике, складывается из диффузионной и дрейфовой составляющих плотности тока:

$$j = j_{\text{диф}} + j_{\text{др}} = qD_n \frac{dn}{dx} - qD_p \frac{dp}{dx} + q\mu_p E + q\mu_n E \quad (1.11)$$

Из уравнения (1.11) видно, что для определения плотности тока в полупроводнике необходимо знать концентрации носителей заряда и напряженность поля E .

В общем случае концентрации p и n зависят от двух переменных: координаты x и времени t . Поэтому для определения токов нужно предварительно найти функции $p(x, t)$ и $n(x, t)$. Эти функции являются решениями так называемых уравнений непрерывности потока, которым в любой момент времени подчиняется движение носителей.

Для дырок и электронов уравнения непрерывности записываются в следующем виде :

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \Delta g_p - \frac{p - p_0}{\tau_p} - \frac{1}{q} \text{div } j_p; \quad (1.12, \text{a})$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \Delta g_n - \frac{n - n_0}{\tau_n} - \frac{1}{q} \text{div } j_n, \quad (1.12, \text{б})$$

где $p - p_0 = \Delta p$ и $n - n_0 = \Delta n$ — избыточные концентрации; Δg_n и Δg_p — скорости генерации под действием внешних факторов, например света; τ_p , τ_n - времена жизни носителей заряда.

Слагаемые в правых частях (1.12) соответствуют возможным причинам изменения концентрации носителей во времени. В частности, последние слагаемые можно рассматривать как скорости накопления или рассасывания носителей, обусловленные неравенством потоков, втекающих и вытекающих из некоторого элементарного объема. Такой небаланс потоков

характеризуется дивергенцией вектора плотности потока. В нашем случае плотность потока есть j/q . Дивергенция этого вектора в одномерном случае равна:

$$\operatorname{div} \frac{j}{q} = \frac{1}{q} \frac{\partial}{\partial x} (j_{\text{диф}} + j_{\text{др}}).$$

Подставляя сюда соотношения (1.2) и (1.10), получаем:

$$\frac{1}{q} \operatorname{div} j_p = -D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} + p \mu_p \frac{\partial E}{\partial x};$$

$$\frac{1}{q} \operatorname{div} j_n = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + n \mu_n \frac{\partial E}{\partial x}.$$

С учетом этих выражений, а также при отсутствии внешних факторов (свет, радиация и т. п.) уравнения непрерывности (1.12) принимают следующую форму:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} - p \mu_p \frac{\partial E}{\partial x}; \quad (1.13, \text{a})$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + n \mu_n \frac{\partial E}{\partial x}, \quad (1.13, \text{б})$$

Из этих уравнений следует вывод.

Изменение концентраций носителей заряда в полупроводнике с течением времени происходит из-за их рекомбинации (первые члены правых частей), перемещений вследствие диффузии (вторые члены), и дрейфа (третьи и четвертые члены).

В том случае, когда поле отсутствует или когда его влиянием заведомо можно пренебречь, полагаем $E = 0$. При этом выражения (1.13) упрощаются и носят название уравнений диффузии:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}; \quad \frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}.$$

Уравнения диффузии позволяют достаточно строго анализировать многие типы полупроводниковых приборов.

Диэлектрическая релаксация. Пусть в ограниченном объеме полупроводника удалось сосредоточить избыточные концентрации электронов и дырок, так что образовался объемный заряд с плотностью λ . Под действием возникшего поля заряд будет рассасываться, т. е. носители будут покидать тот начальный объем, в котором они были сосредоточены.

Такое рассасывание заряда под действием собственного поля носит название диэлектрической релаксации, или релаксации Максвелла.

При анализе диэлектрической релаксации пренебрегают рекомбинацией носителей и их диффузией, чтобы выделить явление в чистом виде. Следовательно, в правых частях (1.13) можно опустить все члены, кроме последних:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = p\mu_p \frac{\partial E}{\partial x}; \quad \frac{\partial n}{\partial t} = n\mu_n \frac{\partial E}{\partial x}.$$

Вычитая второе уравнение из первого, получаем уравнение релаксации:

$$\frac{d(\Delta p - \Delta n)}{dt} = -\frac{\sigma}{\varepsilon_0 \varepsilon} (\Delta p - \Delta n).$$

Решением уравнения релаксации является экспоненциальная функция

$$\Delta p - \Delta n = [\Delta p(0) - \Delta n(0)] e^{-t/\tau_\varepsilon}, \quad (1.14)$$

где $[\Delta p(0) - \Delta n(0)]$ — избыточная начальная концентрация и $\tau_\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon / \sigma$ — время диэлектрической релаксации.

Величина τ_ε характеризует время, в течение которого нарушена нейтральность полупроводника: через $(3 \div 4) \tau_\varepsilon$ объемный заряд практически рассасывается и нейтральность восстанавливается.

Время релаксации помимо диэлектрической проницаемости зависит от удельной проводимости или удельного сопротивления. Например, если $\rho = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$, то для германия и кремния $\tau_\varepsilon \approx 10^{-12} \text{ с}$. Такое крайне малое значение типично для процессов диэлектрической релаксации и является одной из основ квазинейтральности полупроводников.

Таким образом, если в полупроводник введено разное количество электронов и дырок, то разность концентраций носителей заряда противоположного знака стремится к нулю, уменьшаясь по экспоненциальному закону. Время диэлектрической релаксации не более $\tau_\varepsilon \approx 10^{-12} \text{ с}$. Поэтому процесс уравнивания зарядов одного знака зарядами другого знака происходит за очень короткий промежуток времени.

Обычно различают два механизма обеспечения условия электронейтральности.

Если в полупроводник с электропроводностью определенного типа, например p, ввести некоторое количество дырок, концентрация которых равна $\Delta p(0)$, то они уходят из начального объема, изменяя свою концентрацию в соответствии с выражением

$$\Delta p = \Delta p(0) e^{-t/\tau_\varepsilon},$$

Если в полупроводник n-типа ввести дополнительные дырки, концентрация которых $\Delta p(0)$, то электроны из объема полупроводника под действием электрического поля приходят в область объема, куда были введены дырки, компенсируя заряд последних. В итоге в этом объеме через время $t = (3 \div 5)\tau_\varepsilon$ окажется дополнительный заряд электронов Δn , равный заряду введенных дырок $\Delta p(0)$:

$$\Delta n = \Delta p(0)(1 - e^{-t/\tau_\varepsilon}).$$

Таким образом, если возмущение было вызвано основными носителями заряда, то рассасывание их произойдет за малый промежуток времени. Если возмущение вызвано не основными для данного полупроводника носителями заряда, то в течение короткого времени в полупроводнике появится дополнительный заряд основных носителей, компенсирующий заряд неосновных носителей.

Если возмущение, в результате которого появилась дополнительная концентрация носителей заряда в полупроводнике, закончилось, то эти заряды в результате рекомбинации рассасываются, причем их концентрация убывает до равновесной по экспоненциальному закону

$$\Delta p = \Delta n = \Delta n(t_1)e^{-t/\tau} = \Delta p(t_1)e^{-t/\tau},$$

где $\Delta n(t_1) = \Delta p(t_1)$ - концентрации носителей заряда в момент прекращения возмущения и окончания процесса нейтрализации; τ - время жизни носителей заряда.

Время жизни носителей заряда $\tau > \tau_\varepsilon$, поэтому рассасывание заряда происходит значительно дольше, чем его нейтрализация.

1.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПЕРЕХОДЫ

Электрический переход в полупроводнике — это граничный слой между двумя областями, физические характеристики которых существенно различаются.

Переходы между двумя областями полупроводника с различным типом электропроводности, называют электронно-дырочными или p-n-переходами.

Переходы между двумя областями с одним типом электропроводности (n- или p-типа), отличающиеся концентрацией примесей и соответственно значением удельной проводимости, называют электронно-электронными (n+-n -переход) или дырочно-дырочными (p+-p-переход). Причем знак плюс в обозначении одного из слоев показывает, что концентрация носителей заряда одного типа в этом слое значительно выше, чем во втором, и поэтому слой имеет меньшее удельное электрическое сопротивление.

Переходы между двумя полупроводниковыми материалами, имеющими различную ширину запрещенной зоны, называют гетеропереходами.

Если одна из областей, образующих переход, является металлом, то такой переход называют контактом металл — полупроводник.

Электрические переходы нельзя создать путем механического контакта двух областей с разными физическими свойствами, хотя при рассмотрении физических процессов такая абстракция обычно используется. Это объясняется тем, что поверхности кристаллов обычно загрязнены окислами и атомами других веществ. Существенную роль играет воздушный зазор, устранить который при механическом контакте практически невозможно.

Для уяснения процессов, в результате которых между областями с различными физическими свойствами возникают слои со свойствами, отличающимися от свойств каждой из областей, участвующих в контакте, рассмотрим процессы, происходящие при технологическом соединении разнородных материалов.

Контакт металл — полупроводник. Пусть уровень Ферми в металле φ_{F_M} , который всегда расположен в зоне проводимости, лежит выше уровня Ферми полупроводника р-типа φ_{F_p} (рис. 1.5, а, б). Так как энергия электронов металла больше энергии носителей заряда полупроводника, то часть электронов перейдет из металла в полупроводник. Переход будет продолжаться до тех пор, пока уровни Ферми вблизи контакта не выровняются (в равновесной системе уровень Ферми должен быть единым). В полупроводнике вблизи контакта окажется избыточный заряд электронов Δn , которые начнут рекомбинировать с дырками. Концентрация

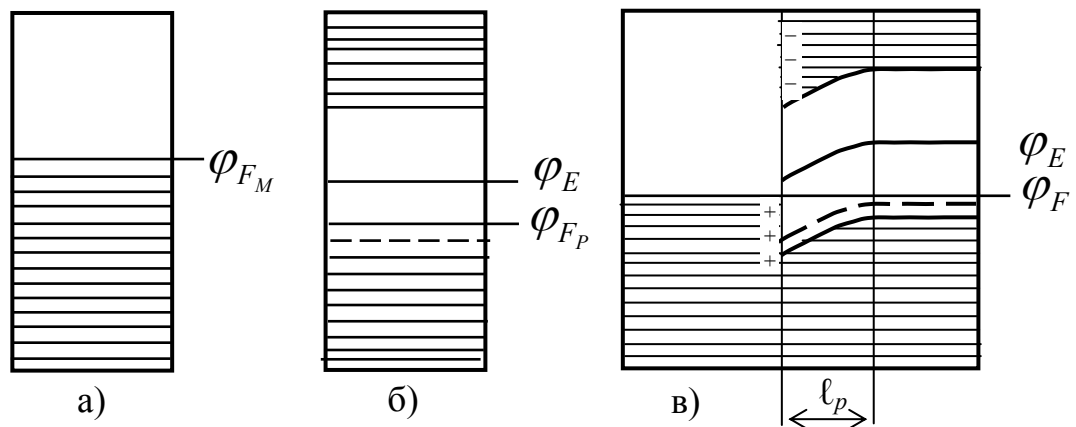


Рис. 1.5. Энергетическая зонная диаграмма контакта металл-полупроводник р-типа: а - металл; б - полупроводник р-типа; в - контакт металл—полупроводник.

последних вблизи контакта уменьшится, так как произведение концентраций носителей заряда в равновесном состоянии при данной температуре - величина постоянная. Уменьшение концентрации дырок приведет к нарушению электронейтральности на этом участке. Отрицательно заряженные ионы акцепторной примеси будут не скомпенсированы зарядами дырок и, следовательно, в полупроводнике вблизи места контакта образуется слой неподвижных отрицательно заряженных ионов акцепторной примеси. С уходом электронов из металла тонкий слой, прилегающий к месту контакта, зарядится положительно. В результате у границ контакта возникнут объемные заряды, и появится контактная разность потенциалов.

Образовавшееся электрическое поле препятствует дальнейшему движению электронов из металла в полупроводник и способствует переходу электронов из полупроводника р-типа (неосновные носители заряда) в металл.

В равновесной системе наблюдается динамическое равновесие встречно движущихся основных и неосновных носителей заряда. Результирующий ток через переход равен нулю. Так как концентрация основных носителей заряда (дырок) в приконтактном слое полупроводника понижена по сравнению с их концентрацией в его объеме, то этот слой имеет повышенное удельное сопротивление, которое будет определять сопротивление всей системы. Уменьшение или увеличение концентрации носителей заряда характеризуется изменением положения уровня Ферми относительно соответствующих зон. При уменьшении концентрации дырок и увеличении концентрации электронов энергетическое расстояние между потолком валентной зоны и уровнем Ферми увеличивается, а между дном зоны проводимости и уровнем Ферми уменьшается. Поэтому энергетические уровни на узком приконтактном участке, толщина которого характеризуется так называемой дебаевской длиной l_p , искривлены (рис. 1.5,в):

$$l_p \approx 10^{-4} \div 10^{-6} \text{ см.}$$

Если к системе подключить внешнее напряжение, причем плюс - к полупроводнику, а минус - к металлу, то возникнет дополнительное электрическое поле, снижающее внутреннее электрическое поле в переходе. Сопротивление приконтактного высокоомного слоя уменьшается и через переход потечет ток, обусловленный переходом электронов из металла в полупроводник. Увеличение приложенного напряжения приводит к увеличению тока. При смене полярности приложенного напряжения (плюс - к металлу, минус - к полупроводнику) внешнее электрическое поле суммируется с внутренним полем и приконтактный слой еще сильнее обедняется дырками. Сопротивление перехода увеличивается. Так как электрическое поле не препятствует движению электронов полупроводника р-типа, последние будут проходить через переход, вызывая ток в цепи. Этот ток мал в связи с низкой концентрацией неосновных носителей заряда.

Таким образом, переход между металлом и полупроводником обладает вентильными свойствами. Его называют барьером Шоттки.

Аналогичные процессы имеют место при контакте металла с полупроводником n-типа, у которого уровень Ферми выше, чем у металла (рис. 1.6). Электроны из полупроводника переходят в металл, искривляя вверх энергетические уровни и обедняя поверхностный слой основными носителями заряда. Это приводит к нарушению электронейтральности на данном участке и образованию областей, состоящих из нескомпенсированных положительно заряженных ионов донорной примеси. Возникают контактная разность потенциалов и переход, обладающий вентильными свойствами.

В зависимости от положения уровня Ферми в металле при контакте его с полупроводником в последнем может образоваться слой, имеющий даже

противоположный тип электропроводности (инверсный слой). Действительно, если взять металл, у которого уровень Ферми ниже середины запрещенной зоны φ_E , и полупроводник n-типа и соединить их вместе, то энергетические уровни изогнутся так сильно, что вблизи валентной зоны уровень Ферми будет находиться на расстоянии, меньшем $0,5\varphi_3$.

Такое расположение уровня Ферми относительно потолка валентной зоны характеризует электропроводность р-типа. Следовательно, в полупроводнике n-типа образовался слой с электропроводностью р-типа, причем электропроводность одного типа плавно переходит в электропроводность другого типа. Это явление объясняется тем, что электронов в зоне проводимости полупроводника недостаточно для получения равновесной системы (выравнивания уровней Ферми) и часть электронов из валентной зоны переходит в металл, в результате чего и появляются дырки.

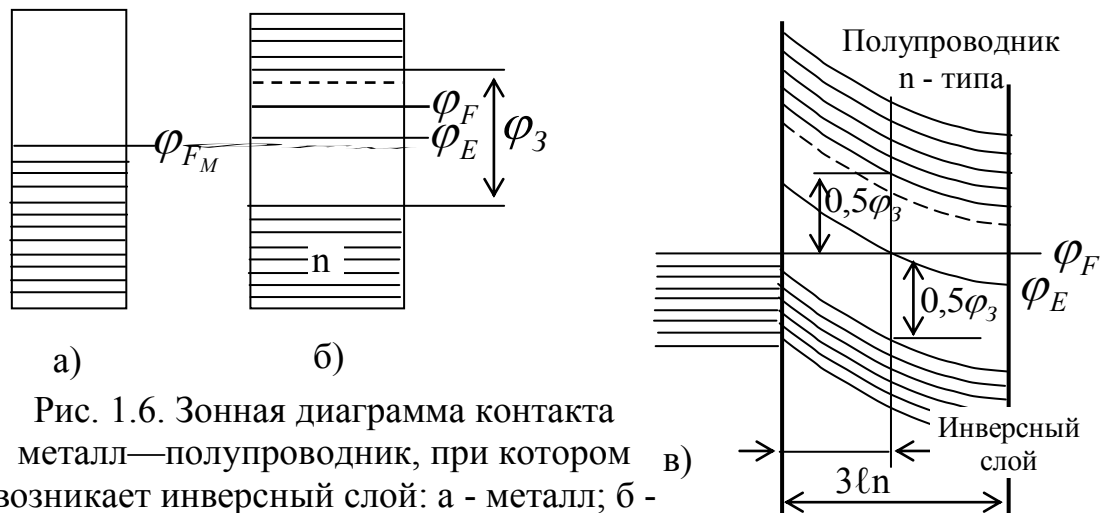


Рис. 1.6. Зонная диаграмма контакта металл—полупроводник, при котором возникает инверсный слой: а - металл; б - полупроводник n-типа; в - контакт металл-полупроводник.

Определенный интерес представляет случай контакта металл-полупроводник, когда уровень Ферми металла ниже соответствующего уровня полупроводника р-типа, т. е. $\varphi_{F_M} < \varphi_{F_p}$ и выше уровня Ферми полупроводника n-типа, т. е. $\varphi_{F_M} > \varphi_{F_n}$.

При этом граничные слои будут не обеднены, а обогащены основными носителями и удельное сопротивление граничных слоев окажется значительно меньше, чем соответствующее сопротивление вдали от границы. Такие переходы являются основой омического контакта.

Действительно, при соединении металла с полупроводником р-типа, у которого $\varphi_{F_M} < \varphi_{F_p}$, электроны полупроводника перейдут в металл, в результате чего приповерхностный слой окажется обогащенным основными носителями заряда - дырками. Удельное сопротивление приконтактной области станет меньше, чем в объеме полупроводника. Аналогично,

приконтактный слой полупроводника n-типа при $\varphi_{Fp} < \varphi_{Fn}$ будет обогащен электронами за счет их перехода из металла, где уровень Ферми выше. Ввиду малого значения сопротивлений зон, прилегающих к контакту, они не оказывают существенного влияния на общее сопротивление системы. Подключение напряжения прямой или обратной полярности изменяет лишь степень обогащения приконтактных областей основными носителями заряда, практически не меняя общего сопротивления системы. На основе таких переходов металл-полупроводник выполняются выводы от областей полупроводника.

Контакт двух полупроводников p- и n-типов. Рассмотрим переход между двумя областями полупроводника, имеющими различный тип электропроводности. Концентрации основных носителей заряда в этих областях могут быть равны или существенно различаться.

Электронно-дырочный переход, у которого $p_p \approx n_n$, называют симметричным p-n-переходом.

Если концентрации основных носителей заряда в областях различны ($p_p < n_n$ или $p_p > n_n$) и отличаются в 100—1000 раз, то такие p-n-переходы называют несимметричными.

Несимметричные p-n-переходы распространены гораздо шире, чем симметричные, поэтому в дальнейшем будем рассматривать только их.

В зависимости от характера распределения примесей, обеспечивающих требуемый тип электропроводности, в областях различают два типа переходов: резкий (ступенчатый) и плавный. В резком переходе концентрации примесей на границе раздела областей изменяются на расстоянии, соизмеримом с диффузионной длиной; в плавном переходе - на расстоянии, значительно большем диффузионной длины.

Резкость границы играет существенную роль, так как в плавном p-n-переходе трудно получить те вентильные свойства, которые необходимы для работы диодов и транзисторов.

Свойства несимметричного p-n-перехода. Пусть концентрация дырок в области полупроводника с электропроводностью p-типа, т. е. в области p, намного выше концентрации электронов в области n (рис. 1.7, а), т. е. слой p более низкоомный.

Поскольку концентрация дырок в области p выше, чем в области n, то часть дырок в результате диффузии перейдет в область n. В области n вблизи границы окажутся избыточные дырки, которые будут рекомбинировать с электронами. Соответственно в этой зоне уменьшится концентрация свободных электронов, и образуются области нескомпенсированных положительных зарядов донорных атомов. В области p уход дырок из граничного слоя способствует образованию областей с нескомпенсированными отрицательными зарядами акцепторных атомов (рис. 1.7, в).

Подобным же образом происходит диффузионное перемещение электронов из слоя n в слой p . Однако в связи с малой концентрацией электронов по сравнению с концентрацией дырок перемещением основных носителей заряда высокоомной области в первом приближении пренебрегают. Перемещение происходит до тех пор, пока уровни Ферми обоих слоев не уравниваются.

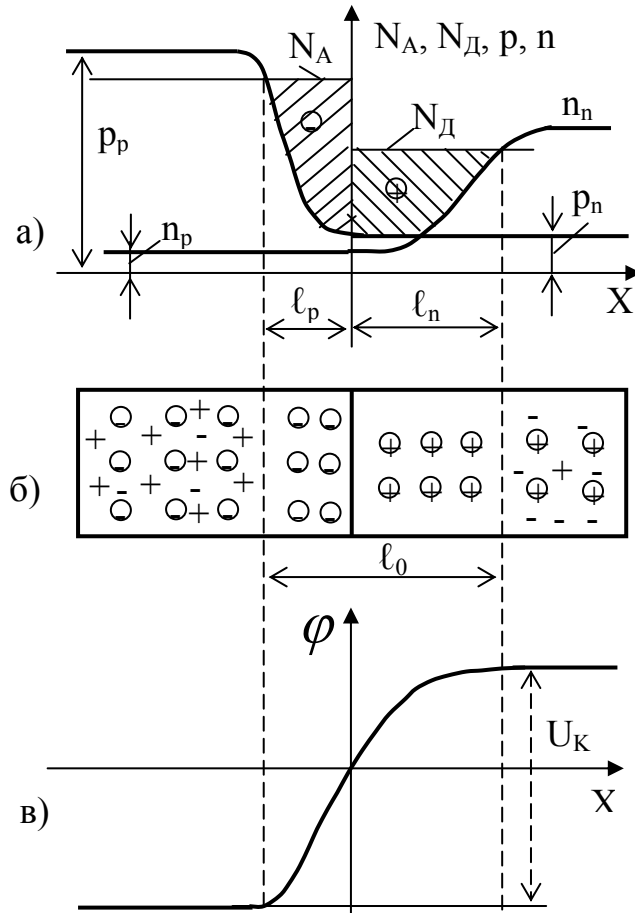


Рис. 1.7. Несимметричный p - n -переход: а - распределение концентраций примесей в зоне p - n -перехода; б - структура p - n -перехода (+, - в кружочках - ионы, +, - - дырки и электроны); в - распределение потенциала.

Область образовавшихся неподвижных пространственных зарядов (ионов) и есть область p - n -перехода. В ней имеет место пониженная концентрация основных носителей заряда и, следовательно, повышенное сопротивление, которое определяет электрическое сопротивление всей системы.

В зонах, прилегающих к месту контакта двух разнородных областей, нарушается условие электронейтральности. В области p остается нескомпенсированный заряд отрицательно заряженных акцепторных примесей, а в области n - положительно заряженных доноров (рис. 1.7, б, в). Но за пределами p - n -перехода все заряды взаимно компенсируют друг друга и полупроводник в целом остается электрически нейтральным.

Электрическое поле, возникающее между разноименными ионами, препятствует перемещению основных носителей заряда.

Поэтому поток дырок из области p в область n и электронов из n в p уменьшается по мере роста напряженности электрического поля. Однако это поле не препятствует движению через переход неосновных носителей, имеющих в p - и n -областях. Эти носители заряда собственной электропроводности, имеющие энергию теплового происхождения, генерируются в объеме полупроводника и, диффундируя к электрическому переходу, захватываются электрическим полем. Они перебрасываются в область с противоположной электропроводностью.

Переход неосновных носителей приводит к уменьшению объемного заряда и электрического поля в переходе. Как следствие, имеет место

дополнительный диффузионный переход основных носителей, в результате чего электрическое поле принимает исходное значение. При равенстве потоков основных и неосновных носителей заряда и соответственно токов наступает динамическое равновесие.

Таким образом, через р-п-переход в равновесном состоянии (без приложения внешнего потенциала) движутся два встречно направленных потока зарядов, находящихся в динамическом равновесии и взаимно компенсирующих друг друга. Суммарная плотность тока, определяемая выражением (1.11), будет равна нулю.

Ионы в р-п-переходе создают разность потенциалов U_K которую называют потенциальным барьером или контактной разностью потенциалов. Производная от нее, взятая по геометрической координате дает значение напряженности электрического поля в переходе

$$E = \partial U_K / \partial x$$

Значение контактной разности потенциалов определяется положениями уровней Ферми в областях п и р

$$U_K = \varphi_{F_p} - \varphi_{F_n}$$

и в первом приближении для рассмотренного полупроводника ее находят из выражения

$$U_K = \varphi_T \ln(n_{n_0} p_{p_0} / n_i^2),$$

где n_{n_0}, p_{p_0} — концентрации основных носителей заряда в равновесном состоянии в областях п и р.

Величину U_K иногда называют *диффузионным потенциалом*, поскольку эта разность потенциалов, во-первых, образуется в результате диффузии носителей через переход и, во-вторых, противодействует диффузионным потокам носителей.

Учитывая, что в равновесном полупроводнике при данной температуре $n_i^2 = n_{p_0} p_{p_0} = p_{n_0} n_{n_0}$ выражение для контактной разности потенциалов можно записать в виде

$$U_K = \varphi_T \ln(n_{n_0} / n_{p_0}) \approx \varphi_T \ln(N_a N_D / n_i^2), \quad (1.15.a)$$

$$U_K = \varphi_T \ln(p_{p_0} / p_{n_0}). \quad (1.15.б)$$

Так, если у германия $N_a = 10^{17} \text{ см}^{-3}$; $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $T = 300\text{K}$; $n_i = 255 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$, то $U_K \approx 0,3\text{В}$. Значение контактной разности потенциалов у германиевых полупроводниковых приборов при комнатной температуре обычно не превышает 0,4 В; в кремниевых приборах U_K может достигать 0,7—0,8 В.

Ширина несимметричного ступенчатого р-n-перехода может быть определена из выражения

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_K (N_a + N_D)}{qN_a N_D}} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_K}{qN_D}}$$

где ε - относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; ε_0 - диэлектрическая постоянная воздуха.

Переход р-n смещен в прямом направлении. Если к р-n-переходу приложить напряжение U плюсом к области р, а минусом — к области n, то это напряжение будет почти полностью падать на р-n-переходе, сопротивление которого во много раз выше сопротивлений областей р и n. В р-n-переходе появится дополнительное внешнее электрическое поле, уменьшающее внутреннее поле р-n-перехода. Потенциальный барьер уменьшится и станет равным $U_1 = U_K - U$. Соответственно уменьшится

ширина р-n-перехода $l \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (U_K - U)}{qN_D}}$ и его сопротивление.

В цепи потечет электрический ток. Однако до тех пор, пока $|U_K| \gg |U|$ обедненный носителями заряда р-n-переход имеет высокое сопротивление, и ток имеет малое значение. Этот ток вызван дополнительным диффузионным движением носителей заряда, перемещение которых стало возможным в связи с уменьшением потенциального барьера.

При $|U_K| = |U|$ толщина р-n-перехода стремится к нулю и при дальнейшем увеличении напряжения U переход как область, обедненная носителями заряда, вообще отсутствует. В результате компенсации внешним напряжением потенциального барьера электроны и дырки, являющиеся основными носителями заряда в областях р и n, начинают свободно диффундировать в области с противоположным типом электропроводности. Следовательно, существовавший в равновесном состоянии баланс токов диффузии и дрейфа нарушается и вследствие снижения потенциального барьера диффузия основных носителей заряда увеличивается. Через переход потечет ток, который носит название прямого тока.

Введение («нагнетание») носителей заряда через электронно-дырочный переход в область полупроводника, где они являются неосновными носителями за счет снижения потенциального барьера, называется инжекцией.

Если р-n-переход является несимметричным и концентрация дырок в области р во много раз выше концентрации электронов в области n, то диффузионный поток дырок будет во много раз превышать соответствующий поток электронов и последним можно пренебречь. В этом случае будет иметь место односторонняя инжекция носителей заряда.

В несимметричном р-n-переходе концентрации основных носителей различаются на несколько порядков ($10^8 - 10^4$). Поэтому концентрация

инжектируемых неосновных носителей гораздо больше в высокоомном слое, чем в низкоомном, т. е. инжекция имеет односторонний характер. Неосновные носители заряда инжектируются в основном из низкоомного слоя в высокоомный слой.

Инжектирующий слой с относительно малым удельным сопротивлением называют эмиттером; слой, в который инжектируются неосновные для него носители, — базой.

Изменение высоты потенциального барьера сопровождается, вообще говоря, изменением всех четырех граничных концентраций. Однако поскольку концентрации основных носителей значительно больше, чем неосновных, можно считать, что меняются только последние. Поэтому заменим в правых частях формул (1.15) концентрации n_{p_0} на n_p и p_{n_0} на p_n , а в левых частях — величину U_K на $U_1 = U_K - U$. После этого, подставляя значения U_K из (1.15), нетрудно установить связь между граничными концентрациями неосновных носителей в равновесном и неравновесном состояниях перехода:

$$p_n = p_{n_0} e^{U/\varphi_T}; \quad n_p = n_{p_0} e^{U/\varphi_T} \quad (1.16)$$

Из (1.16) следует, что концентрация неосновных носителей заряда на границе p-n-перехода увеличивается по экспоненциальному закону в зависимости от напряжения, приложенного к нему.

Дополнительные неосновные носители заряда в течение времени $(3 \div 5)\tau_\varepsilon$ компенсируются основными носителями заряда, которые приходят из объема полупроводника. В результате на границе p-n-перехода появляется избыточный заряд основных носителей заряда и выполняется условие $\Delta n_n \approx \Delta p_n$; $\Delta p_p \approx \Delta n_p$. Полупроводник опять становится электронейтральным.

Такое перераспределение основных носителей заряда приводит к появлению электрического тока во внешней цепи, так как по ней поступают носители заряда взамен ушедших к p-n-переходу и исчезнувших в результате рекомбинации.

Неосновные носители заряда, оказавшиеся вследствие инжекции на границе p-n-перехода, перемещаются внутрь области с противоположным типом электропроводности. Причиной этого явления являются диффузия и дрейф. Если напряженность электрического поля в полупроводнике невелика, основной причиной движения является градиент концентрации. Под его влиянием неосновные носители заряда (в рассматриваемом случае дырки) движутся внутрь полупроводника, а основные (электроны) — в сторону инжектирующей поверхности, где идет интенсивная рекомбинация.

При диффузии неосновных носителей заряда внутрь полупроводника концентрация их непрерывно убывает из-за рекомбинаций. Если размеры p- и n-областей превышают диффузионные длины L_p, L_n (массивный

полупроводник), то концентрации неосновных носителей заряда при удалении от перехода определяются выражениями

$$p(x) = p_{n0} + \Delta p_n e^{-x/L_p}, \quad n(x) = n_{p0} + \Delta n_p e^{-x/L_n}, \quad (1.17)$$

где x - расстояние от точки, где избыточная концентрация равна Δp_n или Δn_p .

Таким образом, если в массивном полупроводнике в какой-то точке концентрация неосновных носителей заряда равна Δp , то на расстоянии x в глубине полупроводника она уменьшится в $e^{-x/L}$ раз.

Распределение неосновных носителей заряда в массивном полупроводнике показано на рис. 1.8, а. На расстоянии $x \approx (3 \div 5)L$ концентрация неосновных носителей заряда стремится к p_{n0} и n_{p0} .

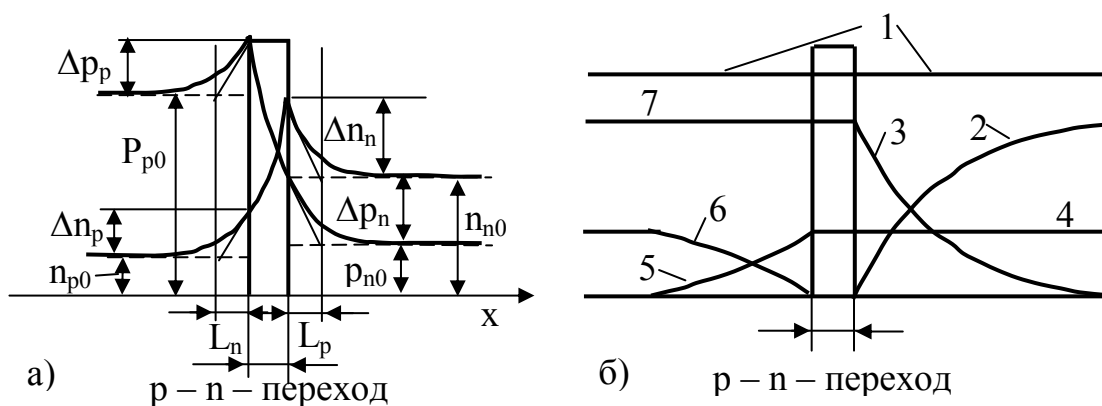


Рис. 1.8. Изменение концентраций носителей заряда в массивном полупроводнике (а) и составляющие тока в нем (б): 1 - суммарный ток; 2 - электронный ток рекомбинации; 3 - дырочный ток диффузии; 4 - электронный ток, вызванный инжекцией; 5 - электронный ток диффузии; 6 - дырочный ток рекомбинации; 7 - дырочный ток, вызванный инжекцией.

Следовательно, вблизи р-п-перехода ток в системе обусловлен в основном диффузионным движением инжектированных носителей заряда. Вдали от р-п-перехода, где диффузионная составляющая тока стремится к нулю, последний имеет дрейфовый характер и основные носители заряда движутся в электрическом поле, созданном внешним напряжением на участке областей р и п, имеющих омическое сопротивление (рис. 1.8, б). Если толщины W областей п и р достаточно малы, так что выполняется условие $W_p < L_p$ и $W_n < L_n$, то можно считать, что концентрация неосновных носителей заряда внутри полупроводника изменяется по закону, близкому к линейному:

$$p(x) = p_{n0} + \Delta p_n (1 - x/W_n); \quad n(x) = n_{p0} + \Delta n_p (1 - x/W_p). \quad (1.18)$$

В установившемся режиме избыточные неосновные носители заряда, накопленные в области с противоположным типом электропроводности, несут заряд Q , значение которого пропорционально их концентрации, а,

следовательно, току через систему и постоянной времени жизни неосновных носителей заряда τ : $Q = I\tau$.

Поэтому любое изменение тока сопровождается изменением заряда, накопленного с обеих сторон р-п-перехода. При односторонней инжекции заряд в основном накапливается в высокоомной базе.

В равновесном состоянии через р-п-переход протекает ток, имеющий две составляющие, одна из которых обусловлена диффузией основных носителей заряда в область, где они являются неосновными, вторая - дрейфом неосновных носителей заряда теплового происхождения $I = I_{диф} - I_{др} = 0$. При приложении к р-п-переходу прямого напряжения это

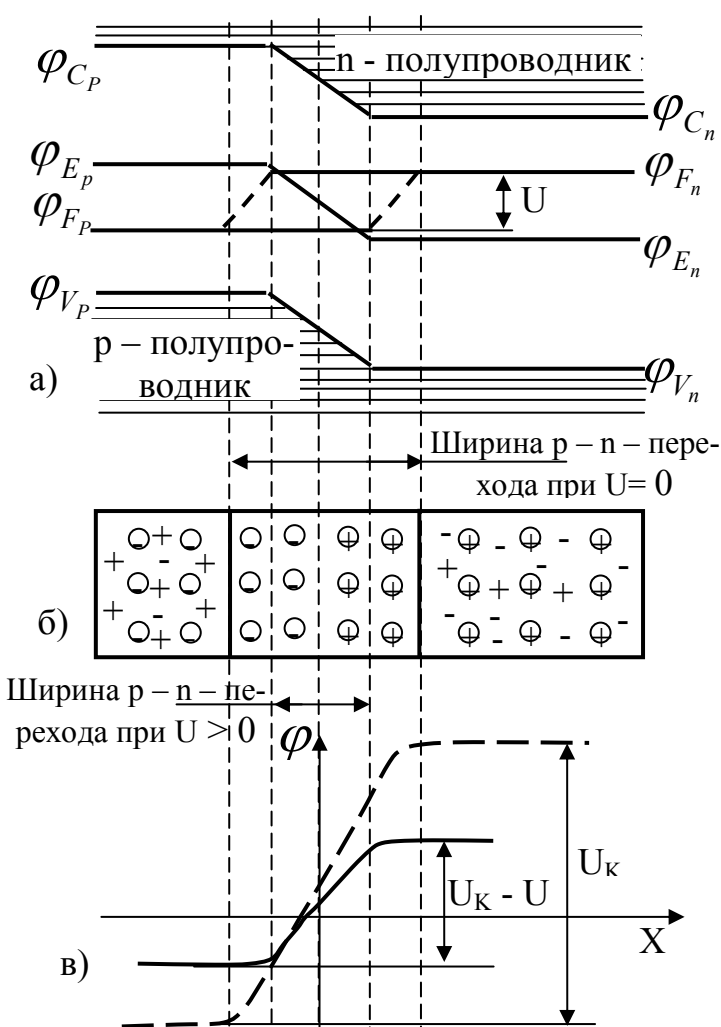


Рис. 1.9. Энергетическая зонная диаграмма р-п-перехода при прямом смещении (а), структура р-п-перехода, смещенного в прямом направлении (б), распределение потенциала р-п-перехода (в)

равновесие нарушается. Ток диффузии основных носителей заряда $I_{диф}$ за счет снижения потенциального барьера увеличивается в e^{U/ϕ_T} раз и является функцией приложенного напряжения:

$$I_{диф} = I_0 e^{U/\phi_T}$$

I_0 - ток,

обусловленный дрейфом неосновных носителей заряда через р-п-переход, находящийся в равновесном состоянии.

Вторая составляющая тока при приложении внешнего напряжения остается практически без изменения. Это обусловлено тем, что создающие ток электроны и дырки генерируются вблизи р-п-перехода на расстоянии, меньшем диффузионной длины L . Те заряды, которые рождаются на большем расстоянии, в основном

рекомбинируют, не дойдя до перехода. Изменение ширины перехода для носителей заряда этого происхождения не играет существенной роли; они как генерировались в пределах толщины, определяемой диффузионной длиной, так и будут генерироваться. Соответственно ток, обусловленный

движением этих носителей заряда, останется без изменения, т. е. таким же, как и в равновесном состоянии $I_{др} = I_0$. Следовательно, результирующий ток через р-п-переход при приложении прямого напряжения

$$I_{np} = I_{диф} - I_{др} = I_0 \left(e^{U/\varphi_T} - 1 \right). \quad (1.19)$$

В неравновесной системе постоянство уровня Ферми нарушается. Поэтому при анализе используют понятие «квазиуровень Ферми», которым оперируют так же, как уровнем Ферми.

Зонная энергетическая диаграмма полупроводника при включении прямого напряжения показана на рис. 1.9, а. Как видно из диаграммы,

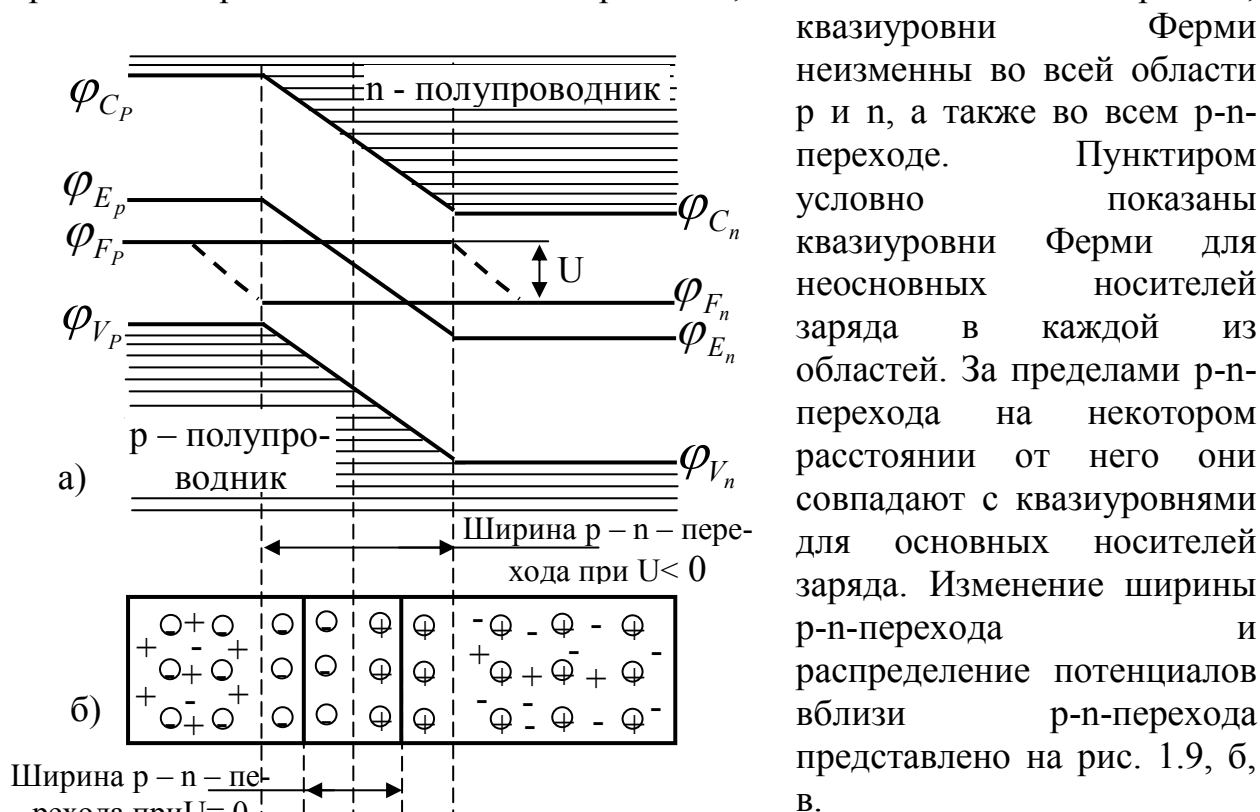


Рис. 1.10. Энергетическая зонная диаграмма р-п-перехода при обратном смещении (а), структура р-п-перехода (б), распределение потенциала в переходе (в)

Движение основных носителей через р-п-переход уменьшится и при некотором значении U совсем прекратится. Другими словами, в этом случае

квазиуровни Ферми неизменны во всей области р и п, а также во всем р-п-переходе. Пунктиром условно показаны квазиуровни Ферми для неосновных носителей заряда в каждой из областей. За пределами р-п-перехода на некотором расстоянии от него они совпадают с квазиуровнями для основных носителей заряда. Изменение ширины р-п-перехода и распределение потенциалов вблизи р-п-перехода представлено на рис. 1.9, б, в.

Переход р-п, смещенный в обратном направлении. Если к электронно-дырочному переходу приложено обратное напряжение, полярность которого совпадает с направлением контактной разности потенциалов: плюс - к п-области, минус - к р-области, то общий потенциальный барьер (рис. 1.10, а, в) повышается.

электроны и дырки начнут двигаться от р-п-перехода и дефицит свободных носителей заряда в р-п-переходе увеличится (рис. 1.10, б).

При этом ток будет обусловлен движением неосновных носителей, которые, попав в поле электронно-дырочного перехода, будут им захватываться и переноситься через р-п-переход.

Процесс «отсоса» неосновных носителей заряда (при обратном включении напряжения) называется экстракцией.

Уход неосновных носителей заряда приведет к тому, что концентрация их у границ р-п-перехода снизится до нуля. Неосновные носители заряда вследствие диффузии начнут двигаться к границе р-п-перехода, компенсируя убыль зарядов и создавая электрический ток. При малых значениях обратного напряжения кроме этого тока через переход движутся основные носители заряда, вызывая противоположно направленный ток

$$I_{диф} = I_0 e^{-U/\varphi_T}$$

Результирующий ток р-п-перехода при обратном включении

$$I_{обр} = I_{диф} - I_{др} = I_0 (e^{-U/\varphi_T} - 1) \quad (1.20)$$

Таким образом, тепловой ток, вызванный неосновными носителями заряда, и в этом случае остается неизменным, а ток, вызванный диффузией основных носителей заряда, уменьшается по экспоненциальному закону. При напряжении U , равном нескольким φ_T ($\varphi_T = 25\text{ мВ}$ при $T = 300\text{ К}$), током основных носителей заряда можно пренебречь. Значение обратного тока не будет зависеть от обратного напряжения, приложенного к р-п-переходу. Поэтому тепловой ток I_0 и в этом случае называют обратным током насыщения или просто обратным током. Это объясняется тем, что все неосновные носители заряда, генерируемые в объеме, ограниченном диффузионной длиной и площадью р-п-перехода, участвуют в движении через р-п-переход. Энергетическая диаграмма р-п-перехода, смещенного в обратном направлении, показана на рис. 1.10, а. По расположению квазиуровней Ферми для неосновных носителей заряда видно, что их концентрация на границах р-п-перехода мала, а в объеме полупроводника совпадает с равновесной.

Идеализированная вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода описывается выражением

$$I = I_0 (e^{U/\varphi_T} - 1),$$

$$\text{где } I_0 = \frac{qD_n S}{L_n} n_{p0} + \frac{qD_p S}{L_p} p_{n0} \quad - \text{ тепловой ток, } S \text{ - площадь}$$

перехода.

Ток I_0 , определяющий «масштаб» характеристики, называется *тепловым током*. Термин «тепловой» отражает сильную температурную зависимость тока I_0 , а также тот факт, что он равен нулю при абсолютном

нуле температуры. Другим распространенным термином является «обратный ток насыщения», происхождение которого связано с тем, что при отрицательном напряжении $|U| \gg \phi_T$ обратный ток идеализированного диода равен I_0 и не зависит от напряжения.

Итак, идеализированный p-n-переход обладает вентильными свойствами. При приложении к нему напряжения, смещающего p-n-переход в прямом направлении, протекает ток, который при увеличении напряжения увеличивается по экспоненциальному закону. Если приложить напряжение, смещающее p-n-переход в обратном направлении, то сопротивление его возрастет. В цепи протекает малый тепловой ток, который не зависит от приложенного напряжения и увеличивается по экспоненциальному закону при увеличении температуры.

Переходы $p-i-$, $n-i-$, $p^+ - p$, $n^+ - n$ – типов. Кроме p-n-переходов встречаются и другие типы переходов. Это связано с наличием в некоторых полупроводниках областей, концентрации носителей заряда в которых существенно отличаются. Можно, например, получить полупроводник, в одной области которого электропроводность собственная (i), а в другой - примесная (p или n). Переход между этими двумя областями носит название p-i- или n-i-перехода. Если в одном из слоев концентрация основных носителей заряда намного выше (n^+ , p^+), чем в другой области с одностипной электропроводностью, то возникают $n^+ - n-$ или $p^+ - p -$ переходы. При контакте собственного и примесного полупроводников ($p_p > p_i$ и $n_n > n_i$) из-за разности концентраций носителей заряда возникает диффузия дырок в собственный полупроводник i-типа и электронов в полупроводник p-типа. Появляется разность потенциалов, образованная областью с нескомпенсированными отрицательно заряженными ионами акцепторных примесей и дырками в полупроводнике с собственной электропроводностью. Однако эта разность потенциалов значительно меньше, чем в p-n-переходе, и слой, обедненный носителями заряда, простирается большей частью в область собственного полупроводника.

Наличие высокоомной области в полупроводнике с собственной относительно малой электропроводностью приводит к тому, что на переходе падает только часть приложенного напряжения, и вентильные свойства у p-i- и n-i-переходов выражены значительно слабее, чем у p-n-переходов. При приложении к нему обратного напряжения обратный ток оказывается больше, чем в p-n-переходе. При прямом смещении p-i- и n-i-переходов прямой ток меньше, чем в p-n-переходе, и незначительно зависит от приложенного напряжения.

На основе p-i и n-i-переходов создают полупроводниковые приборы, допускающие подключение высоких обратных напряжений. В обычном p-n-переходе подключение высокого напряжения может создать в нем настолько высокую напряженность электрического поля, что наступит электрический

пробой последнего. Если области p и n разделить высокоомным слоем с собственной электропроводностью, то напряженность поля в переходе существенно снизится при том же значении потенциального барьера. Такой p-i-n-переход будет иметь как бы ступенчатое изменение контактной разности потенциалов и концентрации примесей.

Аналогичная картина получится при контакте двух полупроводников с электропроводностью одного типа, имеющих разную концентрацию примесей. Высота потенциального барьера при этом будет ниже, чем в p-i-переходе, так как разность в положениях уровней Ферми $(\varphi_{F_p}^+ - \varphi_{F_p})$ и $(\varphi_{F_n}^+ - \varphi_{F_n})$ будет меньше, чем $(\varphi_{F_p} - \varphi_{F_i})$ и $(\varphi_{F_n} - \varphi_{F_i})$. Эти переходы имеют некоторую асимметрию электропроводности, но практически не обладают вентильными свойствами. Соответственно в них практически отсутствует инжекция неосновных носителей заряда в высокоомную область.

1.4. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛЬНЫХ p-n-ПЕРЕХОДОВ

В реальных диодах прямая и обратная ветви вольт-амперной характеристики отличаются от идеализированной формы. При прямом включении существенное влияние на ход вольт-амперной характеристики оказывает падение напряжения на сопротивлении базы диода, которое начинает проявляться уже при токах, превышающих 2-10 мА.

С учетом падения напряжения на базе диода уравнение прямой ветви вольт-амперной характеристики диода описывается уравнением

$$I = I_0 \left[e^{(U - I \cdot r_{\bar{\sigma}}) / \varphi_T} - 1 \right] \quad (1.21)$$

где $r_{\bar{\sigma}}$ - омическое сопротивление базы диода.

Прологарифмировав (1.21), найдем падение напряжения на диоде:

$$U = \varphi_T \ln(I/I_0 + 1) + I \cdot r_{\bar{\sigma}}. \quad (1.22)$$

Падение напряжения на диоде U зависит от тока I , протекающего через него, и имеет большее значение у диодов с малым током I_0 . Так как у кремниевых диодов тепловой ток I_0 мал, то падение напряжения на диоде U в открытом состоянии у них значительно больше, чем у германиевых (рис. 1.11).

При увеличении температуры прямая ветвь характеристики становится более крутой из-за увеличения I_0 . Падение напряжения, соответствующее тому же значению прямого тока, при этом уменьшается, что оценивается с помощью температурного коэффициента напряжения (ТКУ):

$$\varepsilon = \Delta U / \Delta T \quad (1.23)$$

ТКУ показывает, насколько должно измениться напряжение на p-n-переходе при изменении температуры на 1°C при токе $I = \text{const}$.

В идеальном p-n-переходе обратный ток [см. (1.20)] уже при сравнительно небольшом обратном напряжении не зависит от значения

последнего. Однако при исследованиях реальных р-п-переходов наблюдается достаточно сильное увеличение обратного тока при увеличении приложенного напряжения, причем в кремниевых структурах обратный ток на 2—3 порядка превышает тепловой ток. Такое отличие экспериментальных данных от теоретических объясняется термогенерацией носителей заряда непосредственно в области р-п-перехода и существованием канальных токов и токов утечки.

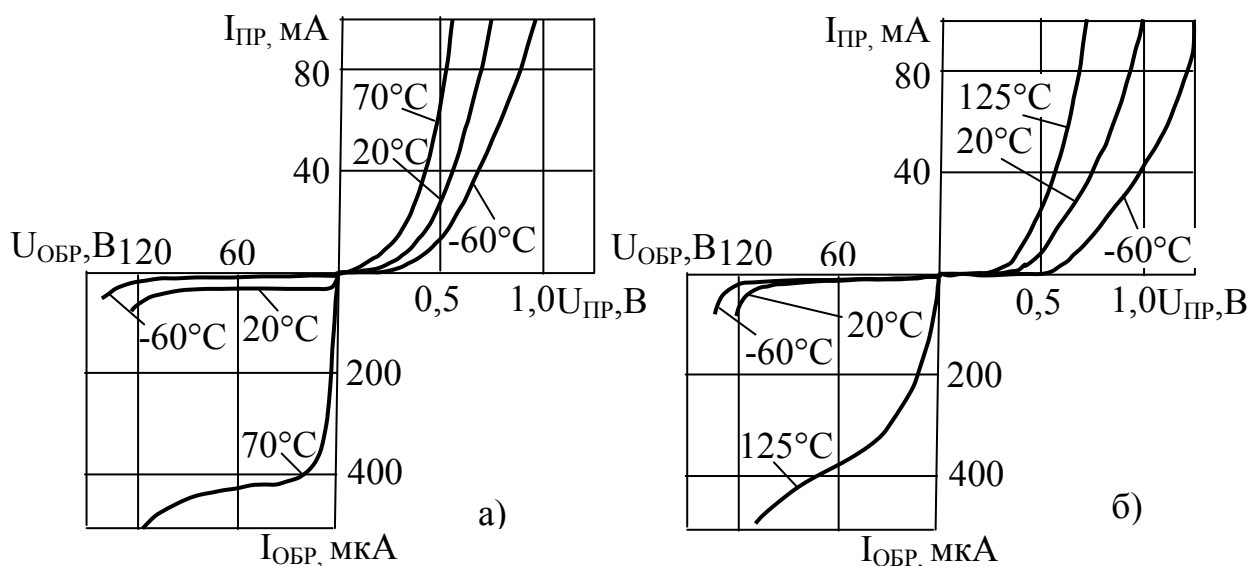


Рис. 1.11. Изменение вольт-амперных характеристик при изменении температуры для германиевого (а) и кремниевого (б) диодов

Канальные токи обусловлены наличием поверхностных энергетических состояний, искривляющих энергетические зоны вблизи поверхности и приводящих к появлению инверсных слоев. Эти слои называют каналами, а токи, протекающие через переход между инверсным слоем и соседней областью, - канальными токами.

При практическом использовании диодов выделять составляющие, которые искажают идеализированную вольт-амперную характеристику, сложно и нецелесообразно. Поэтому у реальных диодов в качестве одного из основных параметров используют обратный ток $I_{обр}$, который измеряют при определенном значении обратного напряжения. У германиевых диодов $I_{обр} \approx I_0$, у кремниевых $I_{обр} \gg I_0$. Так как значения обратного тока у диодов изменяются в широких пределах (от экземпляра к экземпляру), в паспортных данных на каждый вид диода указывается его максимально допустимое значение.

Тепловой ток и остальные составляющие обратного тока сильно зависят от температуры. Для теплового тока справедлива зависимость

$$I_0(T) = I_0(T_0) e^{\alpha \Delta T}, \quad (1.24)$$

где $\Delta T = T - T_0$; $I_0(T_0)$ - тепловой ток при температуре T_0 ; α -

постоянный коэффициент (для германия $\alpha_{Ge} \approx 0,09K^{-1}$ при $T < 350$ К, для кремния $\alpha_{Si} \approx 0,13K^{-1}$ при $T < 400$ К).

С помощью выражения (1.24) можно ориентировочно определять обратный ток при разных температурах р-п-перехода у германиевых диодов. В кремниевых диодах в диапазоне рабочих температур доля теплового тока в полном обратном токе невелика: $I_{обр} \approx 10^3 I_0$. У них обратный ток в основном определяется генерационно-рекомбинационными явлениями в р-п-переходе.

Для инженерных расчетов обратного тока в зависимости от температуры окружающей среды можно пользоваться упрощенным выражением

$$I_{обр}(T) \approx I_{обр}(T_0) \cdot 2^{\Delta T/T^*} \quad (1.25)$$

где T^* - приращение температуры, при котором обратный ток $I_{обр}(T_0)$ удваивается ($T^* \approx 8-10^\circ\text{C}$ для германия и $T^* \approx 6-7^\circ\text{C}$ для кремния).

В практике часто считают, что обратный ток германиевых диодов увеличивается в два раза, а кремниевых - в 2,5 раза при увеличении температуры на каждые 10°C . При этом фактическое изменение обратного тока обычно занижается. Так как обратный ток в кремниевых диодах на несколько порядков меньше, чем в германиевых, им часто пренебрегают.

Пробой р-п-перехода. Под пробоем р-п-перехода понимают значительное уменьшение обратного сопротивления, сопровождающееся возрастанием обратного тока при увеличении приложенного напряжения. Различают три вида пробоя: туннельный, лавинный и тепловой.

В основе туннельного пробоя лежит туннельный эффект, т. е. «просачивание» электронов сквозь потенциальный барьер, высота которого больше, чем энергия носителей заряда. Иными словами, туннельный пробой наступает тогда, когда напряженность электрического поля возрастает настолько, что становится возможным туннельный переход электронов из валентной зоны полупроводника с электропроводностью одного типа в зону проводимости полупроводника с электропроводностью другого типа (рис. 1.12, а). Туннельный пробой чаще всего возникает у полупроводниковых приборов, имеющих узкий р-п-переход и малое значение удельного сопротивления, причем напряженность электрического поля должна быть достаточно высокой (более 10^5 В/см). При такой напряженности энергетические зоны искривляются настолько, что энергия электронов валентной зоны полупроводника р-типа становится такой же, как и энергия свободных электронов зоны проводимости полупроводника n-типа. В результате перехода электронов «по горизонтали» из области р в область n возникает туннельный ток. Начало туннельного пробоя оценивается по десятикратному превышению туннельного тока над обратным. При увеличении температуры напряжение, при котором возникает туннельный

пробой, уменьшается. Вольт-амперная характеристика 2 туннельного пробоя представлена на рис. 1.12, б.

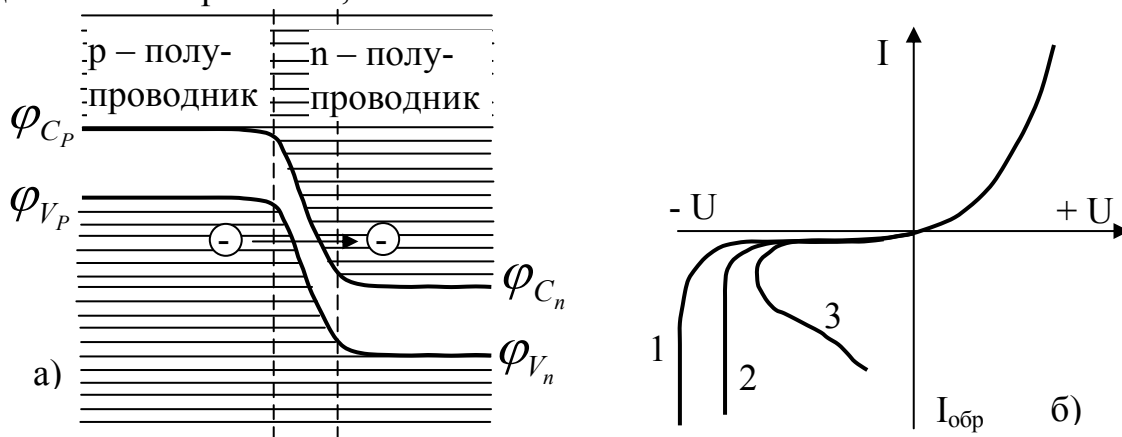


Рис. 1.12. Энергетическая зонная диаграмма, поясняющая туннельный пробой р-п-перехода (а); вольтамперная характеристика р-п-перехода (б): 1 – лавинный пробой; 2 – туннельный пробой; 3 – тепловой пробой.

Лавинный пробой вызывается ударной ионизацией. Ударная ионизация происходит, когда напряженность электрического поля, вызванная обратным напряжением, достаточно велика и неосновные носители заряда, движущиеся через р-п-переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами в зоне р-п-перехода ионизируют их. В результате появляется пара электрон - дырка. Вновь появившиеся носители заряда ускоряются электрическим полем и в свою очередь могут вызвать ионизацию следующего атома и т. д. Если процесс ударной ионизации идет лавинообразно, то по тому же закону увеличиваются количество носителей заряда и обратный ток. При лавинной ионизации ток в цепи ограничен только внешним сопротивлением. Для количественной характеристики этого процесса используется коэффициент лавинного умножения $M_{Л}$, который показывает, во сколько раз ток, протекающий через р-п-переход, больше обратного тока:

$$I = M_{Л} I_{обр}.$$

Коэффициент $M_{Л}$ можно определить из эмпирического выражения

$$M_{Л} = \frac{1}{1 - (U/U_{проб\ лав})^n}, \quad (1.26)$$

где $U_{проб\ лав}$ - напряжение, при котором возникает лавинный пробой и $M_{Л} \rightarrow \infty$; $n = 3$ для р-Si; и n-Ge, $n = 5$ для р-Ge и n-Si.

Лавинный пробой возникает в сравнительно высокоомных полупроводниках, имеющих достаточно большую ширину р-п-перехода. Напряжение лавинного пробоя зависит от температуры полупроводника и увеличивается с ее ростом из-за сокращения длины свободного пробега носителей заряда. При лавинном пробое падение напряжения на р-п-переходе остается постоянным (1 на рис. 1.12, б).

Тепловой пробой возникает в результате разогрева р-п-перехода, когда количество теплоты, выделяемой током в р-п-переходе, больше количества теплоты, отводимой от него. При разогреве р-п-перехода происходит интенсивная генерация электронно-дырочных пар и увеличение обратного тока через р-п-переход. Это, в свою очередь, приводит к дальнейшему увеличению температуры и обратного тока. В итоге ток через р-п-переход лавинообразно увеличивается и наступает тепловой пробой (3 на рис. 1.12,б).

Следует заметить, что один вид пробоя может наступать как следствие другого вида пробоя.

Емкости р-п-перехода. Наряду с электропроводностью, которой обладает р-п-переход, он имеет определенную емкость. Емкостные свойства обусловлены наличием по обе стороны от границы электрических зарядов, которые созданы ионами примесей, а также подвижными носителями заряда, находящимися вблизи границы р-п-перехода.

Емкость р-п-перехода подразделяют на две составляющие: барьерную емкость, отражающую перераспределение зарядов в р-п-переходе, и диффузионную емкость, отражающую перераспределение зарядов вблизи р-п-перехода. При прямом смещении перехода в основном проявляется диффузионная емкость. При обратном смещении (режим экстракции) заряды вблизи р-п-перехода (в базе) меняются мало и главную роль играет барьерная емкость.

Так как внешнее напряжение влияет на ширину р-п-перехода, значение пространственного заряда и концентрацию инжектированных носителей заряда, емкость р-п-перехода зависит от приложенного напряжения и его полярности.

Барьерная емкость $C_{бар}$ обусловлена наличием в р-п-переходе ионов донорной и акцепторной примесей, которые образуют как бы две заряженные обкладки конденсатора. При изменении запирающего напряжения, например увеличении, ширина р-п-перехода увеличивается и часть подвижных носителей заряда (электронов в области n и дырок в области p) отсасывается электрическим полем от слоев, прилегающих к переходу. Перемещение этих носителей заряда вызывает в цепи ток

$$i = dQ_{nep}/dt = C_{бар} dU/dt \quad (1.27)$$

где dQ_{nep}/dt - изменение заряда обедненного слоя р-п-перехода. Этот ток становится равным нулю по окончании переходного процесса изменения границ р-п-перехода.

Величину $C_{бар}$ для резкого перехода можно определить из приближенного выражения

$$C_{бар} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{l_0} \sqrt{\frac{U_k}{U_k + U}}, \quad (1.28)$$

где l_0 — толщина р-п-перехода при $U=0$.

С увеличением приложенного обратного напряжения U барьерная емкость уменьшается из-за увеличения толщины перехода l (рис. 1.13, а). Зависимость $C_{бар} = f(U)$ называют вольт-фарадной характеристикой.

При подключении к р-п-переходу прямого напряжения барьерная емкость увеличивается вследствие уменьшения толщины перехода. Однако в этом случае приращение зарядов за счет инжекции играет большую роль и емкость р-п-перехода определяется в основном диффузионной составляющей емкости.

Диффузионная емкость отражает физический процесс изменения концентраций подвижных носителей заряда, накопленных в областях, прилегающих к переходу, вследствие изменения концентрации инжектированных носителей.

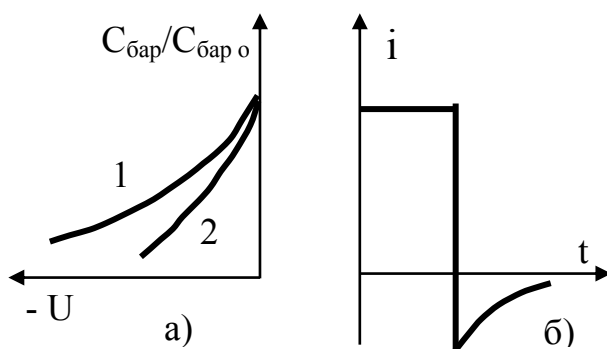


Рис. 1.13. Вольт-фарадные характеристики р-п-перехода (а) и изменение тока при изменении полярности напряжения (б): 1 - плавный переход; 2 - резкий переход

Влияние диффузионной емкости можно пояснить следующим примером. Пусть через р-п-переход протекает прямой ток, обусловленный инжекцией дырок в базовую область. В базе накоплен избыточный заряд неосновных носителей, пропорциональный этому току, и заряд основных носителей, обеспечивающий электронейтральность

полупроводника. При быстром изменении полярности приложенного напряжения, инжектированные дырки не успевают рекомбинировать и под действием обратного напряжения переходят назад в область эмиттера. Основные носители заряда движутся в противоположную сторону и уходят по шине питания. При этом обратный ток сильно увеличивается. Постепенно избыточный заряд дырок в базе исчезает (рассасывается) за счет рекомбинации их с электронами и возвращения в р-область. Обратный ток уменьшается до статического значения (рис. 1.13, б) Переход р-п ведет себя подобно емкости, причем заряд диффузионной емкости прямо пропорционален прямому току, протекавшему ранее через р-п-переход.

1.5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним электрическим р-п-переходом и двумя выводами.

В зависимости от технологических процессов, использованных при их изготовлении, различают точечные диоды, сплавные диоды и диоды с диффузионной базой.

По конструктивным признакам их подразделяют на точечные, плоскостные, планарные, мезодиоды.

В настоящее время наиболее широко применяются сплавные и мезадиоды, а также диоды с диффузионной базой.

По функциональному назначению диоды делят на: выпрямительные, универсальные, импульсные, смесительные, детекторные, модуляторные, переключающие, умножительные, стабилитроны (опорные), туннельные, параметрические, фотодиоды, светодиоды, магнитодиоды и т. д..

Большинство полупроводниковых диодов выполняют на основе несимметричных р-п-переходов. Низкоомную область диода называют эмиттером, а высокоомную - базой. Для создания переходов с вентильными свойствами используют р-п-, р-і-, п-і-переходы, а также контакты металл - полупроводник

Рассмотрим некоторые типы диодов, применяемых в низкочастотных цепях.

Выпрямительные диоды

Выпрямительными диодами называют диоды, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный ток, к быстродействию, емкости р-п-перехода и стабильности параметров, которых обычно не предъявляют специальных требований.

В качестве выпрямительных диодов используют сплавные и диффузионные диоды, выполненные на основе несимметричных р-п-переходов.

В выпрямительных диодах находят применение также и р-і-п-переходы. Их использование позволяет снизить напряженность электрического поля в р-п-переходе и повысить значение обратного напряжения, при котором начинается пробой. Для этой же цели иногда используют $p^+ - p -$ или $n^+ - n -$ переходы. Для их получения методом эпитаксии на поверхности исходного полупроводника наращивают тонкую высокоомную пленку. На ней методом сплавления или диффузии создают р-п-переход, в результате чего получается структура $p^+ - p - n -$ или $n^+ - n - p -$ типа. В таких диодах успешно разрешаются противоречивые требования, состоящие в том, что, во-первых, для получения малых обратных токов, малого падения напряжения в открытом состоянии и температурной стабильности характеристик необходимо применять материал с возможно малым удельным сопротивлением; во-вторых, для получения высокого напряжения пробоя и малой емкости р-п-перехода необходимо применять полупроводник с высоким удельным сопротивлением.

Эпитаксиальные диоды обычно имеют малое падение напряжения в открытом состоянии и высокое пробивное напряжение.

Для выпрямительных диодов характерно, что они имеют малые сопротивления в проводящем состоянии и позволяют пропускать большие токи. Барьерная емкость их из-за большой площади р-п-переходов велика и достигает значений десятков пикофард.

Германиевые выпрямительные диоды могут быть использованы в диапазоне температур, не превышающих 70-80°C, кремниевые - при 120-150°C.

Основные параметры выпрямительных диодов:

допустимое обратное напряжение диода $U_{обр}$ - значение напряжения, приложенного в обратном направлении, которое диод может выдержать в течение длительного времени без нарушения его работоспособности;

прямой средний ток диода $I_{пр.ср.}$ - максимально допустимое значение постоянного тока, протекающего через диод в прямом направлении;

максимально допустимый прямой импульсный ток диода $I_{пр.и.мах}$ - ток при заданной максимальной длительности импульса;

средний обратный ток диода $I_{обр.ср.}$ - среднее за период значение обратного тока;

среднее прямое напряжение диода при заданном среднем значении прямого тока $U_{пр.ср.}$;

средняя рассеиваемая мощность диода $P_{ср.дон}$ - средняя за период мощность, рассеиваемая диодом, при протекании тока в прямом и обратном направлениях;

дифференциальное сопротивление диода $r_{диф}$ - отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока.

Импульсные диоды.

Импульсные диоды имеют малую длительность переходных процессов и предназначены для работы в импульсных цепях. От выпрямительных диодов они отличаются малыми емкостями р-п-перехода (доли пикофард) и рядом параметров, определяющих переходные характеристики диода. Уменьшение емкостей достигается за счет уменьшения площади р-п-перехода. Поэтому допустимые мощности рассеяния у них невелики (30-40 мВт).

Основные параметры импульсных диодов (в дополнение к перечисленным параметрам выпрямительных диодов):

емкость диода C_D ;

прямое максимальное импульсное напряжение $U_{пр.и.мах}$;

максимальный импульсный ток $I_{пр.и.мах}$;

время установления прямого напряжения диода $t_{уст.}$. Оно характеризуется скоростью диффузии инжектированных в базу неосновных носителей заряда, в результате чего меняется ее сопротивление;

время восстановления обратного сопротивления диода $t_{вос.}$.

Время восстановления определяют как промежуток времени, прошедший с момента изменения полярности напряжения питания до

момента, когда обратный ток достигнет $0,1 I_0$ (I_0 - ток при прямом напряжении).

Наличие времени восстановления обусловлено зарядом, накопленным в базе диода при инжекции. Для запираания диода этот заряд должен быть «ликвидирован». Это происходит за счет рекомбинаций и обратного перехода неосновных носителей заряда в эмиттер. Последнее приводит к увеличению обратного тока. После изменения полярности напряжения в течение некоторого времени t_1 обратный ток изменяется мало (рис. 1.14, а, б) и ограничен только внешним сопротивлением цепи. При этом заряд неосновных носителей, накопленных при инжекции в базе диода (концентрация $p(x)$), рассасывается (пунктирные линии на рис. 1.14, в). По истечении времени t_1 концентрация неосновных носителей заряда на границе перехода станет равна равновесной, но в глубине базы еще имеется неравновесный заряд. С этого момента обратный ток диода уменьшается до своего статического значения. Изменение его прекратится в момент полного рассасывания заряда, накопленного в базе.

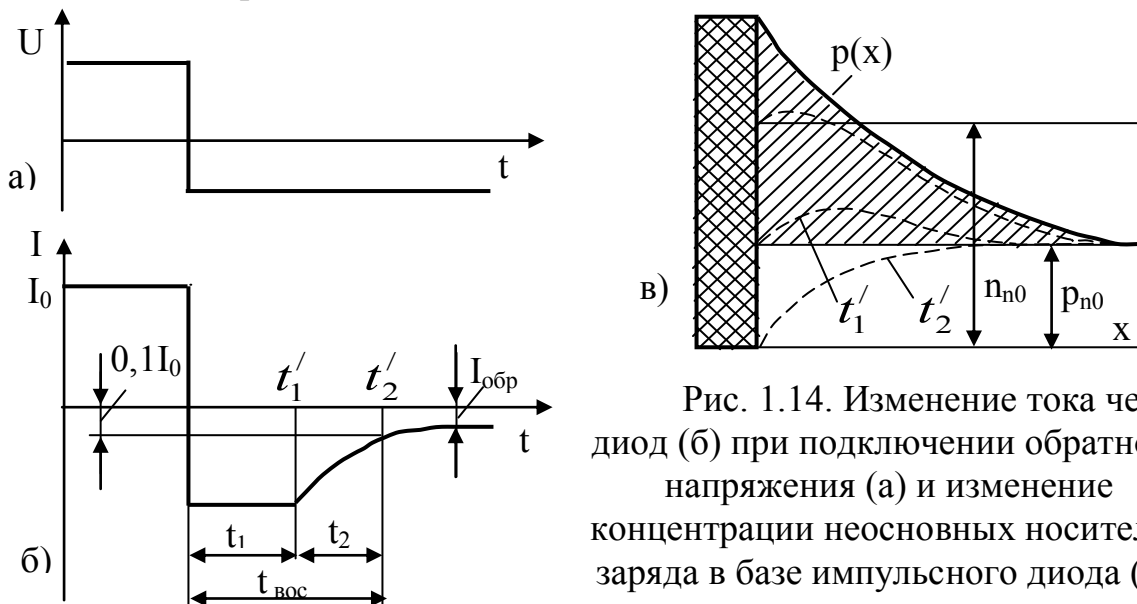


Рис. 1.14. Изменение тока через диод (б) при подключении обратного напряжения (а) и изменение концентрации неосновных носителей заряда в базе импульсного диода (в).

В быстродействующих импульсных цепях широко используют диоды Шоттки, выполненные на основе контакта металл - полупроводник. Особенностью их является отсутствие инжекции неосновных носителей заряда в базу, так как при подключении прямого напряжения ток обусловлен только движением основных носителей заряда. У этих диодов не затрачивается время на накопление и рассасывание зарядов в базе, их быстродействие зависит только от скорости процесса перезарядки барьерной емкости. Вольт-амперная характеристика диодов Шоттки напоминает характеристику диодов на основе р-п-переходов. Отличие состоит в том, что прямая ветвь в пределах 8-10 декад приложенного напряжения представляет почти идеальную экспоненциальную кривую, а обратные токи малы (доли - десятки наноампер). Конструктивно диоды Шоттки выполняют в виде пластины низкоомного кремния, на которую нанесена высокоомная

эпитаксиальная пленка с электропроводностью того же типа. На поверхность пленки вакуумным напылением нанесен слой металла.

Диоды Шоттки применяют также в выпрямителях больших токов и в логарифмирующих устройствах.

Полупроводниковые стабилитроны

Полупроводниковые стабилитроны, называемые иногда опорными диодами, предназначены для стабилизации напряжений; их работа основана на использовании явления электрического пробоя р-n-перехода при включении диода в обратном направлении.

Механизм пробоя может быть туннельным, лавинным или смешанным. У низковольтных стабилитронов (с низким сопротивлением базы) более вероятен туннельный пробой. У стабилитронов с высокоомной базой (сравнительно высокоомных) пробой носит лавинный характер. Материалы, используемые для создания р-n-переходов стабилитронов, имеют высокую концентрацию примесей. При этом напряжение р-n-перехода значительно выше, чем у обычных диодов. При относительно небольших обратных напряжениях в р-n-переходе возникает сильное электрическое поле, вызывающее электрический пробой р-n-перехода. В режиме пробоя нагрев диода не носит лавинообразного характера. Поэтому электрический пробой не переходит в тепловой.

В качестве примера на рис. 1.15,а приведены вольт-амперные характеристики стабилитрона Д814Г при различных температурах. На рис. 1.15, б показано условное обозначение стабилитронов в принципиальных схемах.

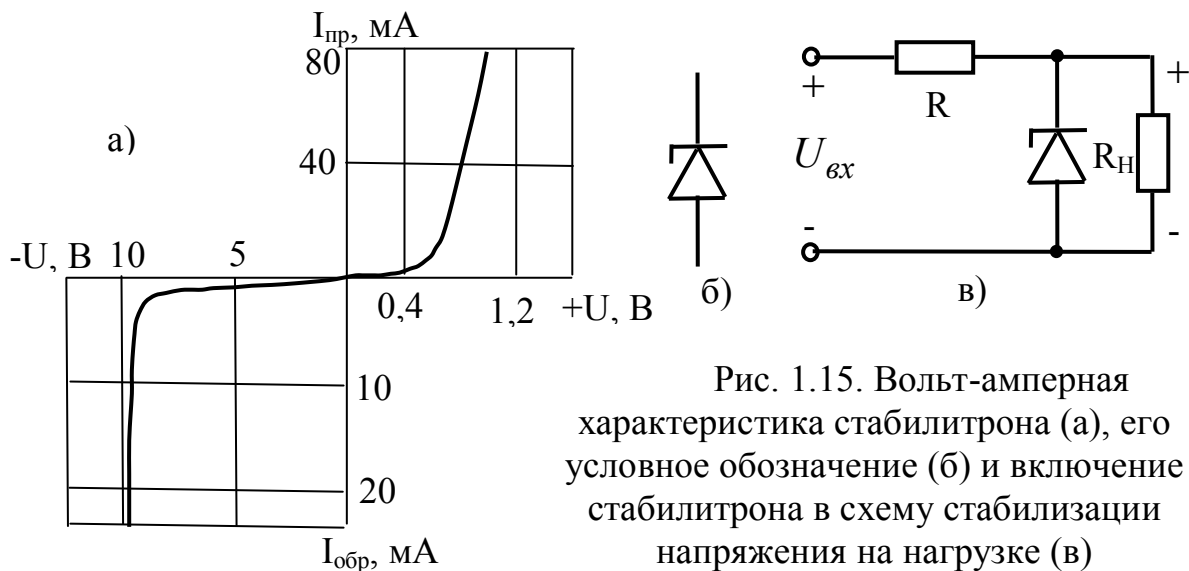


Рис. 1.15. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (а), его условное обозначение (б) и включение стабилитрона в схему стабилизации напряжения на нагрузке (в)

Основные параметры стабилитронов:

напряжение стабилизации $U_{см}$ - падение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации;

максимальный ток стабилизации $I_{см. max}$;

минимальный ток стабилизации $I_{см. min}$;

дифференциальное сопротивление $r_{диф}$, которое определяется при заданном значении тока на участке пробоя как $r_{диф} = \partial U_{см} / \partial I_{см}$;

температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{см}$ — относительное изменение напряжения стабилизации $\Delta U_{см}$ при изменении температуры окружающей среды на ΔT :

$$\alpha = \frac{\Delta U_{см}}{U_{см} \Delta T} 100\%.$$

Дифференциальное сопротивление при увеличении тока стабилизации уменьшается на 10-20%. Это объясняется тем, что при увеличении приложенного напряжения увеличивается площадь участков, на которых произошел пробой. Дифференциальное сопротивление стабилитрона близко к значению собственного сопротивления базы при токе, близком к номинальному.

Пробойный режим не связан с инжекцией неосновных носителей. Поэтому в стабилитроне инерционные явления, связанные с накоплением и рассасыванием носителей, при переходе из области пробоя в область запираения и обратно практически отсутствуют. Это позволяет использовать их в импульсных схемах в качестве фиксаторов уровней и ограничителей. Включение полупроводниковых стабилитронов в схему стабилизации выходного напряжения показано на рис. 1.15, в. При увеличении напряжения питания увеличивается ток в цепи, а падение напряжения на стабилитроне и на нагрузке остается неизменным. При увеличении тока через стабилитрон возрастает падение напряжения на резисторе R. Другими словами, почти все приращение напряжения питания падает на резисторе R, а выходное напряжение остается неизменным за счет своеобразной характеристики обратной ветви стабилитрона.

Варикапы

Варикап - это полупроводниковый прибор, предназначенный для использования в качестве управляемой электрическим напряжением емкости.

Варикап работает при обратном напряжении, приложенном к p-n-переходу. Его емкость меняется в широких пределах, а ее значение определяется из выражения

$$C(U) = C(0) \left(\frac{U_k}{U_k + U} \right)^{1/n},$$

где $C(0)$ — емкость при нулевом напряжении на диоде; U_k - значение контактного потенциала; U - приложенное обратное напряжение; $n=2$ для резких переходов и $n=3$ для плавных переходов.

Эквивалентная схема варикапа и его условное обозначение приведены на рис. 1.16, а, б. Наличие индуктивности L_v в эквивалентной схеме объясняется в основном конструктивными особенностями варикапа.

Основные параметры варикапов:

общая емкость C_{ϵ} - емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении;

коэффициент перекрытия по емкости - отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений: $K_c = C_{\epsilon_{max}} / C_{\epsilon_{min}}$;

сопротивление потерь r_{nom} - суммарное активное сопротивление кристалла, контактных соединений и выводов варикапа;

добротность Q_{ϵ} - отношение реактивного сопротивления варикапа на

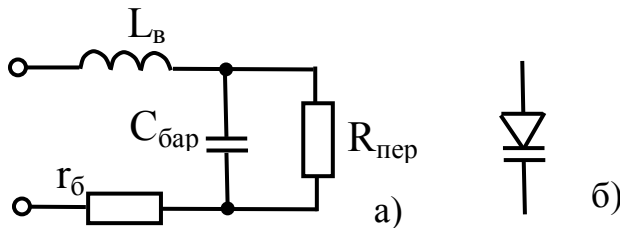


Рис. 1.16. Эквивалентная схема варикапа

(а) и его условное обозначение (б): r_B -

омическое сопротивление базы; $r_{пер}$ - сопротивление запертого р-п-перехода;

$C_{бар}$ - барьерная емкость; L_B -

индуктивность выводов.

заданной частоте переменного сигнала (X_c) к сопротивлению

потерь при заданном значении емкости или обратного

напряжения: $Q_{\epsilon} = X_c / r_{nom}$;

температурный коэффициент

емкости α_{C_B} - отношение

относительного изменения

емкости к вызывавшему его

абсолютному изменению

температуры окружающей

среды: $\alpha_{C_B} = \Delta C / (C \Delta T)$.

Обозначения полупроводниковых диодов регламентируются ГОСТ 10862-72 и состоят из шести элементов. Первый элемент - буква, указывающая, на основе какого полупроводникового материала выполнен диод. Германий или его соединения обозначают буквой Г, кремний и его соединения - К, соединения галлия - А. В приборах специального назначения буквы заменяются соответствующими цифрами; германий - 1, кремний - 2, соединения галлия - 3. Второй элемент - буква, обозначающая подклассы диода; выпрямительные, импульсные, универсальные - Д; варикапы - В; туннельные и обращенные диоды - И; стабилитроны - С. Третий элемент - цифра, определяющая назначение диода (у стабилитронов эта цифра определяет мощность рассеяния). Четвертый и пятый элементы - цифры, определяющие порядковый номер разработки (у стабилитронов эти цифры показывают номинальное напряжение стабилизации). Шестой элемент - буква, показывающая деление технологического типа на параметрические группы (приборы одного типа по значениям параметров подразделяются на группы). У стабилитронов буквы от А до Я определяют последовательность разработки. Например: КД215А, ГД412А, 2Д504А, КВ101А, КС168А и т. д.

1.6. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Транзистор - это полупроводниковый прибор с двумя или несколькими р-п-переходами, позволяющий усиливать электрические сигналы и имеющий три вывода или более.

Транзисторы в зависимости от принципа действия и конструктивных признаков подразделяются на два больших класса: биполярные и полевые.

Биполярными транзисторами называют полупроводниковые приборы с двумя или несколькими взаимодействующими электрическими р-п-переходами и тремя выводами или более, усилительные свойства которых обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

В настоящее время широко используют биполярные транзисторы с двумя р-п-переходами, к которым чаще всего и относят этот термин. Они состоят из чередующихся областей (слоев) полупроводника, имеющих электропроводности различных типов. В зависимости от типа электропроводности наружных слоев различают транзисторы р-п-р-типа и п-р-п-типа.

Транзисторы, в которых р-п-переходы создаются у поверхностей соприкосновения полупроводниковых слоев, называют плоскостными.

Физические процессы в транзисторах. Упрощенная структура плоскостного р-п-р-транзистора показана на рис. 1.17,а, условные обозначения р-п-р- и п-р-п-транзисторов - на рис. 1.17,б.

При подключении напряжений к отдельным слоям биполярного транзистора оказывается, что к одному переходу приложено прямое напряжение, а к другому обратное. При этом переход, к которому при нормальном включении приложено прямое напряжение, называют эмиттерным, а соответствующий наружный слой — эмиттером (Э).

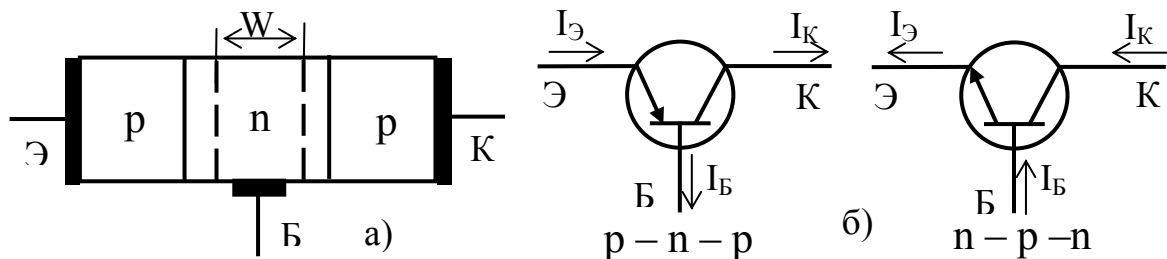


Рис. 1.17. Упрощенная структура плоскостного транзистора (а) и его условные обозначения с указанием направления токов (б)

Средний слой называют базой (Б). Второй переход, смещенный приложенным напряжением в обратном направлении, называют коллекторным, а соответствующий наружный слой — коллектором (К).

Однотипность слоев коллектора и эмиттера позволяет при включении менять их местами. Такое включение транзистора носит название инверсного. При инверсном включении параметры реального транзистора существенно отличаются от параметров при нормальном включении.

Типовые конструкции биполярных транзисторов, изготовленных различными методами, приведены на рис. 1.18. В зависимости от технологии изготовления транзистора концентрация примесей в базе может быть распределена равномерно или неравномерно. При равномерном распределении внутреннее электрическое поле отсутствует и неосновные носители заряда, попавшие в базу, движутся в ней вследствие процесса

диффузии. Такие транзисторы называют диффузионными или бездрейфовыми.

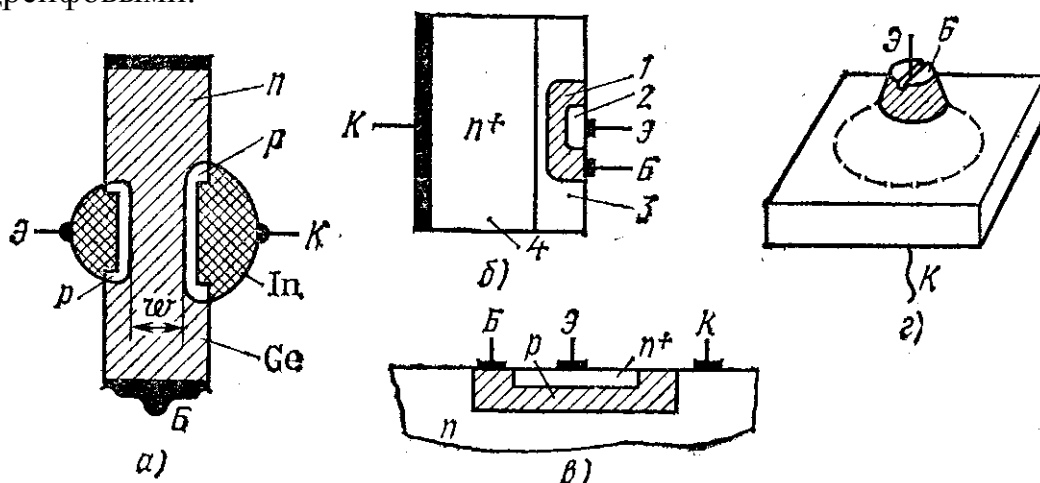


Рис. 1.18. Структуры транзисторов: а - сплавленного; б - эпитаксиально-диффузионного; в - планарного; г - мезатранзистора; 1 - база; 2 - эмиттер; 3 - эпитаксиальная пленка; 4 - подложка

При неравномерном распределении концентрации примесей в базе имеется внутреннее электрическое поле (при сохранении в целом электронейтральности базы) и неосновные носители заряда движутся в ней в результате дрейфа и диффузии, причем дрейф играет доминирующую роль. Такие транзисторы называют дрейфовыми. Понятие «диффузионный транзистор» отражает основные процессы, происходящие в базе, поэтому его не следует путать с технологическим процессом получения p-n-переходов.

При изготовлении транзисторов эмиттер и коллектор выполняют низкоомными, а базу - сравнительно высокоомной. При этом удельное сопротивление области эмиттера несколько меньше, чем области коллектора. Это видно из энергетических зонных диаграмм диффузионного и дрейфового транзисторов, приведенных на рис. 1.19, а, б. Для базы уровень Ферми лежит вблизи середины запрещенной зоны, характеризуемой электростатическим потенциалом φ_E , для эмиттера уровень Ферми лежит вблизи потолка валентной зоны φ_{V_p} , а для коллектора - на несколько большем расстоянии.

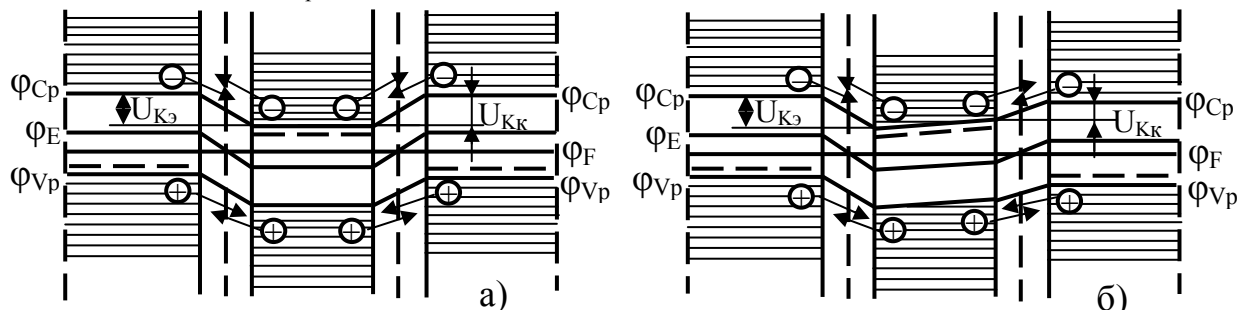


Рис. 1.19. Энергетические зонные диаграммы диффузионного (а) и дрейфового (б) транзисторов при равновесном состоянии p-n-переходов

В связи с разной концентрацией примеси в базе дрейфового транзистора расстояние между уровнем Ферми и дном зоны проводимости

изменяется по длине базы (рис. 1.19,б). Потенциальные барьеры эмиттерного и коллекторного переходов (контактные разности потенциалов) обозначены, как $U_{KЭ}$ и $U_{КК}$.

Все положения, рассмотренные ранее для единичного р-п-перехода, справедливы для каждого из р-п-переходов транзистора. В равновесном состоянии наблюдается динамическое равновесие между потоками дырок и электронов, протекающими через каждый р-п-переход, и результирующие токи равны нулю.

При подключении к электродам транзистора напряжений $U_{Э}$ и $U_{К}$,

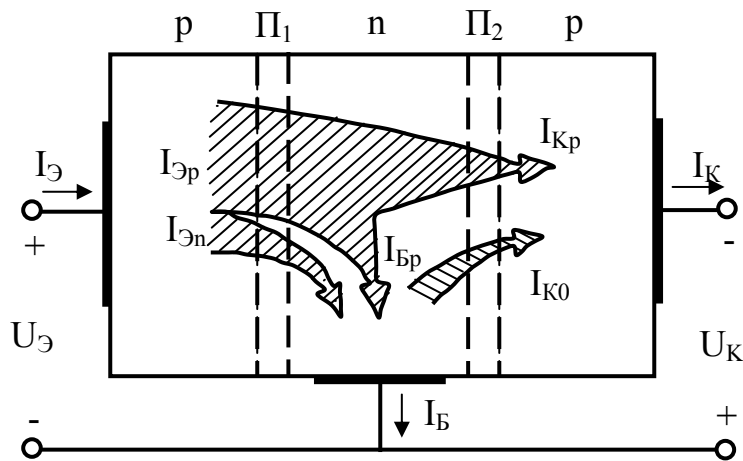


Рис. 1.20. Диаграмма составляющих токов в транзисторе

как показано на рис. 1.20, эмиттерный переход смещается в прямом направлении, а коллекторный - в обратном.

В результате снижения потенциального барьера дырки из области эмиттера диффундируют через р-п-переход в область базы (инжекция дырок), а электроны - из области базы в область эмиттера. Однако, поскольку удельное

сопротивление базы высокое, дырочный поток носителей заряда преобладает над электронным потоком. Поэтому последним в первом приближении можно пренебречь. Для количественной оценки составляющих полного тока р-п-перехода используют коэффициент инжекции

$$\gamma = I_{Эр} / (I_{Эр} + I_{Эн}) \approx I_{Эр} / I_{Э} \quad (1.29)$$

где $I_{Эр}$ и $I_{Эн}$ - дырочная и электронная составляющие тока р-п-перехода; $I_{Э}$ - полный ток р-п-перехода.

Дырки, инжектированные в базу, создают вблизи р-п-перехода электрический заряд, который в течение времени $(3 \div 5)\tau_{\epsilon}$ компенсируется электронами, приходящими из внешней цепи от источника $U_{Э}$. Аналогично, заряд электронов в эмиттере компенсируется дополнительными дырками, но, так как инжекция дырок приближается к односторонней, эти процессы можно не рассматривать. Приход электронов в базу из внешней цепи создает в базе электрический ток, который направлен из базы.

Вследствие разности концентраций (в диффузионных транзисторах) и разности концентраций и внутреннего электрического поля (в дрейфовых), инжектированные в базу носители заряда и носители заряда, компенсировавшие их заряд и тем самым обеспечившие электронейтральность базы, движутся в глубь ее по направлению к

коллектору . Если бы база была достаточно толстой ($W > 3L$), то все инжектированные носители заряда рекомбинировали бы в ней и в области, прилегающей к коллекторному р-п- переходу, и концентрация их стала бы равновесной. Тогда через коллекторный переход протекал бы обратный ток, равный току обратносмещенного р-п-перехода. Однако во всех реальных транзисторах ширина базы W во много раз меньше диффузионной длины, т. е. $W \ll 0,2L$. Поэтому время жизни неосновных носителей заряда в базе во много раз больше времени, необходимого для прохождения базы. Большинство дырок, инжектированных в базу, не успевают в ней рекомбинировать с электронами и, попав вблизи коллекторного р-п-перехода в ускоряющее поле, втягиваются в коллектор (экстракция дырок). Электроны, число которых равно числу дырок, ушедших через коллекторный переход, в свою очередь, уходят через базовый вывод, создавая ток, направленный в базу транзистора.

Таким образом, ток через базовый вывод транзистора определяют две встречно направленные составляющие тока. Если бы в базе процессы рекомбинации отсутствовали, то эти токи были бы равны между собой, а результирующий ток базы был бы равен нулю. Но так как процессы рекомбинации имеются в любом реальном транзисторе, то ток эмиттерного р-п-перехода несколько больше тока коллекторного р-п-перехода. Относительное число неосновных носителей заряда, достигших коллекторного перехода транзистора, характеризуется коэффициентом переноса

$$\delta = I_{Kp} / I_{Эp} \quad (1.30)$$

где I_{Kp} , $I_{Эp}$ - токи коллекторного и эмиттерного переходов, созданные дырками.

Дырки в базе являются неосновными носителями заряда и свободно проходят через запертый коллекторный р-п-переход в область коллектора. За время, определяемое постоянной времени диэлектрической релаксации τ_{ϵ} , они компенсируются электронами, создающими ток коллектора и приходящими из внешней цепи. Если бы рекомбинация в базе отсутствовала и существовала бы чисто односторонняя инжекция, то все носители заряда, инжектированные эмиттером, достигали бы коллекторного перехода, и ток эмиттера был бы равен току коллектора. В действительности только часть γ тока эмиттера составляют дырки, и только часть их δ доходит до коллекторного перехода. Поэтому ток коллектора, вызванный инжекцией неосновных носителей заряда через эмиттерный переход,

$$I'_K = \alpha I_{Э} ; \alpha = \gamma \delta ,$$

где α - коэффициент передачи эмиттерного тока.

Кроме тока, вызванного инжектированными в базу неосновными носителями заряда, через р-п-переход, смещенный в обратном направлении, протекает неуправляемый обратный ток I_{K0} . Причины его возникновения те

же, что и в единичном р-п-переходе. Поэтому результирующий ток в коллекторной цепи равен

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{K0} \quad (1.31)$$

Изменение напряжения, приложенного к эмиттерному р-п-переходу, вызывает изменение количества инжектируемых в базу неосновных носителей заряда и соответствующее изменение тока эмиттера и коллектора. Следовательно, для изменения по определенному закону коллекторного тока необходимо к эмиттерному р-п-переходу приложить напряжение, изменяющее по этому закону ток эмиттера.

Эквивалентные схемы транзистора. Эквивалентная схема

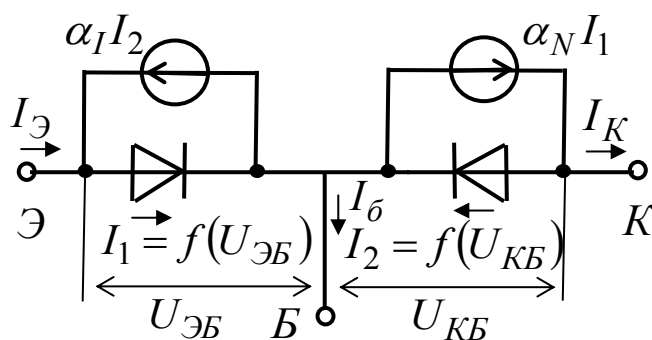


Рис. 1.21. Эквивалентная схема идеализированного транзистора.

транзистора показана на рис. 1.21. Каждый р-п-переход представлен в виде диода, а их взаимодействие отражено генераторами токов. Если эмиттерный р-п-переход открыт и через него протекает ток I_1 , то в цепи коллектора будет протекать ток, несколько меньший эмиттерного (из-за процесса рекомбинации в базе).

Этот ток обеспечивается на эквивалентной схеме генератором $\alpha_N I_1$ ($\alpha_N < 1$). Индекс N означает нормальное включение. Так как в общем случае возможно и инверсное включение транзистора, при котором коллекторный р-п-переход открыт, а эмиттерный смещен в обратном направлении и прямому коллекторному току I_2 соответствует эмиттерный ток $\alpha_I I_2$, в эквивалентную схему введен второй генератор тока $\alpha_I I_2$, где α_I - коэффициент передачи коллекторного тока.

Таким образом, токи эмиттера и коллектора в общем случае содержат две составляющие: инжектируемую (I_1 или I_2) и собираемую ($\alpha_I I_2$ или $\alpha_N I_1$):

$$I_{\mathcal{E}} = I_1 - \alpha_I I_2; \quad I_K = \alpha_N I_1 - I_2 \quad (1.32)$$

Эмиттерный и коллекторный р-п-переходы транзистора аналогичны р-п-переходу диода. При отдельном подключении напряжения к каждому переходу их вольт-амперная характеристика определяется так же, как и в случае диода. Однако, если к одному из р-п-переходов приложить напряжение, а выводы второго р-п-перехода замкнуть между собой накоротко, то ток, протекающий через р-п-переход, к которому приложено напряжение, увеличится из-за изменения распределения неосновных носителей заряда в базе. Выражения (1.19), (1.20) примут вид

$$I_1 = I'_{\mathcal{E}0} \left(e^{U_{\mathcal{E}Б}/\varphi_T} - 1 \right); \quad I_2 = I'_{K0} \left(e^{U_{КБ}/\varphi_T} - 1 \right), \quad (1.33)$$

где $I'_{\mathcal{E}0}$ - тепловой ток эмиттерного р-п-перехода, измеренный при замкнутых накоротко выводах базы и коллектора; I'_{K0} - тепловой ток коллекторного р-п-перехода, измеренный при замкнутых накоротко выводах базы и эмиттера.

Связь между тепловыми токами р-п-переходов I_{K0} , $I_{\mathcal{E}0}$, включенных раздельно, и тепловыми токами I'_{K0} , $I'_{\mathcal{E}0}$ получим из (1.32) и (1.33). Пусть $I_{\mathcal{E}} = 0$; тогда $I_1 = \alpha_1 I_2$ и при $U_{KB} \gg \varphi_T$ $I_2 = -I'_{K0}$. Подставив эти выражения в (1.32) для тока коллектора, получим

$$I'_{K0} = I_{K0} / (1 - \alpha_N \alpha_1).$$

Соответственно для $I'_{\mathcal{E}0}$ имеем

$$I'_{\mathcal{E}0} = I_{\mathcal{E}0} / (1 - \alpha_N \alpha_1).$$

Токи коллектора и эмиттера с учетом (1.33) примут вид

$$\begin{aligned} I_{\mathcal{E}} &= I'_{\mathcal{E}0} \left(e^{U_{\mathcal{E}B} / \varphi_T} - 1 \right) - \alpha_1 I'_{K0} \left(e^{U_{KB} / \varphi_T} - 1 \right); \\ I_K &= \alpha_N I'_{\mathcal{E}0} \left(e^{U_{\mathcal{E}B} / \varphi_T} - 1 \right) - I'_{K0} \left(e^{U_{KB} / \varphi_T} - 1 \right). \end{aligned} \quad (1.34)$$

Ток базы на основании закона Кирхгофа

$$\begin{aligned} I_B &= I_{\mathcal{E}} - I_K = (1 - \alpha_N) I'_{\mathcal{E}0} \left(e^{U_{\mathcal{E}B} / \varphi_T} - 1 \right) + \\ &+ (1 - \alpha_1) I'_{K0} \left(e^{U_{KB} / \varphi_T} - 1 \right) \end{aligned} \quad (1.35)$$

При использовании (1.32) - (1.35) следует помнить, что в полупроводниковых транзисторах в самом общем случае

$$\alpha_N I_{\mathcal{E}0} = \alpha_1 I_{K0}.$$

Решив уравнения (1.34) относительно I_K , получим

$$I_K = \alpha_N I_{\mathcal{E}} - I_{K0} \left(e^{U_{KB} / \varphi_T} - 1 \right) \quad (1.36)$$

Это уравнение описывает выходные характеристики транзистора.

Уравнения (1.34), решенные относительно $U_{\mathcal{E}B}$, дают выражение, характеризующее идеализированные входные характеристики транзистора:

$$U_{\mathcal{E}B} = \varphi_T \ln \left[I_{\mathcal{E}} / I'_{\mathcal{E}0} + 1 + \alpha_N \left(e^{U_{KB} / \varphi_T} - 1 \right) \right] \quad (1.37)$$

В реальном транзисторе кроме тепловых токов через переходы протекают токи генерации - рекомбинации, каналные токи и токи утечки. Поэтому токи I_{K0} , $I_{\mathcal{E}0}$, I'_{K0} , $I'_{\mathcal{E}0}$ как правило, неизвестны. В технических условиях на транзисторы обычно приводят значения обратных токов р-п-переходов I_{KB0} , $I_{\mathcal{E}B0}$, определенных как ток соответствующего перехода при неподключенном выводе другого перехода.

Если р-п-переход смещен в обратном направлении, то вместо теплового тока можно подставлять соответствующее этому р-п-переходу значение обратного тока, т. е. считать, что $I_{K0} \approx I_{KB0}$, и $I_{\mathcal{E}0} \approx I_{\mathcal{E}B0}$. В первом приближении это можно делать и при прямом смещении р-п-перехода. При

этом для кремниевых транзисторов вместо φ_T следует подставлять $m\varphi_T$, где коэффициент m учитывает влияние токов реального перехода, $m \approx 2$.

Уравнения (1.35) и (1.36) позволяют построить семейства входных и выходных характеристик транзистора (рис. 1.22). На выходных характеристиках (рис. 1.22, а) ясно видны две области: активного режима ($U_{KB} < 0$) и режима насыщения ($U_{KB} > 0$).

Для активного режима, когда $U_{KB} \gg \varphi_T$ и $I_{K0} \approx I_{KB0}$, выражение для коллекторного тока может быть упрощено и записано в том же виде, который был получен при логическом анализе физических процессов (1.31).

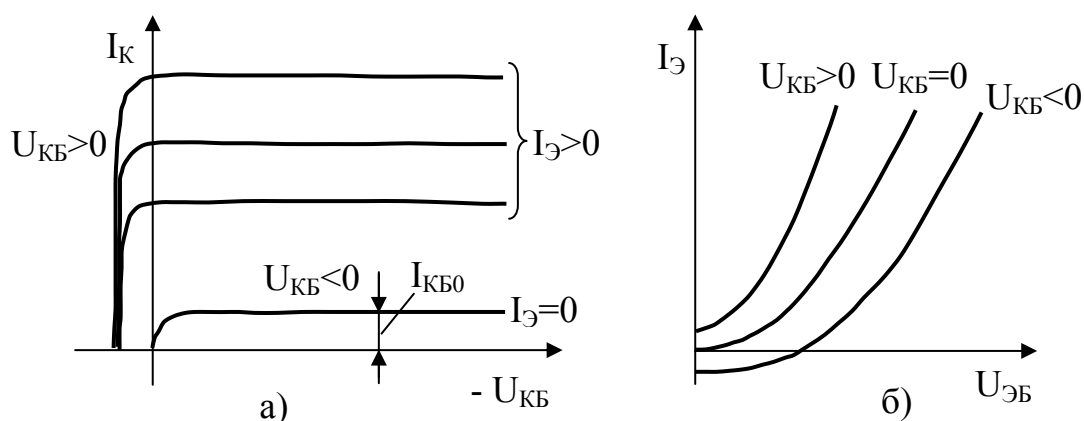


Рис. 1.22. Статические характеристики идеализированного транзистора, включенного по схеме с ОБ: а - выходные; б - входные.

Аналогично можно упростить и выражение для $U_{ЭБ}$, учитывая, что $(1 - \alpha_N) \approx 0$ и $U_{KB} \gg \varphi_T$:

$$U_{ЭБ} \approx \varphi_T \ln(I_E / I'_{Э0})$$

Таким образом, в идеализированном транзисторе ток коллектора и напряжение эмиттер-база при определенном значении тока I_E не зависят от напряжения, приложенного к коллекторному переходу. В действительности изменение напряжения U_{KB} меняет ширину базы из-за изменения размеров коллекторного перехода и соответственно изменяет градиент концентрации неосновных носителей заряда. Так, с увеличением U_{KB} ширина базы уменьшается, градиент концентрации дырок в базе и ток I_E увеличиваются. Кроме, этого, уменьшается вероятность рекомбинации дырок и увеличивается коэффициент α . Для учета этого эффекта в выражение (1.31) добавляют дополнительное слагаемое

$$I_K = \alpha I_E + I_{KB0} + (U_{KB} / r_{k \text{ диф}}) \quad (1.38)$$

где $r_{k \text{ диф}} = \frac{\partial U_{KB}}{\partial I_K} \Big|_{I_E = \text{const}}$ - дифференциальное сопротивление

запертого коллекторного p-n-перехода.

Влияние напряжения $U_{КБ}$ на ток $I_{Э}$ оценивается с помощью коэффициента обратной связи по напряжению

$$\mu_{КЭ} = - \frac{dU_{ЭБ}}{dU_{КБ}} \Big|_{I_{Э} = const},$$

который показывает, во сколько раз следует изменять напряжение $U_{КБ}$ для получения такого же изменения тока $I_{Э}$, какое дает изменение напряжения $U_{ЭБ}$. Знак минус означает, что для обеспечения $I_{Э} = const$ приращения напряжений должны иметь противоположную полярность. Коэффициент $\mu_{КЭ}$ достаточно мал ($\mu_{КЭ} \approx 10^{-4} \div 10^{-5}$), поэтому при практических расчетах влиянием коллекторного напряжения на эмиттерное можно пренебречь.

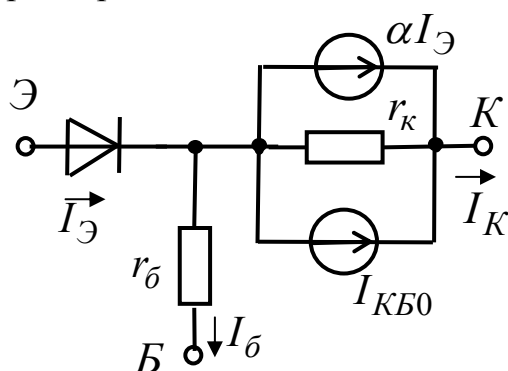


Рис. 1.23. Эквивалентная схема для постоянного тока транзистора типа р-п-р, включенного по схеме с ОБ.

Эквивалентная схема реального транзистора для постоянного тока приведена на рис. 1.23. В ней учтено омическое сопротивление базы $r'_б$ и дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_{к.диф}$. Последнее достаточно велико, как правило, больше 10^6 Ом, поэтому его целесообразно учитывать только в случаях, когда в цепь коллектора включены большие сопротивления (больше десятков - сотен кОм). Омические сопротивления областей

эмиттера и коллектора достаточно малы (от долей до нескольких Ом), поэтому их можно не учитывать. Омическое сопротивление базы может достигать значения 100 - 200 Ом, и поэтому в общем случае им пренебрегать нельзя.

Инерционные свойства транзистора. При быстрых изменениях входного сигнала, например $I_{Э}$, проявляются инерционные свойства транзистора. Они обусловлены конечным временем «пролета» носителей заряда через область базы; временем, необходимым на перезарядку емкостей эмиттерного и коллекторного переходов и на установление необходимых концентраций носителей зарядов. В итоге выходной сигнал (ток $I_{К}$) будет иметь искаженную форму. Если у транзистора, работающего в активной области, скачком изменить ток на $\Delta I_{Э}$ (рис. 1.24, а), то $I_{К}$ вначале практически не меняется, а затем начинает нарастать до установившегося значения по сложному закону, увеличиваясь на $\Delta I_{К}$ (рис. 1.24, б).

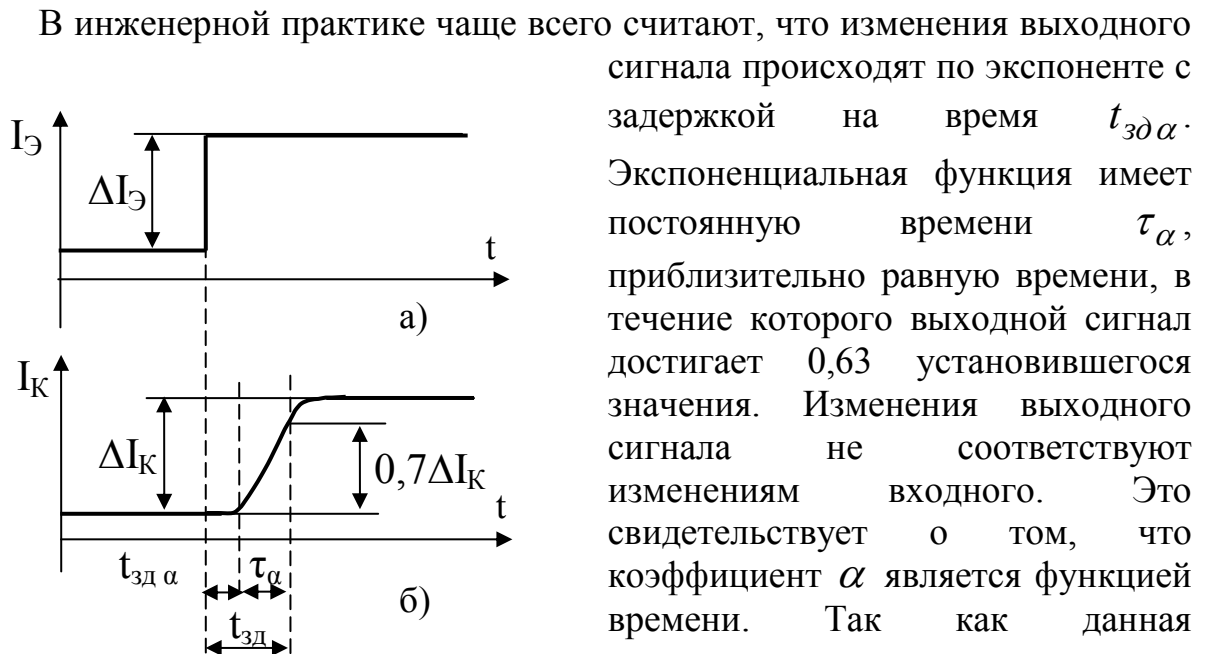


Рис. 1.24. Диаграмма изменения токов эмиттера (а) и коллектора (б)

считают, что в операторном виде изменение сигнала происходит в соответствии с выражением

$$\alpha_p(p) = \alpha_0 / (1 + p\tau_\alpha) \quad (1.39)$$

где α_0 - статическое значение коэффициента передачи эмиттерного тока; p - оператор Лапласа.

Постоянная времени τ_α определяется как

$$\tau_\alpha = 1/\omega_\alpha$$

Здесь ω_α - предельная частота, на которой коэффициент α становится равным 0,7 своего статического значения (уменьшается на 3 дБ).

При необходимости учесть время задержки (1.39) несколько усложняют, вводя в числитель функцию $e^{-pt_{зд\alpha}}$:

$$\alpha_p(p) = \alpha_0 e^{-pt_{зд\alpha}} / (1 + p\tau_\alpha)$$

Три схемы включения транзистора. В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входного и выходного сигналов, различают три схемы включения транзистора (рис. 1.25): с общей базой (ОБ); с общим эмиттером (ОЭ); с общим коллектором (ОК).

В этих схемах источники постоянного напряжения и резисторы обеспечивают режимы работы транзисторов по постоянному току, т. е. необходимые значения напряжений и начальных токов. Входные сигналы переменного тока создаются источниками $U_{вх}$. Выходными напряжениями $U_{вых}$ являются переменные составляющие напряжений на резисторах R_k и R_ε .

Для удобства и упрощения расчетов в справочниках приводят статические входные и выходные характеристики для схем включения с ОБ и ОЭ. Входные характеристики для схем с ОБ связывают ток и напряжение на эмиттере относительно базы при постоянном значении напряжения на коллекторе (см. рис. 1.25, а). Выходные характеристики связывают ток и напряжение на коллекторе при постоянном значении тока эмиттера для схемы с ОБ (см. рис. 1.25,а).

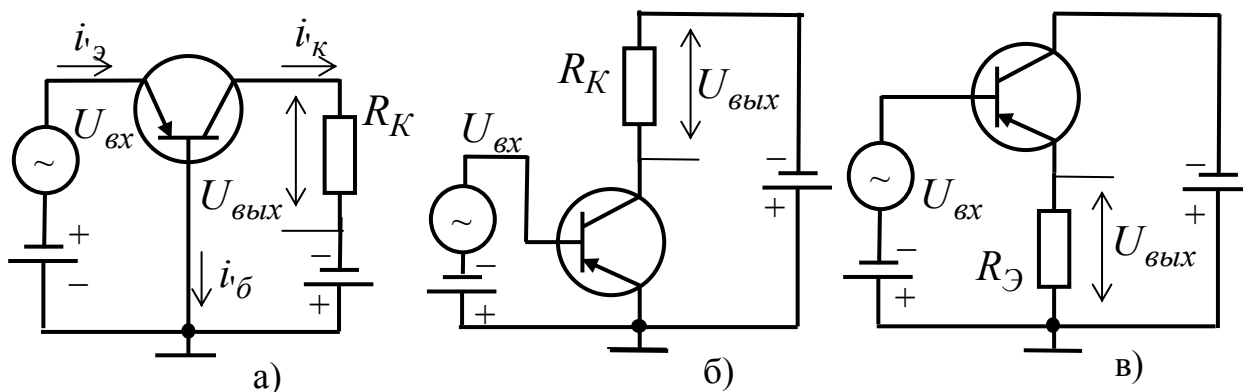


Рис. 1.25. Включение транзистора по схеме с общей базой (а), с общим эмиттером (б), с общим коллектором (в).

В цепях, где транзистор включен по схеме с ОЭ или ОК, удобно пользоваться не коэффициентом передачи эмиттерного тока α , а коэффициентом передачи базового тока β . Это обусловлено тем, что в подобных случаях обычно задается изменение тока базы. Найдем связь между коэффициентами α и β . Для этого используем уравнение (1.38) и уравнение токов электродов транзистора, полученное на основе закона Кирхгофа:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}} \quad (1.40)$$

После подстановки (1.40) в уравнение (1.38) получим выражение:

$$I_{\text{К}} = \alpha(I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}) + I_{\text{КБ0}} + (U_{\text{КБ}}/r_{\text{к диф}}),$$

решив которое относительно $I_{\text{К}}$ имеем

$$I_{\text{К}} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_{\text{Б}} + \frac{I_{\text{КБ0}}}{1-\alpha} + \frac{U_{\text{КБ}}}{r_{\text{к диф}}(1-\alpha)} \quad \text{или}$$

$$I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}} + I_{\text{К0}}^* + U_{\text{КБ}}/r_{\text{к диф}}^* \quad (1.41)$$

где $\beta = \alpha/(1-\alpha)$; $I_{\text{К0}}^* = I_{\text{КБ0}}(1+\beta)$; $r_{\text{к диф}}^* = r_{\text{к диф}}/(1+\beta)$; $I_{\text{К0}}^*$ - обратный ток коллекторного перехода при $I_{\text{Б}} = 0$.

Так как $\alpha \approx (0,95 \div 0,995)$, то $\beta \gg 1$. У транзисторов, выпускаемых промышленностью, $\beta \approx 20 \div 300$. Падение напряжения на эмиттерном переходе в активном режиме составляет доли вольт, в то время как $U_{\text{КБ}}$ - несколько вольт. Поэтому в большинстве случаев справедливо допущение,

что $U_{КЭ} \approx U_{КБ}$, с учетом которого уравнение коллекторного тока (1.38) примет вид

$$I_K = \beta I_B + I_{K0}^* + U_{КЭ} / r_{к\text{диф}}^* \quad (1.42)$$

Следует обратить внимание на то, что в схеме с ОЭ влияние тока $I_{КБ0}$ и сопротивления $r_{к\text{диф}}$ на коллекторный ток увеличивается в $1 + \beta$ раз по сравнению со схемой с ОБ.

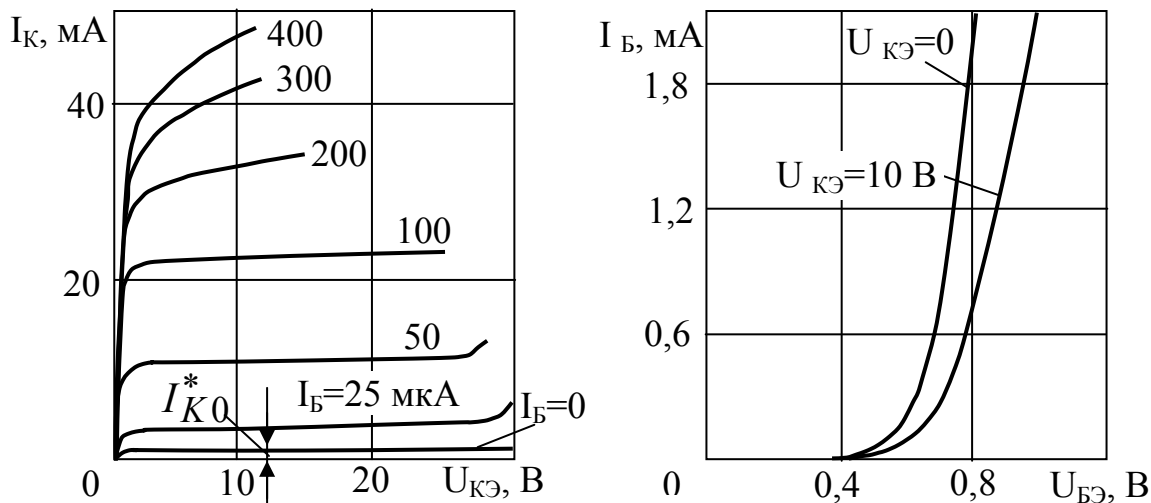


Рис. 1.26. Выходные (а) и входные (б) характеристики транзистора для схемы с ОЭ.

Коллекторный ток $I_K = I_{КБ0}$ получается, если $I_B = -I_{КБ0}$. Следовательно, в диапазоне от $I_B = 0$ до $I_B = -I_{КБ0}$ транзистор управляется «отрицательным» входным током.

Семейства входных и выходных характеристик транзистора, включенного по схеме с ОЭ, приведены на рис. 1.26.

Упрощенная эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме с

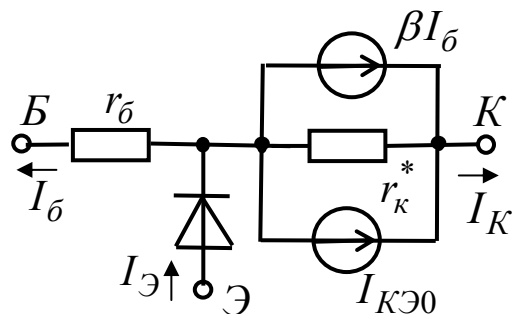


Рис. 1.27. Упрощенная эквивалентная схема для постоянного тока транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

ОЭ для постоянного тока, показана на рис. 1.27. Она построена в соответствии с рассмотренными ранее физическими процессами, протекающими в транзисторе, и уравнением коллекторного тока (1.42).

Коэффициенты β и α зависят от тока, протекающего через транзистор, причем эта зависимость во многом определяется технологией, по которой изготовлен конкретный транзистор, и обусловлена процессами рекомбинации в области р-п-перехода, в базе и приповерхностных областях у эмиттерного перехода.

Для инженерных расчетов применяют различные упрощенные аппроксимации зависимости β от тока:

Для инженерных расчетов применяют различные упрощенные аппроксимации зависимости β от тока:

$$\beta = \beta_1 \sqrt{I_K / I_{K1}} \approx \beta_1 \sqrt{I_{\mathcal{E}} / I_{\mathcal{E}1}};$$

$$\beta = \beta_1 \sqrt[3]{I_K / I_{K1}}; \quad \beta = \beta_1 \sqrt[6]{I_{\mathcal{E}} / I_{\mathcal{E}1}},$$

где β_1 - коэффициент передачи тока I_{K1} .

Последнюю аппроксимацию целесообразно применять для расчета β современных микро мощных транзисторов в диапазоне токов $10^{-6} \div 10^{-3}$ А. При этом погрешность расчета находится в пределах 5-20%. Коэффициент α значительно меньше зависит от режима работы транзистора. Коэффициенты передачи эмиттерного и базового токов увеличиваются при повышении температуры окружающей среды.

Зависимость коэффициентов α и β от режима работы приводит к тому, что дифференциальные коэффициенты передачи эмиттерного и базового токов

$$\alpha = \left. \frac{dI_K}{dI_{\mathcal{E}}} \right|_{U_{KB} = const}; \quad \beta = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_{K\mathcal{E}} = const}$$

не равны соответствующим интегральным коэффициентам передачи, определенным из упрощенных уравнений коллекторного тока:

$$\bar{\alpha} = (I_K - I_{KB0}) / I_{\mathcal{E}};$$

$$\bar{\beta} \approx (I_K - I_{K0}^*) / I_B = (I_K - I_{KB0}) / (I_B + I_{KB0})$$

Поэтому при более строгом подходе учитывают различие между дифференциальным и интегральным коэффициентами передачи токов. Найдем связь между этими коэффициентами, для чего продифференцируем упрощенное выражение для коллекторного тока $I_K = \bar{\alpha} I_{\mathcal{E}} + I_{KB0}$ по току $I_{\mathcal{E}}$:

$$\frac{dI_K}{dI_{\mathcal{E}}} = \bar{\alpha} + I_{\mathcal{E}} \frac{d\bar{\alpha}}{dI_{\mathcal{E}}}$$

Но $dI_K / dI_{\mathcal{E}}$ по определению есть дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока и, следовательно,

$$\alpha = \bar{\alpha} + I_{\mathcal{E}} \frac{d\bar{\alpha}}{dI_{\mathcal{E}}}. \quad (1.43)$$

Аналогично находят дифференциальный коэффициент передачи базового тока:

$$\beta = \bar{\beta} + (I_{KB0} + I_B) \frac{d\bar{\beta}}{dI_B} \quad (1.44)$$

Из (1.43) и (1.44) видно, что дифференциальные коэффициенты передачи базового и эмиттерного токов могут быть больше, меньше или равны интегральному коэффициенту. Последнее будет в случае, если

пренебречь зависимостями $\alpha(I_{\mathcal{E}})$, $\beta(I_{\mathcal{B}})$. В дальнейшем эти зависимости будем учитывать только в специальных случаях.

Инерционные свойства коэффициента β находят путем подстановки в выражение $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$ изображения $\alpha(p)$. После преобразований имеем

$$\beta(p) = \beta_0 / (1 + p\tau_{\beta}) \quad (1.45)$$

где $\tau_{\beta} = (1 + \beta)\tau_{\alpha} = (1 + \beta)/\omega_{\alpha} = 1/\omega_{\beta}$; β_0 - коэффициент передачи базового тока в области низких частот; ω_{β} - предельная частота при включении транзистора по схеме с ОЭ.

Видно, что частотные свойства транзистора, включенного по схеме с ОЭ, значительно хуже, чем при включении по схеме с ОБ, и $\tau_{\beta} \gg \tau_{\alpha}$, а $\omega_{\beta} \ll \omega_{\alpha}$.

В ряде случаев частотные свойства транзисторов характеризуют не предельными частотами ω_{α} , ω_{β} , на которых модуль коэффициентов передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, а так называемой граничной частотой ω_{cp} , на которой модуль коэффициента передачи тока базы $|\beta(j\omega)|$ становится равным единице. Найдем ω_{cp} . Так как

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_{\beta})^2}},$$

то при $\omega/\omega_{\beta} \gg 1$

$$|\beta(j\omega)| \approx \frac{\beta_0}{\omega/\omega_{\beta}},$$

Если $\omega = \omega_{cp}$, то $|\beta(j\omega)| = 1$, и, следовательно,

$$\omega_{cp} \approx \beta_0 \omega_{\beta} = \beta_0 / \tau_{\beta} \quad (1.46)$$

Приведенные эквивалентные схемы транзистора предназначены для расчетов на постоянном токе, когда требуется выбрать положение рабочих точек, обеспечивающих работоспособность устройства (так называемый режим большого сигнала).

При анализе усилительных свойств устройств, работоспособность которых уже обеспечена выбором необходимых токов и напряжений, используют эквивалентные схемы для переменного тока, показанные на рис. 1.28, а, б. Так как значения напряжений и токов переменного сигнала обычно значительно меньше, чем постоянного, то параметры транзистора для переменного тока, а также эквивалентную схему часто называют малосигнальными.

Все сопротивления, входящие в эквивалентные схемы, - дифференциальные, за исключением омического сопротивления базы r'_b .

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода $r_{\text{э диф}}$ определяется как

$$r_{\text{э диф}} = \frac{dU_{\text{ЭБ}}}{dI_{\text{Э}}} \approx \frac{\varphi_T}{I_{\text{Э}}} \Big|_{U_{\text{КБ}} = \text{const}}$$

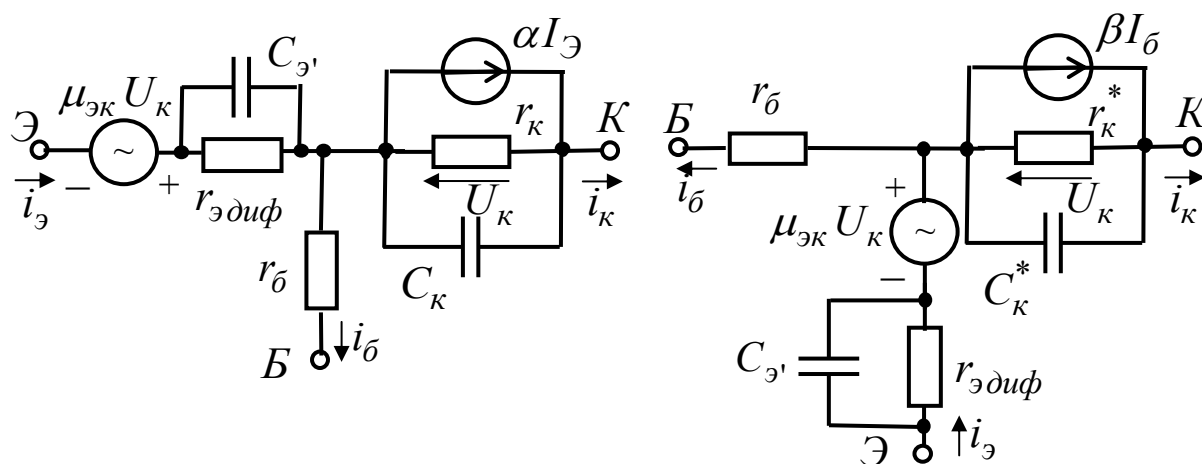


Рис. 1.28. Малосигнальные схемы транзистора при эмиттерном управлении (схема с ОБ) (а) и базовом управлении (схема с ОЭ) (б).

Емкости эмиттерного и коллекторного переходов определяются с помощью тех же выражений, что и для диодов и р-п-переходов. Причем емкость C_K в схеме с ОЭ увеличивается в $1 + \beta$ раз. Это вытекает из уравнения (1.42), полученного для коллекторного тока транзистора в схеме с ОЭ. Действительно, при учете емкости запертого коллекторного перехода его сопротивление для переменного тока определяется эквивалентным сопротивлением Z_K включенных параллельно сопротивлений $r_{\text{к диф}}$ и $1/(j\omega C_K)$:

$$Z_K = r_{\text{к диф}} \parallel 1/(j\omega C_K).$$

В схеме с ОЭ сопротивление Z_K уменьшается в $1 + \beta$ раз (так же, как это было показано для $r_{\text{к диф}}$):

$$Z_K^* = \frac{Z_K}{1 + \beta} = \frac{r_{\text{к диф}} \parallel 1/j\omega C_K}{1 + \beta} = \frac{r_{\text{к диф}}}{1 + \beta} \parallel \frac{1}{j\omega C_K(1 + \beta)} \quad (1.47)$$

Следовательно, в схеме с ОЭ

$$C_K^* = C_K(1 + \beta).$$

Кроме рассмотренного активного режима транзистор может работать в режимах отсечки и насыщения. В режиме отсечки оба перехода транзистора смещены приложенными напряжениями в обратном, а в режиме насыщения - в прямом направлении. В первом случае транзистор закрыт и через

электроды его протекают малые токи. Во втором случае падения напряжения на транзисторе малы (доли вольт) и токи через его электроды определяются параметрами внешней цепи. Эти режимы характерны для цепей импульсного действия и подробно рассмотрены в главе 3.

При работе транзисторов, в них возникают шумы, которые могут быть обусловлены: неодинаковым числом электронов и дырок, проходящих через переход в единицу времени (высокочастотные дробовые шумы); тепловым шумом сопротивлений эмиттера, базы и коллектора (тепловые шумы); поверхностными явлениями у переходов (низкочастотные шумы); флуктуациями концентраций подвижных носителей заряда из-за нерегулярности процесса рекомбинаций (низкочастотные рекомбинационные шумы).

Величина шумов транзистора количественно оценивается коэффициентом шумов

$$K_{ш} = U_{ш}^2 / U_{ш0}^2 \text{ или}$$

$$K_{ш} = 10 \lg(U_{ш}^2 / U_{ш0}^2) = 10 \lg K_{ш}$$

где $U_{ш0}$ - напряжение тепловых шумов источника сигнала, подключенного ко входу транзистора; $U_{ш}$ - напряжение, которое нужно ввести во входную цепь «нешумящего» транзистора для получения в выходной цепи напряжения, равного напряжению шумов.

h-параметры транзисторов. При любой схеме включения транзистор

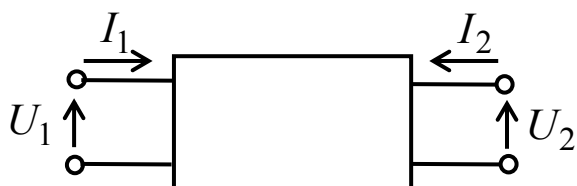


Рис. 1.29. Схема транзистора, представленного в виде активного четырехполюсника.

может быть представлен в виде активного четырехполюсника (рис. 1.29), на входе которого действует напряжение u_1 и протекает ток i_1 , а на выходе - напряжение u_2 и ток i_2 . Для транзисторов чаще всего используются h-параметры, так как они наиболее удобны для измерений. Система уравнений, показывающая связь

напряжений и токов с h-параметрами, имеет вид

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

Физический смысл соответствующих коэффициентов следующий:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{U_2=0} - \text{входное сопротивление при коротком замыкании на}$$

выходе;

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0} - \text{коэффициент обратной связи по напряжению;}$$

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} |_{U_2=0}$ - коэффициент передачи тока при коротком замыкании

на выходе;

$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} |_{i_1=0}$ - выходная проводимость при холостом ходе на входе.

По эквивалентной схеме транзистора для переменного тока можно найти, от чего зависит каждый из коэффициентов. Для схем с ОБ и с ОЭ, например, если $C_{\text{Э}}$ и $C_{\text{К}}$ и генератор напряжения $\mu_{\text{ЭК}} u_{\text{КБ}}$ не учитывать, то

$$\begin{aligned} h_{11\text{б}} &\approx r_{\text{Эдиф}} + r'_{\text{б}} (1 - \alpha) & h_{11\text{э}} &\approx r'_{\text{б}} + r_{\text{Эдиф}} (1 + \beta) \\ h_{21\text{б}} &\approx \alpha \frac{r_{\text{кдиф}}}{r_{\text{кдиф}} + r'_{\text{б}}} \approx \alpha & h_{21\text{э}} &\approx \beta \frac{r_{\text{кдиф}}}{r_{\text{кдиф}} + r_{\text{Эдиф}}} \approx \beta \\ h_{12\text{б}} &\approx \frac{r'_{\text{б}}}{r_{\text{кдиф}} + r'_{\text{б}}} \approx \frac{r'_{\text{б}}}{r_{\text{кдиф}}} & h_{12\text{э}} &\approx (1 + \beta) \frac{r_{\text{Эдиф}}}{r_{\text{кдиф}}} \\ h_{22\text{б}} &\approx \frac{1}{r_{\text{кдиф}} + r'_{\text{б}}} \approx \frac{1}{r_{\text{кдиф}}} & h_{22\text{э}} &\approx (1 + \beta) \frac{1}{r_{\text{кдиф}}} \end{aligned} \quad (1.48)$$

В выражениях (1.48) учтено, что сопротивление базы у реальных транзисторов достигает порядка сотен Ом. Значения сопротивления $r_{\text{кдиф}}$ находятся в пределах долей-десятков МОм, $\alpha \approx 0,95 \div 0,995$.

Значения коэффициентов h можно определить также с помощью эквивалентной схемы для постоянного тока. Однако наиболее часто представляют интерес только $h_{21\text{э}}$ и $h_{21\text{б}}$:

$$h_{21\text{б}} \approx (I_{\text{К}} - I_{\text{КБ0}}) / I_{\text{Э}} = \bar{\alpha};$$

$$h_{21\text{э}} = (I_{\text{К}} - I_{\text{КБ0}}) / (I_{\text{Б}} + I_{\text{КБ0}}) = \bar{\beta}$$

они равны интегральным коэффициентам передачи эмиттерного и базового токов.

Для транзисторов в соответствии с ГОСТ 20003-74 задают не коэффициенты α , β , а равные им в первом приближении параметры $h_{21\text{э}}$ и $h_{21\text{б}}$. При анализе цепей с биполярными транзисторами в дальнейшем будем использовать параметры транзистора, выраженные через коэффициенты четырехполюсника. Коэффициенты α , β будем привлекать лишь для объяснения физических особенностей работы различных полупроводниковых приборов.

Основные параметры биполярных транзисторов:

коэффициенты передачи эмиттерного и базового тока (дифференциальные коэффициенты передачи)

$$h_{21\varepsilon} = \frac{dI_K}{dI_B} \Big|_{U_{K\varepsilon} = \text{const}}; \quad h_{21\bar{\varepsilon}} = \frac{dI_K}{dI_{\varepsilon}} \Big|_{U_{K\bar{\varepsilon}} = \text{const}};$$

дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_{\varepsilon \text{ диф}} = \frac{dU_B}{dI_B} \Big|_{U_{K\varepsilon} = \text{const}};$$

обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении

$$I_{KB0} = I_K \Big|_{I_{\varepsilon} = 0; U_{K\bar{\varepsilon}} < 0}$$

объемное, сопротивление базы биполярного транзистора r'_b ;

коэффициент внутренней обратной связи по напряжению h_{12} ;

выходная проводимость h_{22} или дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$$r_{k \text{ диф}} = \frac{1}{h_{22\bar{\varepsilon}}} = \frac{dU_{K\bar{\varepsilon}}}{dI_K} \Big|_{I_{\varepsilon} = \text{const}};$$

максимально допустимый ток коллектора $I_{K \text{ max}}$;

наибольшая мощность рассеяния коллектором $P_{K \text{ max}}$;

емкость коллекторного перехода C_K ;

тепловое сопротивление между коллектором транзистора и корпусом $R_T = \Delta T / P_{K \text{ max}}$, где ΔT - перепад температур между коллекторным переходом и корпусом,

предельная частота усиления $f_{h_{21\bar{\varepsilon}}} = f_{\alpha}$ или $f_{h_{21\varepsilon}} = f_{\beta}$, на которой коэффициент передачи тока уменьшается до 0,7 своего статического значения:

часто вместо предельной задают граничную частоту коэффициента передачи в схеме с ОЭ f_{cp} , когда $h_{21\varepsilon} = \beta \rightarrow 1$;

максимальная частота генерации $f_{\text{max}} \approx \sqrt{f_{\alpha} / (30r'_b C_K)}$ - это наибольшая частота, при которой транзистор может работать в схеме автогенератора. Ориентировочно можно считать, что на этой частоте коэффициент усиления транзистора по мощности равен единице.

Обозначения биполярных транзисторов в соответствии с ГОСТ 10862-72 состоят из шести элементов. Первый элемент - буква, указывающая исходный материал: Г - германий, К - кремний. Для транзисторов специального назначения первый элемент цифра 1 - германий, 2 - кремний. Второй элемент - буква Т. Третий элемент - число, присваиваемое в зависимости от назначения транзистора. Четвертый и пятый элементы - цифра, означающая порядковый номер разработки. Шестой элемент - буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов. Например; ГТ108А, 2Т144А, КТ602А и т. д.

1.7. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы - это полупроводниковые приборы, работа которых основана на модуляции сопротивления полупроводникового материала поперечным электрическим полем.

Полевые транзисторы бывают двух видов: с управляющим р-п-переходом и со структурой металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-транзисторы).

Транзистор с управляющим р-п-переходом (рис. 1.30) - это трехполюсный прибор, электроды которого называют соответственно истоком, стоком, затвором. Конструктивно он представляет собой р-п-переход, смещенный в обратном направлении. Вдоль базы транзистора, называемой каналом, между электродами стока и истока протекает ток основных носителей.

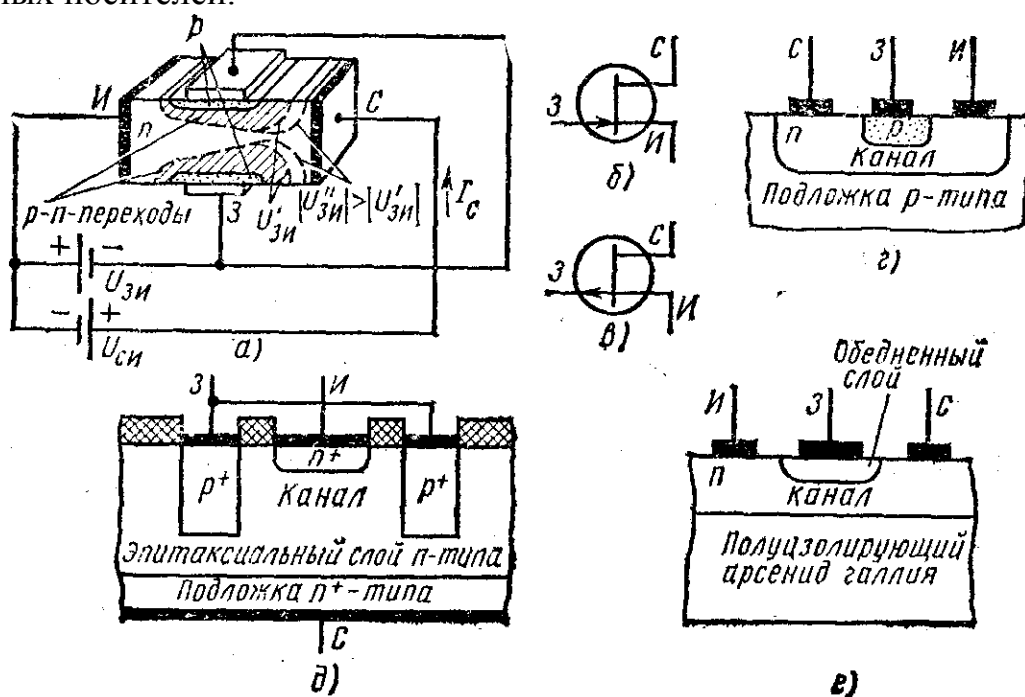


Рис. 1.30. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим р-п-переходом (а); условные обозначения транзистора, имеющего канал n-типа (б) и р-типа (в); типовые структуры (г, д); структура транзистора с повышенным быстродействием (е).

Истоком называют электрод, от которого начинают движение основные носители заряда в канале.

Стоком называют электрод, к которому движутся основные носители заряда. Электрод, к которому прикладывается управляющее напряжение, называют затвором.

Работа полевого транзистора с управляющим р-п-переходом основана на изменении сопротивления канала за счет изменения ширины области р-п-перехода, обедненной носителями заряда, которое происходит под действием обратного напряжения, приложенного к нему. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим р-п-переходом приведена на рис. 1.30,

а. Условные обозначения даны на рис.1.30,б,в, а структуры выпускаемых промышленностью полевых транзисторов - на рис. 1.30, г, д, е.

Если в пластинке полупроводника, например n-типа, созданы зоны с электропроводностью р-типа, то при подаче на электрически соединенные слои р-типа и полупроводник n-типа напряжения, смещающего переходы в обратном направлении, образуются области, обедненные основными носителями заряда. Сопротивление полупроводника между электродами истока и стока увеличивается, так как ток проходит только по узкому каналу между переходами. Изменение напряжения затвор—исток приводит к изменению размеров зоны объемного заряда (размеров р-п-перехода), т. е. к изменению сопротивления. Канал может быть почти полностью перекрыт и тогда сопротивление между истоком и стоком будет очень высоким (единицы—десятки МОм).

Напряжение между затвором и истоком, при котором ток стока достигает заданного низкого значения ($I_C \rightarrow 0$), называют напряжением отсечки полевого транзистора $U_{ЗИотс}$. Строго говоря, при напряжении отсечки транзистор должен закрываться полностью, но наличие утечек и сложность измерения особо малых токов заставляют считать напряжением отсечки то напряжение, при котором ток достигает определенного малого значения. Поэтому в технических условиях на транзистор указывают, при каком токе стока произведено измерение $U_{ЗИотс}$.

Ширина р-п-перехода зависит также от тока, протекающего через канал. Если $U_{СИ} \neq 0$, то ток I_C , протекающий через транзистор, создаст по длине последнего падение напряжения, которое оказывается запирающим для перехода затвор-канал. Это приводит к увеличению ширины р-п-перехода и соответственно к уменьшению сечения и проводимости канала. Причем ширина р-п-перехода увеличивается по мере приближения к области стока (рис. 1.30, а), где будет иметь место наибольшее падение напряжения, вызванное током I_C на сопротивлении канала $R_{СИ}$. Так, если считать, что сопротивление транзистора определяется только сопротивлением канала, то у края р-п-перехода, обращенного к истоку, будет действовать напряжение $U_{ЗИ}$, а у края, обращенного к стоку, - напряжение $|U_{ЗИ}| + U_{СИ}$. При малых значениях напряжения $U_{СИ}$ и малом токе I_C транзистор ведет себя как линейное сопротивление. Увеличение $U_{СИ}$ приводит к почти линейному возрастанию I_C , а уменьшение $U_{СИ}$ — к соответствующему уменьшению I_C . По мере роста $U_{СИ}$ характеристика $I_C = f(U_{СИ})$ все сильнее отклоняется от линейной, что связано с сужением канала у стокового вывода. При определенном значении тока наступает так называемый режим насыщения (рис. 1.31, а), который характеризуется тем, что с увеличением $U_{СИ}$ ток I_C меняется незначительно. Это происходит потому, что при

большом напряжении $U_{СИ}$ канал у стока стягивается в узкую горловину и наступает своеобразное динамическое равновесие, при котором увеличение $U_{СИ}$ и рост тока I_C вызывают дальнейшее сужение канала и соответственно уменьшение тока I_C . В итоге последний остается почти постоянным. Напряжение, при котором наступает режим насыщения, называется напряжением насыщения.

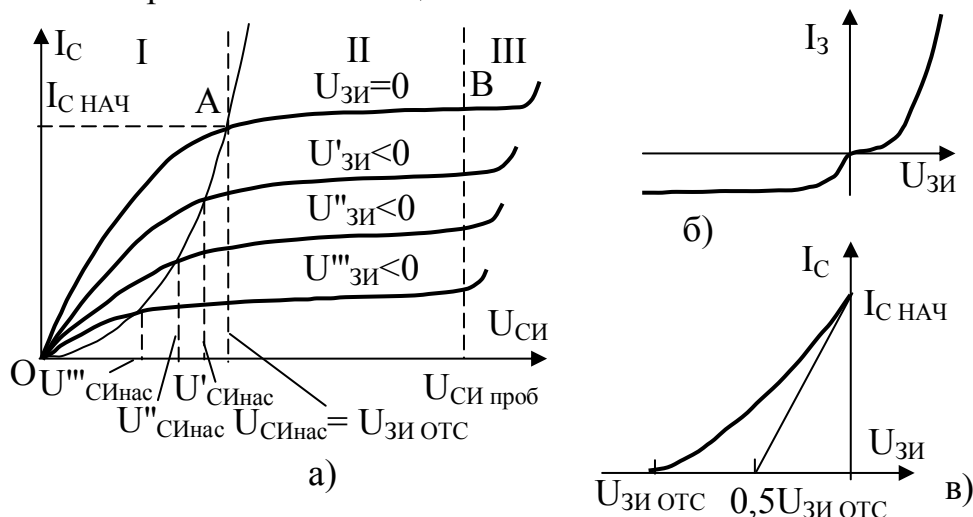


Рис. 1.31. Выходные характеристики полевого транзистора с управляющим р-п-переходом (а); его входная характеристика (б) и характеристика передачи (стокзатворная) (в): I - крутая область; II - пологая область или область насыщения; III - область пробоя

Оно, как видно из рис. 1.31,а, меняется при изменении напряжения $U_{ЗИ}$. Поскольку влияние $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$ на ширину канала у стокового вывода практически одинаково, то

$$U_{ЗИотс} |_{U_{СИ} < U_{СИнас}} = U_{СИнас} |_{U_{ЗИ} = 0};$$

$$U_{СИнас} |_{U_{ЗИ} \neq 0} = |U_{ЗИотс}| - |U_{ЗИ}|.$$

Итак, напряжение отсечки, определенное при малом напряжении $U_{СИ} < U_{СИнас}$, численно равно напряжению насыщения при $U_{ЗИ} = 0$, а напряжение насыщения при определенном напряжении на затворе $U_{ЗИ}$ равно разности напряжения отсечки и напряжения затвор-исток.

При значительном увеличении напряжения $U_{СИ}$ у стокового конца наблюдается пробой р-п-перехода.

В выходных характеристиках полевого транзистора можно выделить две рабочие области: ОА и АВ. Область ОА называют крутой областью характеристики; область АВ — пологой или областью насыщения. В крутой области транзистор может быть использован как омическое управляемое сопротивление. В усилительных каскадах транзистор работает на пологом участке характеристики.

Входная характеристика полевого транзистора с управляющим р-п-переходом (рис. 1.31, б) представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики р-п-перехода. Хотя ток затвора несколько меняется при изменении напряжения $U_{СИ}$ и достигает наибольшего значения при условии короткого замыкания выводов истока и стока (ток утечки затвора $I_{Зут}$), им в большинстве случаев можно пренебречь. Изменение напряжения $U_{ЗИ}$ не вызывает существенных изменений тока затвора, что характерно для обратного тока р-п-перехода.

При работе в пологой области вольт-амперной характеристики ток стока при заданном напряжении $U_{ЗИ}$ определяется из выражения

$$I_C = I_{Снач} \left(1 - U_{ЗИ} / U_{ЗИотс}\right)^2 \quad (1.49)$$

где $I_{Снач}$ — начальный ток стока, под которым понимают ток при $U_{ЗИ} = 0$ и напряжении на стоке, превышающем напряжение насыщения: $|U_{СИ}| > |U_{СИнас}|$.

Так как управление полевым транзистором осуществляется напряжением, то для количественной оценки управляющего действия затвора используют крутизну характеристики:

$$S = \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} \Big|_{U_{СИ} = const} \quad (1.50)$$

Крутизна характеристики достигает максимального значения $S_{нач}$ при $U_{ЗИ} = 0$. Для определения значения крутизны S транзистора при любом напряжении $U_{ЗИ}$ продифференцируем выражение (1.49):

$$\frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = \frac{2I_{Снач}}{U_{ЗИотс}} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИотс}}\right). \quad (1.51)$$

При напряжении $U_{ЗИ} = 0$ выражение (1.51) примет вид

$$\frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = S_{нач} = \frac{2I_{Снач}}{U_{ЗИотс}} \quad (1.52)$$

Подставив (1.52) в выражение (1.51), получим

$$S = S_{нач} \left(1 - U_{ЗИ} / U_{ЗИотс}\right).$$

Таким образом, крутизна характеристики полевого транзистора уменьшается при увеличении напряжения, приложенного к его затвору.

Начальное значение крутизны характеристики можно определить графо-аналитическим способом. Для этого проведем касательную из точки $U_{ЗИ} = 0$ к стокзатворной характеристике (рис. 1.31, в). Она отсечет на оси напряжений отрезок $0,5U_{ЗИотс}$. Ее наклон определит значение $S_{нач}$.

Усилительные свойства полевых транзисторов характеризуются коэффициентом усиления

$$\mu = - \frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}} \Big|_{I_C = const}, \quad (1.53)$$

который связан с крутизной характеристики и внутренним сопротивлением уравнением $\mu = SR_{СИдиф}$,

где $R_{СИдиф} = \frac{dU_{СИ}}{dI_C} \Big|_{U_{ЗИ} = const}$ - дифференциальное внутреннее

сопротивление транзистора.

Действительно, в общем случае $I_C = f(U_{СИ}, U_{ЗИ})$, и

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U} dU + \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} dU_{ЗИ} = \frac{1}{R_{СИдиф}} dU_{СИ} + S dU_{ЗИ}$$

Если при одновременном изменении $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ $I_C = const$, то $dI_C = 0$, откуда

$$- \frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}} = \mu = SR_{СИдиф}.$$

Так же как и у биполярных транзисторов, у полевых транзисторов различают режимы большого и малого сигнала. Режим большого сигнала чаще всего рассчитывают с помощью входных и выходных характеристик транзистора. Для анализа режима малого сигнала широко применяют малосигнальные эквивалентные схемы (рис. 1.32, а, б, в) (транзистор с каналом р-типа). Так как сопротивления закрытых переходов $R_{ЗС}$, $R_{ЗИ}$ в кремниевых полевых транзисторах велики (десятки—сотни МОм), их в большинстве случаев можно не учитывать. Для практических расчетов наиболее удобна эквивалентная схема, показанная на рис. 1.32, в, хотя она значительно хуже отражает действительные физические процессы, протекающие в рассматриваемых транзисторах.

Все емкости затвора на схеме заменены одной эквивалентной емкостью C_3 , которая заряжается через усредненное эквивалентное сопротивление R_K . Можно считать, что R_K равно статическому сопротивлению $R_{СИотк}$ в крутой области характеристик. $R_{СИотк}$ - сопротивление между стоком и истоком в открытом состоянии транзистора при заданном напряжении сток—исток, меньшем напряжения насыщения. Сопротивление затвора (омическое) отражено эквивалентным сопротивлением R_3 , которое ввиду его большого значения (десятки-сотни МОм) можно не учитывать.

Типовые значения параметров кремниевых транзисторов, входящих в эквивалентную схему: $S = 0,3 \div 3$ мА/В; $R_3 = 10^{10}$ Ом; $R_{СИ\text{диф}} = 0,1 \div 1$ МОм; $R_K = 50 \div 800$ Ом; $C_3 = 0,2 \div 10$ пФ.

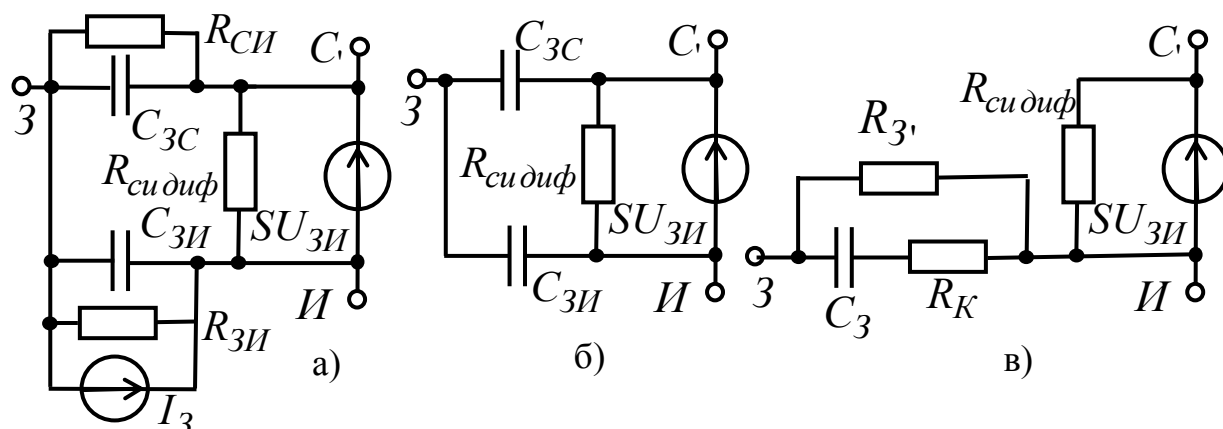


Рис. 1.32. Полная (а), упрощенная (б) и модифицированная (в) эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим р-п-переходом: $R_{СИ\text{диф}}$ - дифференциальное сопротивление канала; I_3 - ток затвора (запертого р-п-перехода); $C_{3И}$, $C_{3С}$, $C_{СИ}$ - емкости между соответствующими электродами; $R_{3С}$, $R_{3И}$ - сопротивления перехода между затвором и соответственно стоком и истоком; эквивалентная емкость затвора $C_3 \approx C_{3С} + C_{3И}$; R_K - эквивалентное сопротивление, через которое заряжается емкость C_3 ; R_3 - усредненное эквивалентное сопротивление затвора.

Наличие емкостей у полевого транзистора, а также конечная скорость движения носителей заряда в канале определяют наличие инерционных свойств. Инерционность транзистора в первом приближении учитывают путем введения операторной крутизны характеристики

$$S(p) = S / (1 + p\tau_3),$$

где $\tau_3 \approx R_K C_3$; $\tau_3 = 1/\omega_3$ - предельная частота, определенная на уровне 0,7 статического значения крутизны характеристики.

При изменении температуры параметры и характеристики полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом изменяются из-за воздействия следующих факторов: изменения обратного тока закрытого р-п-перехода; изменения контактной разности потенциалов р-п-перехода; изменения удельного сопротивления канала.

Обратный ток закрытого р-п-перехода возрастает по экспоненциальному закону при увеличении температуры. Ориентировочно можно считать, что он удваивается при увеличении температуры на 6-8° С. Если в цепи затвора транзистора стоит большое внешнее сопротивление, то падение напряжения на нем, вызванное изменившимся током, может существенно изменить напряжение на затворе.

Контактная разность потенциалов уменьшается при увеличении температуры приблизительно на 2,2 мВ/град. При неизменном напряжении на затворе это приводит к увеличению тока стока. Для транзисторов с низким напряжением отсечки $U_{ЗИотс}$ этот эффект является преобладающим и изменения тока стока будут иметь положительные значения.

Поскольку температурный коэффициент, характеризующий изменение удельного сопротивления канала, положителен, то ток стока при росте температуры уменьшается. Это открывает возможность правильным выбором положения рабочей точки транзистора взаимно компенсировать изменения тока I_C , вызванные изменением контактной разности потенциалов и удельного сопротивления канала. В итоге ток стока будет почти постоянным в широком диапазоне температур.

Рабочую точку, в которой изменение тока стока с изменением температуры имеет минимальное значение, называют термостабильной точкой. Ее ориентировочное положение может быть найдено из уравнения

$$U_{ЗИТ} = U_{ЗИотс} - U_1 \quad (1.54)$$

где $U_1 = 0,63$ В.

Видно, что при значительном $U_{ЗИотс}$ крутизна характеристики в термостабильной точке невелика, и от транзистора можно получить значительно меньший коэффициент усиления, чем при работе с малым напряжением $U_{ЗИотс}$.

Современные полевые транзисторы, выполненные на основе кремниевых структур, работоспособны до температуры 120°C.

Основными преимуществами полевого транзистора с управляющим р-п-переходом являются высокое входное сопротивление, малые шумы, простота изготовления, отсутствие в открытом состоянии остаточного напряжения между истоком и стоком открытого транзистора.

МДП-транзисторы могут быть двух видов: транзисторы с встроенными каналами (канал создается при изготовлении) и транзисторы с индуцированными каналами (канал наводится под действием напряжения, приложенного к управляющим электродам).

Транзисторы первого вида могут работать как в режиме обеднения канала носителями заряда, так и в режиме обогащения. Второй вид МДП-транзисторов можно использовать только в режиме обогащения. У МДП-транзисторов в отличие от транзисторов с управляющим р-п-переходом металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод от кристалла, называемый подложкой, на которой выполнен прибор (рис. 1.33).

Управляющее напряжение можно подавать как между затвором и подложкой, так и независимо на подложку и на затвор. В транзисторе с индуцированным каналом под влиянием образующегося электрического поля у поверхности полупроводника появляется канал р-типа за счет отталкивания

электронов от поверхности в глубь полупроводника. В транзисторе с встроенным каналом происходит расширение или сужение имевшегося канала. Изменение управляющего напряжения меняет ширину канала и соответственно сопротивление, и ток транзистора.

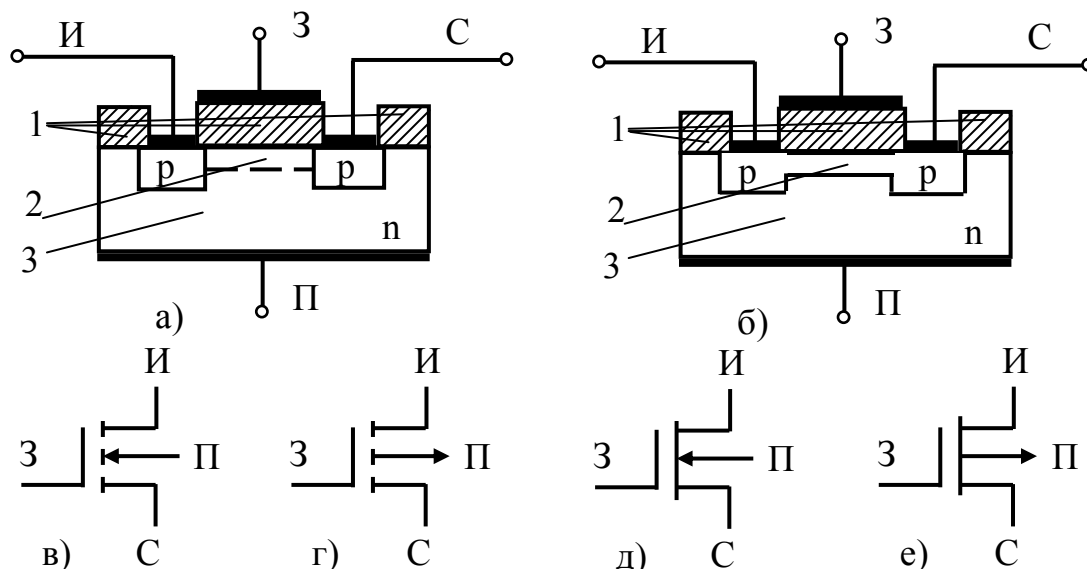


Рис. 1.33. Структуры МДП-транзистора: а) транзистор с индуцированным каналом р - типа; б) транзистор со встроенным каналом р – типа (1 - диэлектрик; 2 - канал; 3 - подложка n⁺-типа) ; и их обозначение : в) с индуцированным каналом р - типа; г) с индуцированным каналом n - типа; д) с встроенным каналом р - типа; е) с встроенным каналом n – типа.

Существенным преимуществом МДП-транзисторов является высокое входное сопротивление, достигающее значений 10^{10} - 10^{14} Ом (у транзисторов с управляющим р-n-переходом $R_{вх} = 10^7 \div 10^9$ Ом).

Рассмотрим несколько подробнее работу МДП-транзистора с индуцированным р-каналом. Пусть в качестве исходного материала транзистора использован кремний, имеющий электропроводность n-типа. Роль диэлектрической пленки выполняет двуокись кремния SiO_2 . При отсутствии смещения ($U_{ЗИ} = 0$; $U_{СИ} = 0$; $U_{ИП} = 0$) приповерхностный слой полупроводника обычно обогащен электронами. Это объясняется наличием положительно заряженных ионов в пленке диэлектрика, что является следствием предшествующего окисления кремния и фотолитографической его обработки, а также присутствием ловушек на границе Si-SiO_2 . Напомним, что ловушка представляет собой совокупность энергетических уровней, расположенных глубоко в запрещенной зоне, близко к ее середине.

Избыток электронов в приповерхностном слое приводит к искривлению энергетических зон (рис. 1.34,а), и начальный приповерхностный потенциал $\varphi_{SНAЧ}$ становится отрицательным.

Металлический затвор, диэлектрик под ним и заряд приповерхностного слоя образуют плоский конденсатор, емкость которого на единицу поверхности приблизительно равна $C = \epsilon_D \epsilon_0 / h$ где ϵ_D - диэлектрическая постоянная диэлектрика; h - толщина диэлектрика.

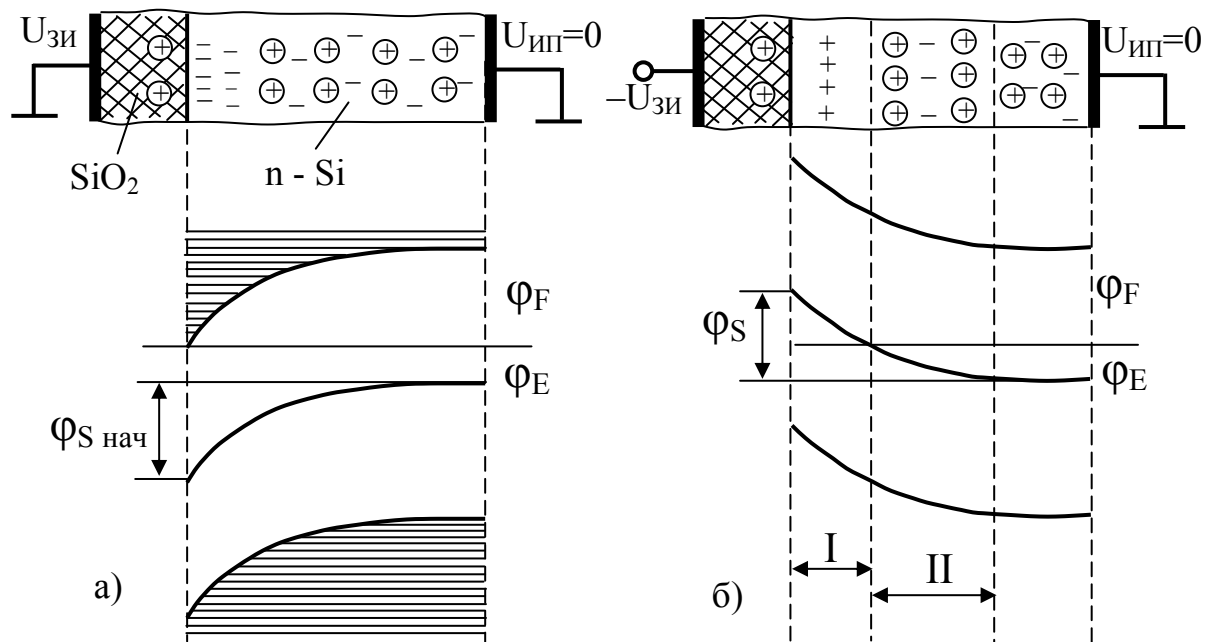


Рис. 1.34. Энергетические диаграммы МДП-транзистора:
 а) - при $U_{зи}=0$; $U_{си}=0$; $U_{ип}=0$; б) - при $U_{зи} \neq 0$; $U_{си}=0$; $U_{ип}=0$;
 I - инверсный слой (канал); II — обедненный слой.

Изменение напряжения на одной из обкладок конденсатора меняет его заряд. Следовательно, заряд на противоположной обкладке, роль которой выполняет приповерхностный слой, меняется за счет изменения концентрации носителей заряда в приповерхностном слое подложки.

При подаче на затвор отрицательного напряжения $U_{зи}$ электроны приповерхностного слоя отталкиваются в глубь полупроводника, а дырки движутся к поверхности. При этом энергетические зоны сначала спрямляются и концентрации носителей заряда в приповерхностном слое становятся равными их концентрациям в объеме полупроводника. Затем по мере увеличения напряжения $U_{зи}$ зоны искривляются вверх. Приповерхностный потенциал становится положительным. При определенном значении $U_{зи}$ энергетические уровни изогнутся настолько, что на границе поверхностей уровень Ферми ϕ_F и электрический потенциал, характеризующий середину запрещенной зоны, совпадут. Это говорит о том, что поверхность полупроводника приобрела собственную электропроводность, и заряд на затворе скомпенсировал заряды поверхностных донорных уровней и положительные заряды ионов, имеющих в слое диэлектрика. Дальнейшее увеличение напряжения $U_{зи}$ приводит к накоплению в приповерхностном слое дырок и дальнейшему

искривлению вверх энергетических уровней. Как только линия электростатического потенциала пересечет уровень Ферми, т. е. расстояние между потолком валентной зоны и уровнем Ферми станет меньше, чем расстояние между дном зоны проводимости и уровнем Ферми, приповерхностный слой приобретает дырочную электропроводность (рис. 1.34, б). У поверхности появится тонкий инверсный слой, соединяющий сток с истоком. Этот слой играет роль канала. Если между истоком и стоком приложено напряжение, то дырки, перемещаясь по каналу, создают ток стока. Путем изменения напряжения на затворе можно расширять или сужать канал и тем самым увеличивать или уменьшать ток стока.

Напряжение на затворе, при котором индуцируется канал, называют пороговым напряжением U_0 . Так как канал возникает постепенно, по мере увеличения напряжения на затворе, то для исключения неоднозначности в его определении обычно считают, что U_0 - это напряжение, при котором приповерхностный потенциал φ_S равен удвоенному потенциалу уровня Ферми.

При практическом определении $U_{3Iпор}$ обычно задается определенное значение тока стока, при превышении которого считается, что потенциал затвора достиг порогового напряжения $U_0 = (0,2 \div 1)$ В для транзисторов с n-каналами и $(2 \div 4)$ В для транзисторов с p-каналами.

По мере удаления от поверхности полупроводника концентрация индуцированных дырок уменьшается. На расстоянии, приблизительно равном толщине канала, электропроводность становится собственной. Затем идет участок, обедненный основными носителями заряда (см. рис. 1.34, б), в котором существует область положительно заряженных ионов донорной примеси. Наличие обедненного участка обусловлено также отталкиванием основных носителей заряда от поверхности в глубь полупроводника.

Таким образом, сток, исток и канал, представляющие собой рабочие области МДП-транзистора, изолированы от подложки p-n-переходом, смещенным приложенным напряжением в обратном направлении. Очевидно, что ширину p-n-перехода и ширину канала можно изменять за счет подачи на подложку дополнительного напряжения относительно электродов стока и истока транзистора. Следовательно, током стока можно управлять не только путем изменения напряжения на затворе, но и за счет изменения напряжения на подложке. В этом случае управление МДП-транзистором аналогично управлению полевым транзистором с управляющим p-n-переходом. Для образования канала на затвор должно быть подано напряжение, большее U_0 .

Толщина инверсного слоя значительно меньше толщины обедненного слоя. Если последний составляет сотни - тысячи нанометров, то толщина индуцированного канала составляет всего 1-5 нм. Другими словами, дырки индуцированного канала «прижаты» к поверхности полупроводника,

поэтому структура и свойства границы полупроводник-диэлектрик играют в МДП-транзисторах очень важную роль.

Дырки, образующие канал, поступают в него не только из подложки *n*-типа, где их мало и генерируются они сравнительно медленно, но также и из слоев *p*-типа истока и стока, где их концентрация практически не ограничена, а напряженность поля вблизи этих электродов достаточно велика.

В транзисторах с встроенным каналом ток в цепи стока будет протекать и при нулевом напряжении на затворе. Для прекращения его необходимо к затвору приложить положительное напряжение (при структуре с каналом *p*-типа), равное или большее напряжения отсечки $U_{зиотс}$. При этом дырки из инверсного слоя будут практически полностью вытеснены в глубь полупроводника, и канал исчезнет. При приложении отрицательного напряжения канал расширяется, и ток снова увеличивается. Таким образом, МДП-транзисторы с встроенными каналами работают как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения.

Как и полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом, МДП-транзисторы при малых напряжениях $U_{СИ}$ ведут себя подобно линейаризованному сопротивлению. При увеличении напряжения $U_{СИ}$ ширина канала уменьшается вследствие падения на нем напряжения и изменения результирующего электрического поля. Это особенно сильно проявляется в той части канала, которая находится вблизи стока (рис. 1.35, а).

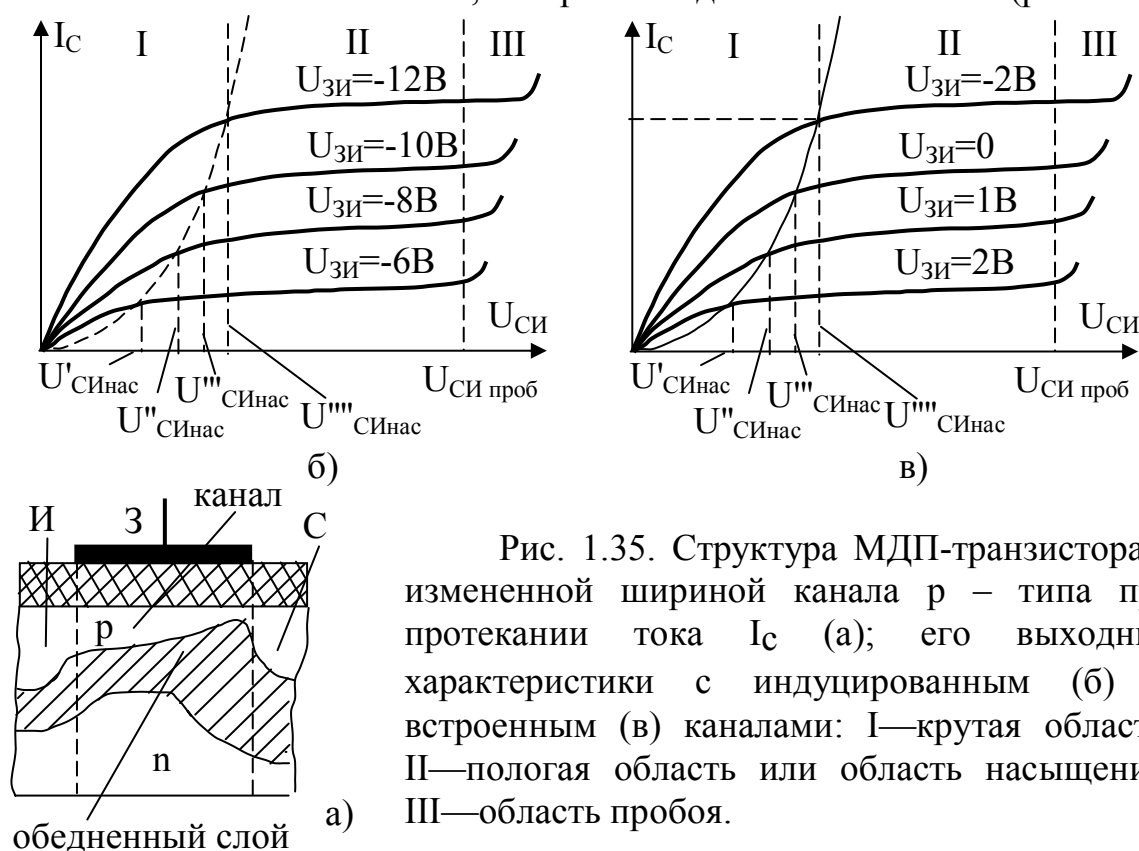


Рис. 1.35. Структура МДП-транзистора с измененной шириной канала *p*-типа при протекании тока I_c (а); его выходные характеристики с индуцированным (б) и встроенным (в) каналами: I—крутая область; II—пологая область или область насыщения; III—область пробоя.

Перепады напряжения, создаваемые током I_c , приводят к неравномерному распределению смещения на затворе вдоль канала, причем

оно уменьшается по мере приближения к стоку. При напряжении $U_{СИнас}$ канал вблизи стока становится настолько узким, что наступает динамическое равновесие, когда увеличение напряжения $U_{СИ}$ вызывает уменьшение ширины канала и повышение его сопротивления. В итоге ток I_C мало меняется при дальнейшем увеличении напряжения $U_{СИ}$. Эти процессы изменения ширины канала в зависимости от напряжения $U_{СИ}$ такие же, как и в полевых транзисторах с управляющим р-п- переходом.

Выходные характеристики МДП-транзисторов аналогичны характеристикам полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом (рис. 1.35, б, в). В них можно выделить крутую и пологую области, а также область пробоя. В крутой области I МДП-транзистор может работать как электрически управляемое сопротивление. Пологая область II обычно используется при построении усилительных каскадов. Аналитические аппроксимации вольт-амперных характеристик МДП-транзисторов достаточно сложны и мало применяются в инженерной практике. При ориентировочных оценках тока стока можно использовать уравнение

$$I_C = b \left[(U_{ЗИ} - U_0) U_{СИ} - 0,5 U_{СИ}^2 \right], \quad (1.55)$$

где $b = \frac{\partial^2 I_C}{\partial U_{ЗИ} \partial U_{СИ}}$ - удельная крутизна транзистора, которую можно

определить из выражения: $b = \mu C_0 \frac{Z}{L} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_d \mu Z}{d L}$, где μ - приповерхностная подвижность носителей (она обычно в 2-3 раза меньше объемной); d - толщина диэлектрика; ε_d - его диэлектрическая проницаемость; C_0 - удельная емкость затвор - канал; Z - ширина канала; L - длина канала. Типичное значение $b \approx 0,1 \text{ mA/B}^2$.

Продифференцировав (1.55) по $U_{СИ}$ и полагая, что на участке насыщения $\partial I_C / \partial U_{СИ} = 0$, найдем напряжение насыщения при $U_{СИ} \geq U_{СИнас}$:

$$U_{СИнас} = U_{ЗИ} - U_0 \quad (1.56)$$

Подставив (1.56) в (1.55), получим уравнение, характеризующее режим насыщения:

$$I_{Снас} = \frac{b}{2} \cdot (U_{ЗИ} - U_0)^2 \quad (1.57)$$

Выражение (1.55) описывает крутые начальные участки ВАХ, а выражение (1.57) справедливо для пологих участков ВАХ, соответствующих режиму насыщения.

Для транзисторов с встроенным каналом можно использовать уравнения (1.55) - (1.57), если U_0 заменить на $U_{ЗИотс}$ и учитывать знаки напряжений $U_{ЗИ}$ и $U_{ЗИотс}$.

Управляющее действие подложки можно учесть путем введения коэффициента влияния по подложке

$$\eta = - \frac{\partial U_{ЗИ}}{\partial U_{ПИ}} \Big|_{I_C = const} = - \frac{\partial U_{ЗИ}}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial U_{ПИ}} = - \frac{S_{П}}{S} \quad (1.58)$$

где $S_{П} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ПИ}} \Big|_{I_C = const}$ - крутизна характеристики по подложке,

которая показывает, на сколько следовало бы изменить напряжение на затворе, чтобы при изменении напряжения подложки $U_{ПИ}$ ток стока I_C остался неизменным. Тогда при одновременном действии напряжений на затворе и подложке в выражения (1.55) - (1.57) вместо напряжения $U_{ЗИ}$ следует подставлять $U_{ЗИ} - \eta U_{ПИ}$.

При использовании подложки в качестве управляющего электрода целесообразно рассматривать выходные характеристики, специально определенные при разных напряжениях на подложке (рис. 1.36, а).

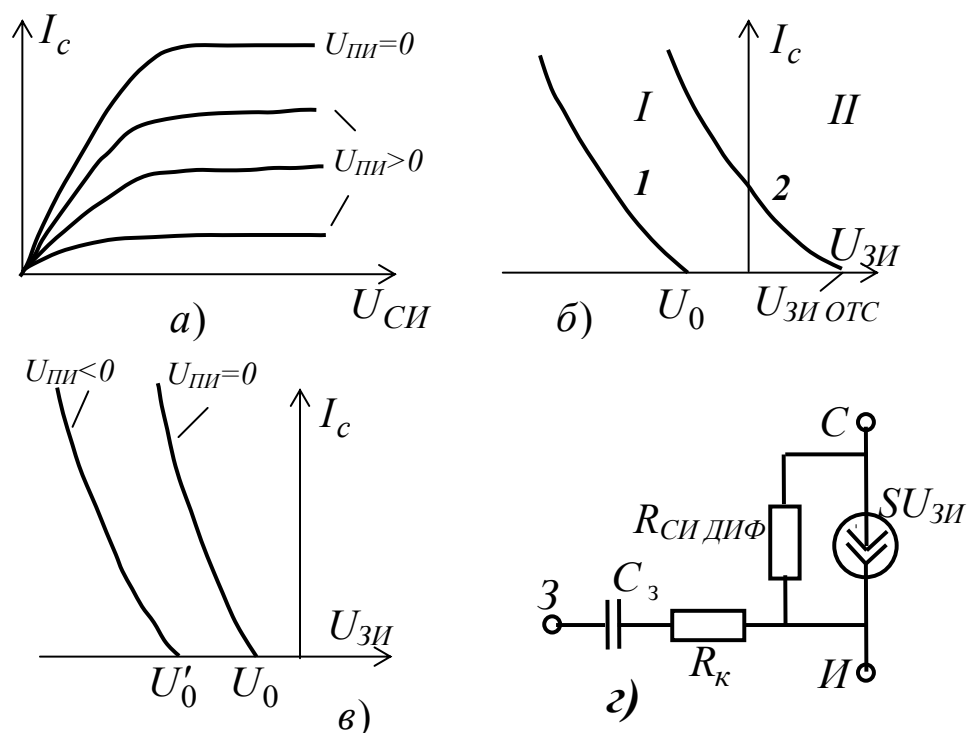


Рис. 1.36. Выходные характеристики МДП-транзистора при различных напряжениях на подложке и $U_{ПИ} > U_0$ (а); стокзатворные характеристики при $U_{СИ} = const$ (б); стокзатворные характеристики при разных напряжениях на подложке и $U_{СИ} = const$ (в); упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора (г): I - режим обогащения; II - режим обеднения; 1 - индуцированный канал; 2 - встроенный канал.

По аналогии с электронными лампами иногда снимают стокзатворные характеристики, которые наглядно показывают влияние на ток стока напряжений $U_{ЗИ}$ и $U_{ПИ}$ (рис. 1.36, б, в). Видно, что пороговое напряжение U_0 зависит от напряжения на подложке.

Инерционные свойства МДП-транзисторов зависят от скорости движения носителей заряда в канале, межэлектродных емкостей $C_{ЗИ}$, $C_{СИ}$, $C_{ПИ}$ и значений сопротивлений, через которые эти емкости заряжаются. При этом ввиду малого времени пробега носителей заряда через канал, который обычно имеет длину 1-5 мкм, влиянием последнего обычно пренебрегают. Для облегчения расчетов эквивалентную схему МДП-транзистора, работающего в области насыщения, представляют в упрощенном виде (рис. 1.36, г). Распределенные емкости затвора на схеме заменены одной сосредоточенной емкостью C_3 , которую можно считать равной $C_3 \approx C_{ЗИ} + C_{СИ}$. В типовом случае C_3 составляет несколько пикофарад.

Сопротивления, через которые заряжаются емкости затвора, отражены усредненным эквивалентным сопротивлением R_K , которое ориентировочно равно статическому сопротивлению канала $R_{СИотк}$ при напряжении $U_{СИ} < U_{СИнас}$.

Операторное уравнение крутизны характеристики МДП-транзисторов имеет тот же вид, что и для полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом. При этом постоянная времени $\tau_3 \approx C_3 R_K \approx C_3 R_{СИотк}$.

В типовом случае при длине канала 5 мкм предельная частота, на которой крутизна характеристики уменьшается в 0,7 раз, $f = 1/(2\pi\tau_3)$ лежит в пределах нескольких сотен мегагерц.

Температурная зависимость порогового напряжения и напряжения отсечки обусловлена изменением положения уровня Ферми, изменением объемного заряда в обедненной области и влиянием температуры на значение заряда в диэлектрике. Так как эти изменения не компенсируют друг друга, у МДП-транзисторов не существует термостабильной рабочей точки, в которой бы ток стока мало зависел от температуры.

Важным преимуществом МДП-транзисторов перед биполярными является малое падение напряжения на них при коммутации малых сигналов. Так, если в биполярных транзисторах в режиме насыщения напряжение $U_{КЭ}$ принципиально не может быть меньше нескольких десятых долей вольт, то у МДП-транзисторов при малых токах I_C это падение напряжения, когда транзистор работает в крутой области, мало и определяется током I_C и сопротивлением канала $R_{СИотк}$:

$$U_{СИ} = I_C R_{СИотк} \text{ при } U_{СИ} < U_{СИнас}.$$

При уменьшении I_C оно может быть сведено до значения, стремящегося к нулю.

Основные параметры полевых транзисторов:

крутизна характеристики

$$S = \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} \Big|_{U_{СИ}=const, U_{ПИ}=const};$$

у полевых транзисторов $S = 0,1 \div 3$ мА/В;

крутизна характеристики по подложке

$$S_{П} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ПИ}} \Big|_{U_{СИ}=const, U_{СИ}=const};$$

статический коэффициент усиления

$$\mu = - \frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}} \Big|_{U_{СИ}=const, U_{ПИ}=const}$$

входное дифференциальное сопротивление

$$R_{ВХдиф} = \frac{dU_{ЗИ}}{dI_3} \Big|_{U_{СИ}=const}$$

выходное дифференциальное сопротивление

$$R_{СИдиф} = \frac{dU_{СИ}}{dI_C} \Big|_{U_{ЗИ}=const, U_{ПИ}=const}$$

Значения сопротивления обычно $R_{СИдиф} = 10^5 \div 10^7$ Ом.

Обозначения полевых транзисторов аналогичны обозначениям биполярных транзисторов, только вместо буквы Т ставится буква П. Например, КП103А, КП105Б и т. д.

Вопросы для самопроверки

1. Какие типы полупроводников Вы знаете?
2. Для каких целей в полупроводник вводятся примеси?
3. От каких параметров зависят концентрации р и n в собственном полупроводнике?
4. Объясните физический смысл потенциала Ферми и уровни его залегания в различных типах полупроводниковых материалов.
5. Что характеризует подвижность носителей заряда и почему подвижность с повышением температуры падает?
6. Что означает понятие время жизни носителей и почему с увеличением концентрации доноров или акцепторов время жизни падает?
7. Что означает понятие диффузионная длина?
8. От каких параметров зависят диффузионные и дрейфовые токи в полупроводнике?

9. Объясните, почему дырки p-слоя и электроны n-слоя могут свободно переходить соответственно в p-слой и n-слой?
10. Объясните, почему при равновесии ток через переход равен нулю?
11. Почему переход в основном сосредоточен в полупроводнике с более низкой концентрацией примесей?
12. Почему ширина перехода с увеличением концентрации носителей уменьшается?
13. Как изменяется ширина перехода в зависимости от полярности приложенного внешнего напряжения?
14. Какие типы переходов Вы знаете?
15. Приведите формулу, описывающую статическую вольт-амперную характеристику диода.
16. Объясните физическую природу обратного теплового тока.
17. Запишите выражение, определяющее температурную зависимость теплового тока.
18. Объясните, почему с повышением температуры тепловой ток увеличивается, используя только физические основы полупроводников?
19. В чем причина возникновения тока термогенерации в переходе?
20. Зависит ли статическая вольт-амперная характеристика диода от температуры при прямом смещении?
21. Нарисуйте эквивалентную схему диода при прямом смещении.
22. Объясните причину появления барьерной емкости перехода и ее зависимость от величины приложенного напряжения.
23. Физическая природа появления диффузионной емкости и ее зависимость от величины тока, протекающего через переход.
24. Какие виды пробоя перехода Вы знаете?
25. Полупроводниковые стабилитроны и их основное применение.
26. Почему для производства стабилитронов в основном используется кремний?
27. Режимы работы биполярных транзисторов.
28. Схемы включения биполярных транзисторов.
29. Физические основы работы биполярных транзисторов.
30. Основные токовые соотношения в биполярном транзисторе.
31. Начертите статические характеристики реального транзистора для схемы с общей базой.
32. Нарисуйте эквивалентную схему транзистора при малом сигнале для переменных составляющих при включении с ОБ.
33. Зависимость параметров транзистора от температуры.
34. Основные параметры транзистора при включении с ОЭ.
35. Статические характеристики транзистора с ОЭ.
36. Нарисуйте эквивалентную схему транзистора при малом сигнале для переменных составляющих при включении с ОЭ.
37. В чем принципиальные отличия в работе полевых транзисторов от биполярных?

38. Объясните физические принципы работы полевого транзистора с управляющим р-п-переходом.
39. Почему канал у стока сужается?
40. Какие типы каналов у полевых транзисторов Вы знаете?
41. Нарисуйте статические выходные и передаточные характеристики транзистора с управляющим р-п-переходом.
42. Почему нормальная работа полевого транзистора с р-п-переходом обеспечивается только при обратном смещении на переходе?
43. В чем особенность полевых транзисторов с изолированным затвором?
44. Объясните физические принципы работы полевого транзистора со встроенным каналом.
45. Начертите статические вольтамперные характеристики полевого транзистора со встроенным каналом.
46. Объясните физические принципы работы полевого транзистора с индуцированным каналом.
47. В чем принципиальное отличие передаточных характеристик полевого транзистора с индуцированным каналом от аналогичных характеристик для транзистора с встроенным каналом?
48. Начертите передаточные характеристики транзистора с индуцированным каналом для каналов р и п типа.
49. Приведите основные параметры полевых транзисторов.
50. Начертите эквивалентную схему полевого транзистора для переменных составляющих в режиме малого сигнала.

Глава вторая

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.

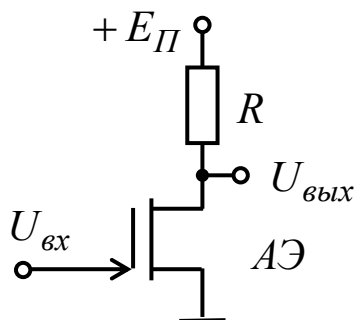


Рис. 2.1. Усилитель.

Принцип действия усилителя удобно пояснить с помощью схемы, приведенной на рис. 2.1. Основой усилителя являются два элемента: сопротивление R и управляемый активный элемент АЭ (например, полевой транзистор), сопротивление которого изменяется под действием входного сигнала $U_{вх}$. За счет изменения сопротивления АЭ изменяется

ток, протекающий от источника питания с напряжением E_{II} в цепь, состоящую из R и АЭ. В результате будет меняться падение напряжения на элементах схемы, а, следовательно, и выходное напряжение $U_{вых}$. В правильно спроектированном усилителе напряжения нетрудно получить $U_{вых} > U_{вх}$.

2.1. Основные параметры и характеристики

Рассмотрим структурную схему усилительного каскада, приведенную на рис. 2.2. Здесь усилитель представлен как активный четырехполюсник с общей шиной для входа и выхода. Входной сигнал от генератора напряжения E_G , имеющего внутреннее сопротивление R_G , подается на вход усилителя, а на выходе усилителя подключено сопротивление нагрузки R_H .

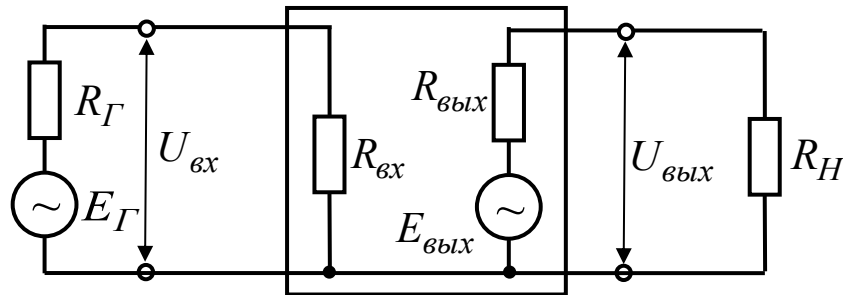


Рис. 2.2. Структурная схема однокаскадного усилителя.

Генератор и нагрузка не являются частями усилительного каскада, но часто играют значительную роль в его работе. Усилитель на рис. 2.2 представляется своими входным $R_{вх}$ и выходным $R_{вых}$ 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 $R_{вх}$ и R_G . Если в усилителе $R_{вх} \gg R_G$, то он имеет потенциальный вход и является усилителем напряжения. В усилителе тока $R_{вх} \ll R_G$, т.е. имеет место токовый вход и усилители мощности, которые работают на согласованную нагрузку ($R_{вых} \approx R_H$).

Как правило, усилитель состоит из нескольких усилительных каскадов (рис. 2.3). 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.

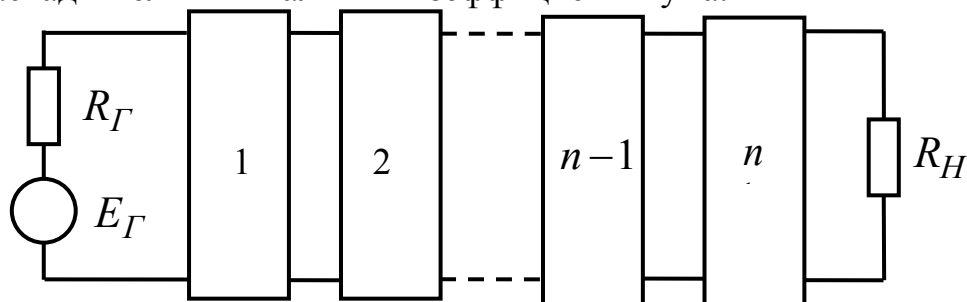


Рис. 2.3. Структурная схема многокаскадного усилителя.

Выходной каскад многокаскадного усилителя чаще всего является усилителем мощности и призван работать на низкоомную нагрузку. Выходной каскад должен обеспечивать 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 усилителей постоянного тока используется непосредственная (гальваническая) связь. Отметим, что непосредственная связь между каскадами широко представлена в интегральных микросхемах (ИМС). В усилителях также могут быть использованы трансформаторные, оптические 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 $K_u = U_{вых}/U_{вх}$, по току $K_i = I_{вых}/I_{вх}$ и по мощности $K_p = P_{вых}/P_{вх} = K_u \cdot K_i$. 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 ($\partial Б$) равен

$$K_u(\partial Б) = 20 \lg(U_{вых}/U_{вх}) = 20 \lg K_u.$$

Аналогично можно представить и $K_i(\partial Б)$, а для $K_p(\partial Б)$ справедлива следующая запись:

$$K_p(\partial Б) = 10 \lg(P_{вых}/P_{вх}) = 10 \lg K_p.$$

Выражение коэффициентов усиления в ($\partial Б$) 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.

$K_u, (\text{дБ})$	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 входной ВАХ биполярного транзистора, которая имеет форму экспоненты, а не прямой линии. Искажения этого вида оцениваются коэффициентом гармоник (коэффициентом нелинейных искажений)

$$K_{\Gamma} = \sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n / P_1} = \sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + \dots + I_{nm}^2 / I_{1m}^2} = \sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2 / U_{1m}^2},$$

где P_n - мощность n - й гармонической составляющей выходного сигнала; U_{nm}, I_{nm} - амплитуды напряжений и токов n - й гармонической составляющей выходного сигнала.

В многокаскадных усилителях общий коэффициент K_{Γ} 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. 2.4), представляющей собой зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от амплитудного значения входного сигнала $U_{\text{вх}}$ неизменной частоты. При небольших напряжениях $U_{\text{вх}}$ амплитудная характеристика практически линейна. Угол ее наклона определяется коэффициентом усиления на данной частоте.

Изменения угла наклона при больших $U_{вх}$ указывает на появление искажений формы сигнала.

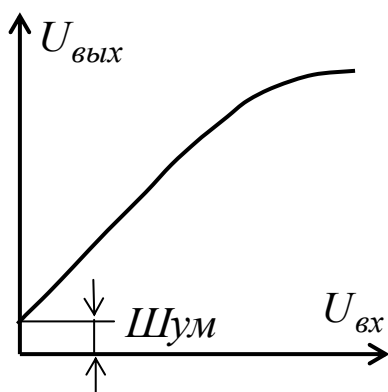


Рис. 2.4. Амплитудная характеристика усилителя.

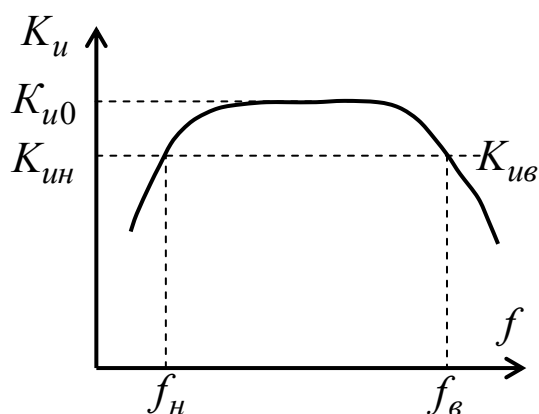


Рис. 2.5. Амплитудно-частотная характеристика усилителя.

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. 2.5) можно представить коэффициенты частотных искажений на низшей M_n и высшей M_v частоте заданного диапазона работы усилителя в виде:

$$M_n = |K_{u0}/K_{ун}|, \quad (2.1,а)$$

$$M_v = |K_{u0}/K_{ув}|. \quad (2.1,б)$$

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 $f_v \approx 20 кГц$; 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, стабильность, устойчивость работы, чувствительность к внешним помехам и др.

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

$$\eta = P_H / P_0, \quad (2.2)$$

где P_H - 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.

2.2. 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. 2.6. В качестве разделительных элементов здесь использованы конденсаторы C_1 и C_2 , т. е. источник входного сигнала E_G и сопротивление нагрузки R_H 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.

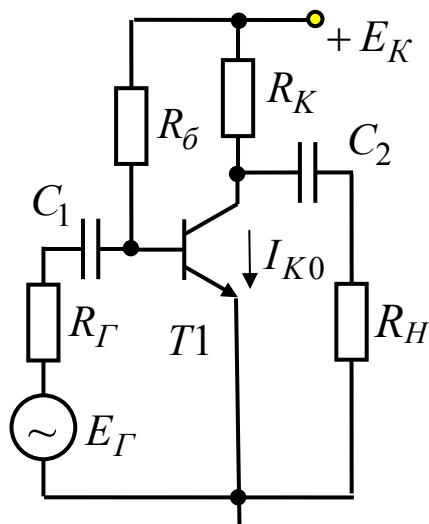


Рис. 2.6. Усилительный каскад с ОЭ.

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 $R_б$ задается ток покоя базы $I_{б0} = E_K / R_б$, отсюда ток покоя коллектора $I_{к0} = \beta I_{б0}$. Для большинства линейных усилителей выбирают напряжение на коллекторе в режиме покоя $U_{кэ0} = E_K - I_{к0} R_K \approx E_K / 2$. Отметим, что в режиме покоя напряжение $U_{бэ0} = 0,6 \div 0,7$ 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 резисторе 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°

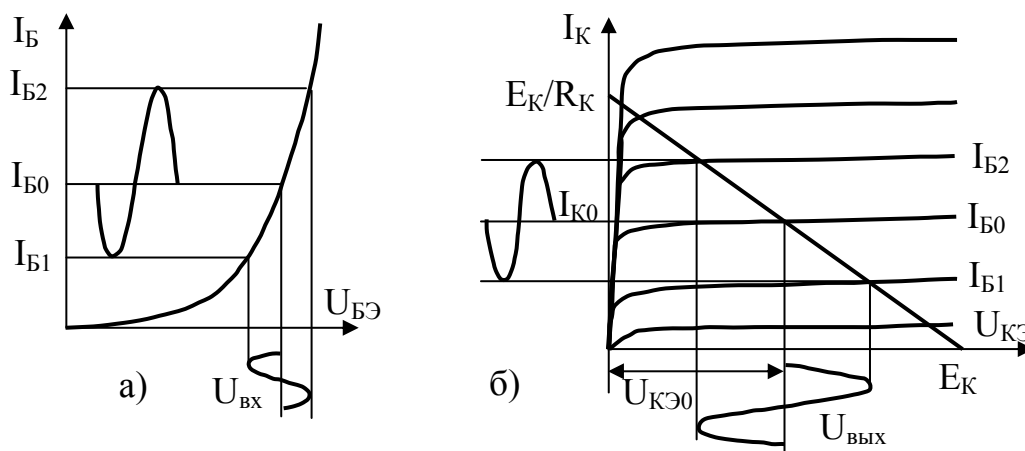


Рис. 2.7. Вольт-амперные характеристики транзистора (а - входная, б - выходная).

Рассмотрим работу усилительного каскада ОЭ по входным и выходным характеристикам. На входной ВАХ биполярного транзистора (рис. 2.7, а) выбираем на линейном участке (для получения минимального K_T) рабочую точку (ток $I_{б0}$ и напряжение $U_{бэ0}$ покоя). Затем прикладываем переменный входной сигнал $U_{вх}$. В результате ток базы станет изменяться от $I_{б1}$ до $I_{б2}$.

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. раздел 2.5).

На выходных ВАХ транзистора (рис. 2.7, б) проводим линию нагрузки по постоянному току R_K , представляющую собой зависимость тока в цепи коллектора от напряжения $U_{кэ}$ при заданном напряжении источника питания E_K . Эта зависимость может быть построена по формуле $I_K = (E_K - U_{кэ})/R_K$. На практике часто линию нагрузки проводят через две точки: $I_K = 0$, $U_{кэ} = E_K$ и $I_K = E_K/R_K$, $U_{кэ} = 0$. Очевидно, что наклон линии нагрузки определяется номиналом резистора R_K . Пересечение линии нагрузки с характеристикой, соответствующей $I_{б0}$, определяет точку покоя на выходных ВАХ, т. е. $I_{к0}$ и $U_{кэ0}$.

Теперь можно определить изменение тока коллектора при изменении тока базы от $I_{б1}$ до $I_{б2}$. 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 $r_k^* \gg R_{кн}$ подключается R_H ($R_{кн} = R_k \parallel R_H$). Поскольку $R_k > R_{кн}$, то линия нагрузки по переменному току (рис. 2.7, б) будет идти круче. Отметим, что линию нагрузки по

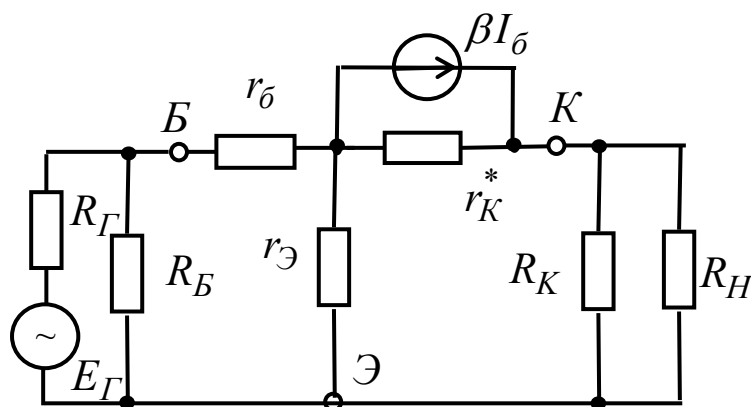


Рис. 2.8. Эквивалентная схема усилителя с ОЭ для области средних частот

переменному току $R_{кн}$ строят по отношению приращений напряжения к току.

Для расчета параметров усилительного каскада по переменному току удобно использовать его малосигнальную эквивалентную схему (рис. 2.8). Она представляет собой модель каскада ОЭ

для области средних частот, когда сопротивления разделительных ёмкостей малы, сопротивление емкости коллекторного перехода $C_k^* = C_k(1 + \beta)$ велико и не наблюдается снижения коэффициента β .

В основе схемы рис. 2.8 использована эквивалентная схема транзистора, которая дополнена пассивными элементами усилительного каскада R_k и $R_б$, а также генератором входного сигнала и R_H . 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 $I_k = \beta_e I_б$. Здесь и далее под значениями I_k , $I_б$ будем подразумевать амплитудные значения токов.

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

$$R_{вх} = r_б + r_Э(1 + \beta). \quad (2.3)$$

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

Наибольший интерес для каскада ОЭ представляет коэффициент усиления по напряжению относительно генератора $K_{u_G} = U_{вых} / E_G$. Амплитуда выходного напряжения $U_{вых} = -I_k R_{кн}$ амплитуда тока

коллектора $I_k = \beta_e I_{\bar{o}}$, а $I_{\bar{o}} = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{ex})$. Следовательно, проведя подстановки и преобразования, можно записать:

$$K_{u_{\Gamma}} = \frac{-\beta_e R_{кн}}{R_{\Gamma} + R_{ex}}. \quad (2.4)$$

Эта формула является одной из самых распространенных в полупроводниковой электронике. Знак « - » указывает на инвертирование сигнала. Из (2.4) следует, что для повышения $K_{u_{\Gamma}}$ желательно выбирать транзистор с большим β , а также в известных пределах увеличивать R_k .

При $R_{ex} \gg R_{\Gamma}$ и $r_k^* \gg R_{кн}$ (2.4) преобразуется к следующему виду:

$$K_u = -\beta R_{кн} / R_{ex} \quad (2.5)$$

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

$$K_{i_n} = I_n / I_{\bar{o}} = \beta R_k / (R_k + R_n) \quad (2.6)$$

где при $R_n \rightarrow 0$ $K_{i_n} \rightarrow \beta$.

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

Выходное сопротивление усилительного каскада определяется со стороны контактов сопротивления нагрузки при $E_{\Gamma} = 0$ и отключенной нагрузке. Из эквивалентной схемы (рис. 2.8) видно, что $R_{вых}$ определяется двумя цепями: резистором R_k и выходным сопротивлением самого транзистора, близким к r_k^* . Поскольку обычно $r_k^* \gg R_{кн}$, то можно считать, что $R_{вых} \approx R_k$ и составляет единицы кОм.

Рассматриваемый до сих пор вариант усилительного каскада ОЭ (см. рис. 2.6) 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. 2.9. Все изложенное выше относительно параметров каскада ОЭ (см. рис. 2.6) справедливо и для каскада ОЭ (рис. 2.9).

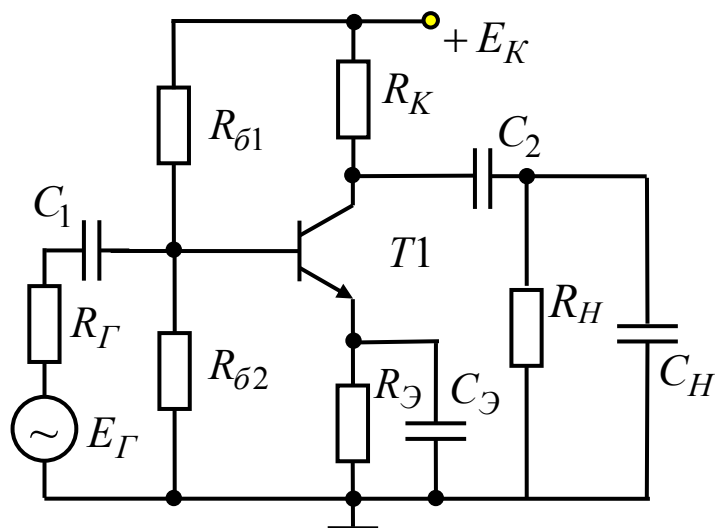


Рис. 2.9. Усилительный каскад с ОЭ и лучшей стабильностью режима покоя.

В усилительном каскаде ОЭ введено два дополнительных резистора $R_{Э}$ и $R_{б2}$, а также конденсатор $C_{Э}$. При расчете режима покоя обычно задаются падением напряжения на резисторе $R_{Э}$, равным $U_{R_{Э}} = (0,1 \div 0,3)E_{К}$. С помощью $R_{Э}$ осуществляется стабилизация режима покоя усилительного каскада, поскольку создается

отрицательная обратная связь, которая будет рассмотрена в разделе 2.4.

Итак, предположим, что за счет каких-либо внешних воздействий (повышения температуры, появления радиации и т. д.) ток $I_{К0}$ возрос. При этом увеличится напряжение $U_{R_{Э}}$ (знак «+» на эмиттере n-p-n-транзистора), что при постоянном напряжении на базе приведет к уменьшению $U_{бэ0}$. Следовательно, уменьшатся $I_{б0}$ и $I_{К0}$. Таким образом, с помощью резистора $R_{Э}$ будет поддерживаться постоянство $I_{К0}$ при разнообразных внешних воздействиях. Отметим, что для поддержания постоянного напряжения на базе необходимо иметь $R_{бх} \gg R_{б2}$.

Если $R_{Э}$ создает отрицательную обратную связь, как по постоянному, так и по переменному току, то первая, как отмечалось выше, стабилизирует режим покоя усилителя, а вторая - снижает K_{u} .

Для устранения снижения K_{u} в устройство введен конденсатор $C_{Э}$, который для переменного тока устраняет отрицательную обратную связь, шунтируя $R_{Э}$. Отметим, что $C_{Э}$ влияет на работу каскада на низких частотах.

На рис. 2.9 изображена и емкость нагрузки $C_{Н}$, которая в некоторых случаях может быть подключена к выходу усилительного каскада.

При работе в области средних частот рассматриваемый усилительный каскад (рис. 2.9) может быть представлен с помощью эквивалентной схемы рис. 2.8. Однако при работе в области низких частот наблюдается спад коэффициента усиления (см. рис. 2.5), что обусловлено влиянием конденсаторов C_1 , C_2 и $C_{Э}$, 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_H можно определить отдельно, используя метод суперпозиции. Сразу отметим, что большой вклад в значение M_H вносит цепь конденсатора C_3 . Поэтому, если предположить, что $M_H = 3$ дБ, то $M_{нс1} = M_{нс2} = 0,5$ дБ, а $M_{нс3} = 2$ дБ. Полный M_H будет равен сумме коэффициентов частотных искажений за счет этих трех емкостей. Если эти коэффициенты представлены в относительных единицах, то для определения общего M_H следует взять их произведение.

Поскольку в ОНЧ возрастают сопротивления конденсаторов, то эквивалентную схему каскада для этой области работы необходимо дополнить несколькими элементами (рис. 2.10, а), где $R_{\bar{\sigma}} = R_{\bar{\sigma}1} \parallel R_{\bar{\sigma}2}$.

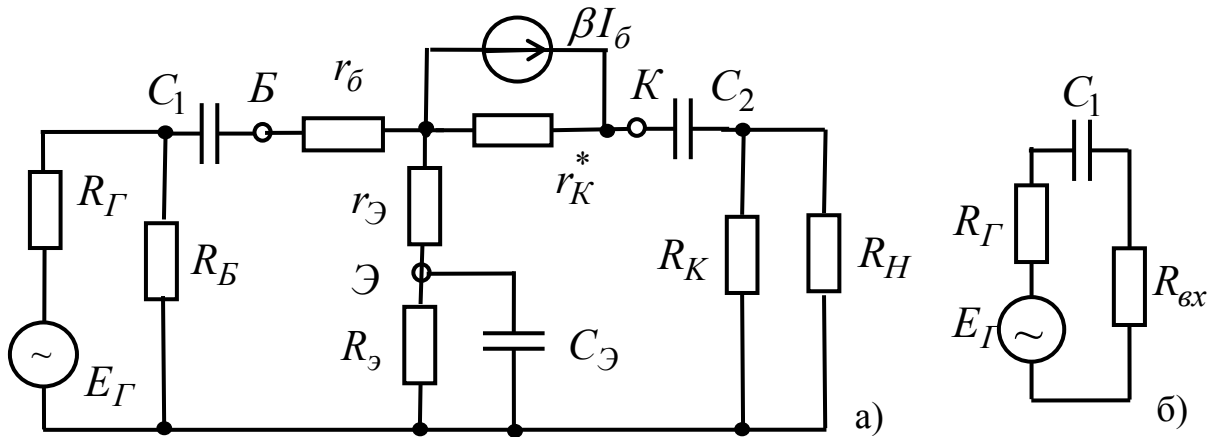


Рис. 2.10. Эквивалентная схема каскада с ОЭ в области НЧ (а) и эквивалентная схема входной цепи в области НЧ (б).

Сначала рассмотрим влияние C_1 . Входную цепь усилительного каскада можно преобразовать к виду, представленному на рис. 2.10,б, где многоэлементная схема заменена эквивалентным сопротивлением $R_{вх}$, включенным в цепь C_1 . Для учета влияния C_1 на K_u следует в знаменателе выражения (2.4) к R_G и $R_{вх}$ добавить сопротивление емкости C_1 $X_{C_1} = 1/j\omega C_1$. Для низшей частоты ω_H можно записать:

$$K_{ун} = \frac{-\beta R_{кн}}{R_G + R_{вх} + 1/j\omega C_1}. \quad (2.7)$$

Теперь, используя (2.4) и (2.7), нетрудно получить:

$$M_H = K_{u0}/K_{ун} = 1 + 1/j\omega_H \tau_{нС_1} \quad (2.8)$$

где $\tau_{нС_1} = C_1(R_G + R_{вх})$ - постоянная времени входной цепи усилительного каскада.

Теперь найдем модуль отношения (2.8):

$$M_{nC_1} = \sqrt{1 + \left(1/\omega_n \tau_{nC_1}\right)^2} \quad (2.9)$$

Таким образом, коэффициент частотных искажений на низшей частоте M_{nC_1} однозначно определяется постоянной времени τ_{nC_1} . Для уменьшения M_{nC_1} при прочих равных условиях нужно увеличить C_1 .

Выражение (2.9) может быть использовано для определения коэффициента частотных искажений на низшей частоте практически для любой цепи любого усилительного устройства. Так, для выходной цепи M_{nC_2} в (2.9) следует лишь заменить τ_{nC_1} на τ_{nC_2} . В этом нетрудно убедиться, проделав выкладки для выходной цепи рассматриваемого усилителя. В результате получим, что

$$\tau_{nC_2} = C_2(R_{вых} + R_n) = C_2(R_k + R_n).$$

Таким образом, для определения M_n следует найти постоянные времени всех цепей, влияющих на низкой частоте на K_u затем подставить каждую из них в (2.9), а полученные значения коэффициентов частотных искажений сложить.

Для эмиттерной цепи усилительного каскада можно записать:

$$\tau_{nC_9} = C_9(R_{вых} \parallel R_9) \approx C_9 R_{выхэ},$$

где $R_{выхэ}$ - 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 τ_{nC_9} . Это обстоятельство и определяет максимальные искажения в цепи конденсатора C_9 . 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_9 .

Рассмотрим теперь частотные искажения в области высоких частот (ОВЧ). Для ОВЧ эквивалентную схему каскада ОЭ можно преобразовать к виду, приведенному на рис. 2.11. Здесь не использованы некоторые 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 $C_k^* = C_k(1 + \beta)$ и C_n , а также падением коэффициента β , который является комплексной величиной и поэтому на схеме обозначен как β .

Эквивалентный коэффициент β_e , который учитывает шунтирующее

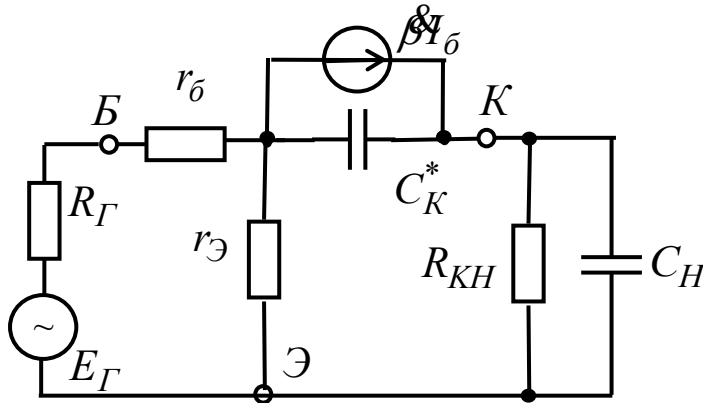


Рис. 2.11. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области ВЧ.

влияние C_k^* генератора тока на высоких частотах, можно представить в следующем виде: $\beta_e = \beta_0 / (1 + j\omega\tau_e)$,

где $\tau_e = \tau_\beta + C_k^* R_{KH} + C_H R_{KH}$ - эквивалентная постоянная времени каскада ОЭ в ОВЧ. Воспользовавшись (2.1,б), получим для высшей рабочей частоты ω_e

$$M_e = \sqrt{1 + (\omega_e \tau_e)^2}. \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) справедливо для любого усилительного устройства. Оно указывает на то, что уменьшения искажений в ОВЧ можно достичь снижением τ_e , значение которой во многом определяется используемым в усилителе транзистором. Для низкочастотных транзисторов $\tau_e = \tau_\beta = \tau_\alpha (1 + \beta)$, поскольку их частотные свойства в основном определяются временем пролета неосновных носителей заряда через базу. Для ВЧ транзисторов (при $C_H = 0$) $\tau_e \approx C_k^* R_{KH}$, т. е. зависит не только от параметров транзистора, но и от R_{KH} .

Необходимо отметить, что в ОВЧ с ростом частоты не только возрастает M_e , 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_e стремится от 180° к 360° .

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

Существует три причины, влияющие на изменение тока I_{K0} 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 β_0 .

Для большинства усилителей, выполненных на кремниевых транзисторах, основной фактор влияния на ΔI_{K0} определяется приращением $U_{бэ0} = \varepsilon_t \Delta T$, где ε_t - температурный коэффициент напряжения (3 мВ/град),

ΔT - рабочий температурный диапазон. В этом случае нестабильность тока коллектора можно представить в следующем виде:

$$\Delta I_{к0} = S_{нс} \cdot \varepsilon_t \Delta T / R_{\sigma} + R_{\varepsilon} \quad (2.11)$$

где $S_{нс} = \beta_0 / [1 + \beta_0 R_{\varepsilon} / (R_{\sigma} + R_{\varepsilon})]$ - 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_{ε} и уменьшении R_{σ} коэффициент $S_{нс}$ уменьшается, стремясь в пределе к величине α . При этом усилитель будет иметь наилучшую стабильность. Однако необходимо отметить, что уменьшение $S_{нс}$ приводит к снижению коэффициента усиления. Если, наоборот, увеличивать R_{σ} и уменьшать R_{ε} , то $S_{нс}$ будет стремиться к своей максимальной величине β_0 . Такая плохая стабильность характерна для усилительного каскада (см. рис. 2.6). 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. 2.12. Здесь в цепь базы транзистора включен прямосмещенный диод, ТКН которого равен ТКН эмиттерного перехода транзистора. При изменении температуры напряжение $U_{\sigma\varepsilon 0}$ и напряжение на диоде будут меняться одинаково, в результате чего ток $I_{\sigma 0}$ останется постоянным. Применение этого метода эффективно в каскадах на кремниевых транзисторах, где, как указывалось выше, основную нестабильность порождает изменение $\Delta U_{\sigma\varepsilon 0}$. В ИМС диод заменяется транзистором в диодном включении. При этом реализуется лучшая 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. В каскаде ОБ могут быть использованы как один, так и два источника питания. Принципиальная схема усилительного каскада ОБ с двумя источниками питания приведена на рис. 2.13. Сразу отметим, что поскольку в этом каскаде $R_{\sigma} = 0$, 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.

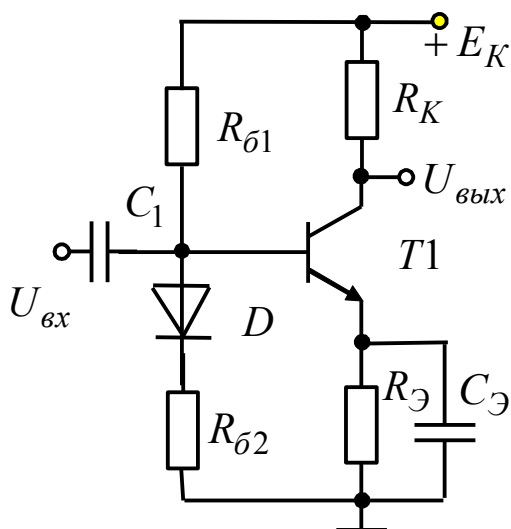


Рис. 2.12. Термокомпенсированный усилительный каскад с ОЭ.

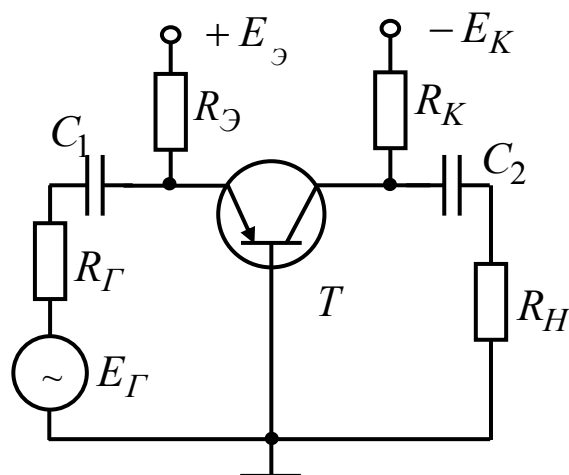


Рис. 2.13. Принципиальная схема усилительного каскада с ОБ.

Широко используется усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором (ОК).

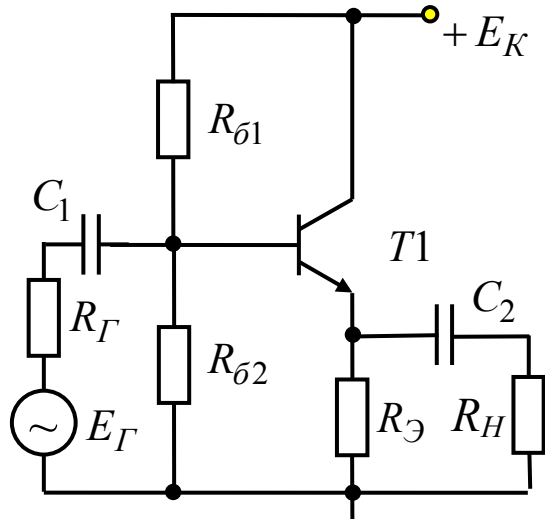


Рис. 2.14. Усилительный каскад с ОК (эмиттерный повторитель).

Принципиальная схема наиболее распространенного варианта каскада ОК с RC-связью приведена на рис. 2.14. Здесь коллектор транзистора через очень малое внутреннее сопротивление источника питания соединен с общей шиной каскада, т. е. коллектор транзистора является общим выводом входной и выходной цепей устройства. Отметим, что в рассматриваемом каскаде с ОК коллектор 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 $R_э$ 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 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 цепей усилительного каскада является 100%-ной

отрицательной обратной связью. Наличие отрицательной обратной связи во многом определяет параметры каскада ОК (в частности, низкое значение K_{Γ}).

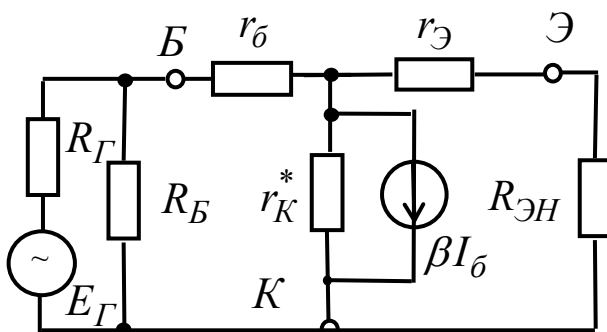


Рис. 2.15. Эквивалентная схема эмиттерного повторителя для области средних частот.

Эквивалентная схема усилительного каскада ОК для области средних частот приведена на рис. 2.15. Здесь $R_{ЭН} = R_Э \parallel R_н$ и $R_б = R_{б1} \parallel R_{б2}$. Из схемы рис. 2.15 следует, что при больших значениях $R_б$ и $r_к^* \gg (r_э + R_{ЭН})$ для входного сопротивления каскада можно записать

$$R_{вх} = r_б + (1 + \beta)(r_э + R_{ЭН}), \quad (2.12)$$

а при больших значениях β и $R_{ЭН}$:

$$R_{вх} = \beta R_{ЭН}. \quad (2.13)$$

Приведенные выражения показывают, что при высоком сопротивлении $R_б$ в каскаде ОК $R_{вх}$ велико (десятки или сотни кОм) и возрастает при увеличении $R_э$. Однако достижение весьма больших значений $R_{вх}$ затруднено, так как рост $R_э$ требует увеличения $E_к$. Кроме того, в ИМС выполнить резистор большего номинала практически невозможно. 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: $K_i = I_{вых}/I_{вх} = I_э/I_б = 1 + \beta$. Теперь, по аналогии с (2.6), для K_{iH} , получим

$$K_{iH} = (1 + \beta)R_э/(R_э + R_н).$$

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 $R_{вх} \gg R_{\Gamma}$, поэтому коэффициент усиления по напряжению относительно генератора $K_{u_{\Gamma}} = K_u = U_{вых}/U_{вх}$. Полагая $U_{вых} = I_н R_{ЭН}$ и $U_{вх} = I_б R_{вх}$, после подстановки в выражение для K_u и проведения преобразований, получим

$$K_u = \frac{(1 + \beta)R_{ЭН}}{r_б + (1 + \beta)(r_э + R_{ЭН})}, \quad (2.14)$$

откуда следует, что $K_u \leq 1$.

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 (см. рис. 2.15.), полагая, что значения r_k^* и R_{δ} весьма велики, в следующем виде:

$$R_{вых} = r_{\delta} + (r_{\delta} + R_{\Gamma}) / (1 + \beta) \quad (2.15)$$

Анализ параметров, входящих в (2.15), 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.

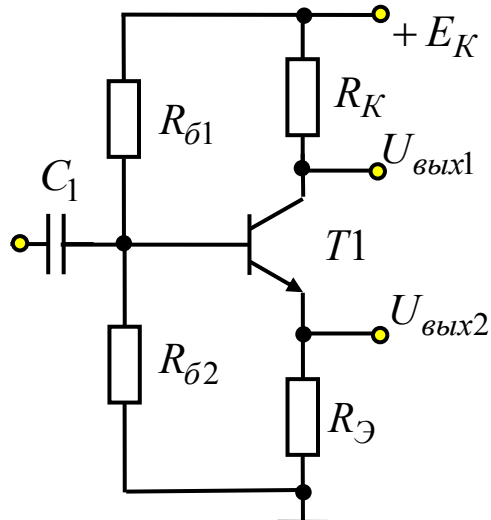


Рис. 2.16. Фазоинверсный (парафазный) усилитель.

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 фазоинверсный (парафазный) усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.16.

Основой рассматриваемого фазоинверсного усилителя являются три элемента: n-p-n-транзистор и два резистора R_K и R_{δ} . По сути своей фазоинверсный усилитель является однокаскадным усилителем, который вобрал в себя функции двух каскадов ОЭ и ОК. Резистор R_K и n-p-n-транзистор образуют каскад ОЭ, а резистор R_{δ} 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 $\beta R_k = (1 + \beta)R_9$. При больших значениях β достаточно, чтобы $R_k = R_9$.

2.3. 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. 2.17 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 управляющим р-n-переходом и n-каналом. Аналогичный каскад может быть выполнен и на МДП-транзисторе со встроенным каналом.

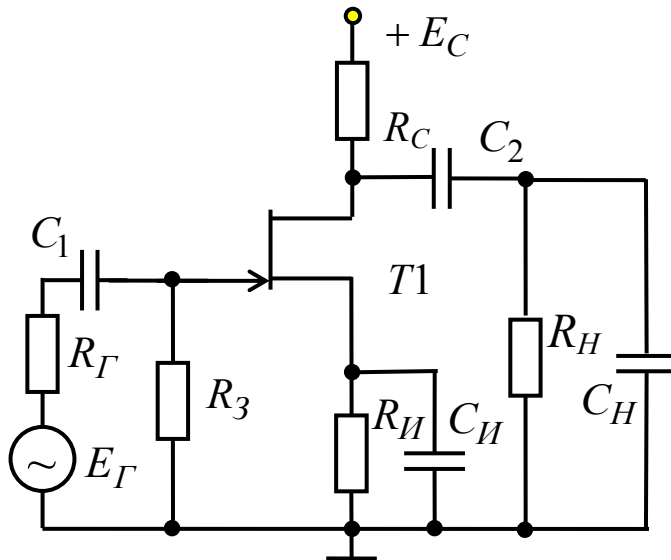


Рис. 2.17. Усилительный каскад на полевом транзисторе с ОИ.

Источник входного сигнала E_G подключен к входу каскада через разделительный конденсатор C_1 , а сопротивление нагрузки R_H подключено к выходу каскада через разделительный конденсатор C_2 .

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 $R_3 \approx 1$ МОм

осуществляет гальваническую связь затвора с общей шиной, а также стабилизирует входное сопротивление каскада.

Цепь автоматического смещения $R_u C_u$ обеспечивает отрицательное напряжение на затворе для режима покоя $U_{зи0}$. Величину R_u для заданного тока покоя I_{c0} обычно определяют с помощью стокзатворной ВАХ полевого транзистора (см. рис. 2.22). Поскольку за счет протекания I_{c0} по R_u между затвором и истоком полевого транзистора возникает напряжение

$$U_{зи0} = -I_{c0}R_u \quad (2.16)$$

Из (2.16) можно легко определить R_u . Отметим, что с помощью R_u также осуществляется стабилизация режима покоя (подобно стабилизации с помощью R_9 в усилителе ОЭ на рис. 2.9).

В режиме покоя для линейного усилителя выбирают напряжение между истоком и стоком полевого транзистора $U_{cu0} \approx I_{c0}R_c$ из соотношения $E_c = U_{cu0} + I_{c0}R_c + I_{c0}R_u$, где R_c равно нескольким кОм. При этом $U_{cu0} \geq U_{вых} + (1 \div 2)V$.

При расчете каскада ОИ может оказаться, что R_u 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 р-п-переходом может быть заменен МДП-транзистором с 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 будет формироваться отрицательная полуволна $U_{вых}$ (как и в каскаде ОЭ), т. е. усилительный каскад ОИ инвертирует входной сигнал. На рис. 2.18 приведена малосигнальная эквивалентная схема в области средних частот для усилительного каскада ОИ. Эта схема получена на основе схемы рис. 1.24, а, в которой устранены межэлектродные емкости (не играющие

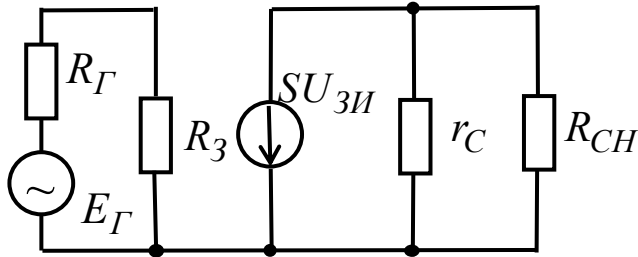


Рис. 2.18. Эквивалентная схема усилителя с ОИ в области СЧ.

существенной роли в области средних частот), за счет внесения в нее внешних элементов каскада. Здесь $R_{сн} = R_c \parallel R_n$. Входное сопротивление каскада ОИ на средних частотах определяется R_3 , поэтому $R_{вх} \approx 1 \text{ МОм}$.

Для амплитудного значения тока стока в полевом транзисторе можно записать

$$I_c = SU_{зи} + U_{cu}/r_c. \quad (2.17)$$

Так как в каскаде ОИ амплитуда выходного напряжения $U_{вых} = U_{cu} = I_c R_c$, то (2.17) можно привести к следующему виду: $I_c = SU_{зи} r_c / (r_c + R_c)$, откуда для коэффициента усиления K_u получим

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{cu}}{U_{зи}} = -\frac{SR_c r_c}{r_c + R_c} = -\frac{\mu_u R_c}{r_c + R_c}. \quad (2.18)$$

Знак « - » показывает, что каскад ОИ инвертирует сигнал. При $r_c \gg R_c$, что обычно имеет место на практике, выражение (2.18) можно представить в виде

$$K_u = -SR_c. \quad (2.19)$$

В реальных каскадах ОИ обычно $K_u = 3 \div 50$.

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

Рассмотрим работу каскада ОИ в ОНЧ. Спад коэффициента усиления в ОНЧ (см. рис. 2.5) для каскада ОИ обусловлен влиянием конденсаторов C_1 , C_2 и C_u . Анализ каскада ОИ в ОНЧ практически совпадает с анализом для каскада ОЭ. При расчете коэффициентов частотных искажений для каждой цепи M_{nC_1} , M_{nC_2} и M_{ncu} следует использовать (2.9), в которую необходимо подставить значения постоянных времени рассматриваемых цепей:

$$\tau_{nC_1} = C_1(R_{Г} + R_3) \approx C_1 R_3, \quad (2.20,а)$$

$$\tau_{nC_2} = C_2(R_c + R_n) \approx C_2 R_n, \quad (2.20,б)$$

$$\tau_{nC_u} = C_u(R_u \parallel R_{вых}) \approx C_u / S, \quad (2.20,в)$$

В выражении (2.20,а) учтено, что обычно $R_3 \gg R_{Г}$. Постоянная времени τ_{nC_1} имеет большое значение и слабо влияет на искажения сигнала. В выражении (2.20,б) 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 (2.20,в) учитывают, что выходное сопротивление со стороны истока $R_{выхи}$ мало ($R_{вых} \ll R_u$). Сопротивление $R_{выхи}$ фактически является выходным сопротивлением каскада ОС, который будет рассмотрен ниже. Из-за малого $R_{выхи}$ цепь заряда C_u вносит самый большой вклад в коэффициент M_n . При расчете усилительного каскада для ОНЧ необходимо общую (заданную) величину M_n распределить по всем трем цепям неравномерно, учитывая, что $M_{nC_1} < M_{nC_2} < M_{ncu}$.

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. 2.19 приведены эквивалентные схемы для входной части каскада ОИ в ОВЧ.

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

$$I_3 = I_{3u} + I_{3c} = \frac{U_{3u}}{1/j\omega C_{3u}} + \frac{U_{3u}(1+K_u)}{1/j\omega C_{3c}}$$

Проведя преобразования, получим

$$I_3 = j\omega U_{3u} [C_{3u} + C_{3c}(1+K_u)]. \quad (2.21)$$

Выражение (2.21) позволяет представить $C_{вх}$ в следующем виде:

$$C_{вх} = C_{3u} + C_{3c}(1+K_u) \approx C_{3c}K_u. \quad (2.22)$$

Постоянную времени входной цепи в ОВЧ можно определить из эквивалентной схемы рис. 2.19.б в виде $\tau_{вх} = C_{вх}(R_{Г} \parallel R_3)$. Коэффициент частотных искажений в ОВЧ для входной $M_{вх}$ и выходной $M_{ввых}$ цепей каскада можно рассчитать по (2.10). Для получения общего коэффициента

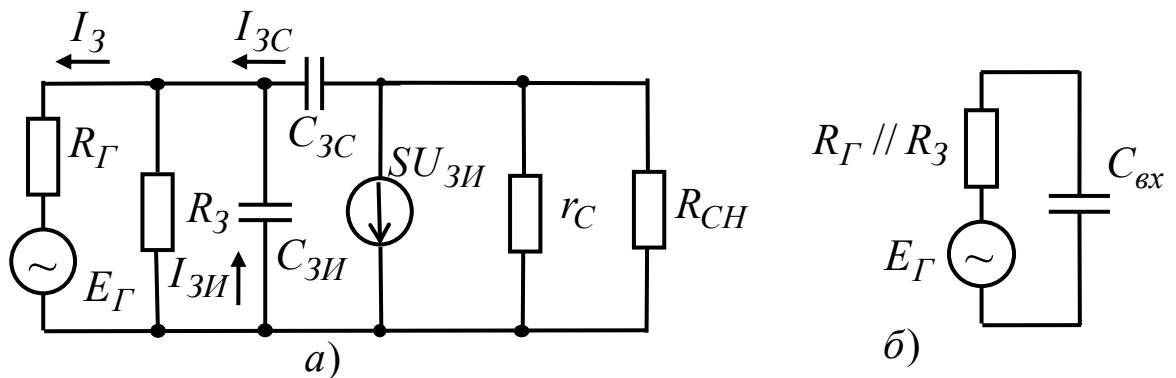


Рис. 2.19. Эквивалентная схема каскада с ОИ (а) и эквивалентная схема его входной цепи (б) в области ВЧ.

M_e (дБ) нужно сложить $M_{вх}$ и $M_{ввых}$. Отметим, что постоянная времени выходной цепи каскада в основном определяется постоянной заряда емкости нагрузки: $\tau_{ввых} \approx C_n R_{cu}$.

Стабильность каскадов на полевых транзисторах в основном определяется изменениями I_{c0} под влиянием температуры или других внешних факторов. Уменьшить приращение тока стока в режиме покоя ΔI_{c0} , возникшее под действием какого-либо внешнего фактора, можно используя отрицательную обратную связь по постоянному току. Так, в каскаде (рис. 2.17) общее приращение тока стока в режиме покоя равно $I_{c0}/(1+SR_u)$, т.е. в $(1+SR_u)$ 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. 2.20 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_u и полевой транзистор с управляющим р-п-переходом и п-каналом.

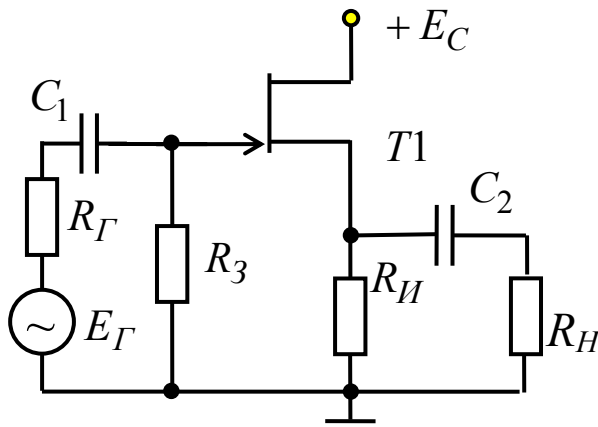


Рис. 2.20. Истоковый повторитель

$U_{cu} = U_{вых} = I_c R_u$. Подставив эти выражения в (2.17), после проведения преобразований получим K_u в виде:

$$K_u = SR_u / (1 + SR_u), \quad (2.23)$$

откуда следует, что $K_u < 1$, но при увеличении SR_u коэффициент $K_u \rightarrow 1$.

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

В области низких частот спад коэффициента усиления определяется влиянием конденсаторов C_1 и C_2 . Для каскада ОС в ОНЧ $\tau_{nC_1} = C_1(R_G + R_3)$ и $\tau_{nC_2} = C_2(R_{вых} + R_u)$. Анализ этих выражений позволяет заключить, что $\tau_{nC_1} > \tau_{nC_2}$ и $M_{nC_1} < M_{nC_2}$. Основные частотные искажения возникают в выходной цепи каскада ОС, следовательно, для уменьшения коэффициента частотных искажений 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_3 , 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

$$C_{вх} = C_{зс} + C_{зи}(1 - K_u) \approx C_{зс}. \quad (2.24)$$

Из (2.24) следует, что $C_{вх}$ в каскаде ОС в основном определяется межэлектродной емкостью затвор-сток, которая обычно составляет несколько пФ. Сравнение (2.22) и (2.24) 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.

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

Для каскада с ОС

$$U_{зи} = U_{вх} - U_{вых} = U_{вх} - I_c R_u \quad \text{и}$$

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

$$\tau_{вх} = C_{вх}(R_{Г} \parallel R_3) \quad \text{и} \quad \tau_{вых} = C_u R_{вых} = C_u / S.$$

Подставив значения $\tau_{вх}$ и $\tau_{вых}$ в (2.10), получим $M_{вх}$ и $M_{вых}$, сумма которых составит полный M_{ε} (дБ).

Выражение для $\tau_{вх}$ в общем виде одинаково для усилительных каскадов на полевых транзисторах (ОИ и ОС), но в истоковом повторителе $C_{вх}$ значительно меньше. Из выражений для $\tau_{вых}$ 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.

2.4. 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 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 промежуточного 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. 2.21. 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 вводится в усилитель для изменения его характеристик и параметров в нужном направлении. Обратная

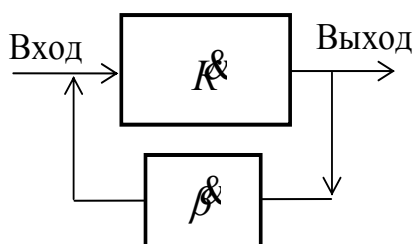


Рис. 2.21. Структурная схема усилителя с обратной связью.

связь может возникать за счет (обычно нежелательного) влияния выходных цепей на входные (паразитная обратная связь), через общие цепи питания.

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. 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 характеристики. Сразу следует подчеркнуть, что снижение коэффициента усиления в современных усилительных устройствах за 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 ООС называют *параллельной*. Если же во входной цепи вычитаются напряжения входного сигнала и обратной связи, то ООС называют *последовательной*.

По способу получения (снятия) сигнала обратной связи различают ООС по напряжению, когда сигнал ООС пропорционален $U_{вых}$ 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_{oc} , которая во входной цепи алгебраически складывается с $U_{вх}$. На рис. 2.22 приведена структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению. Напряжение обратной связи $U_{oc} = \beta U_{вых}$, где $\beta = R_2 / (R_1 + R_2) \approx R_2 / R_1$ (обычно $R_1 \gg R_2$). Здесь во входной цепи усилителя действует напряжение, равное $U_{вх} \pm U_{oc}$.

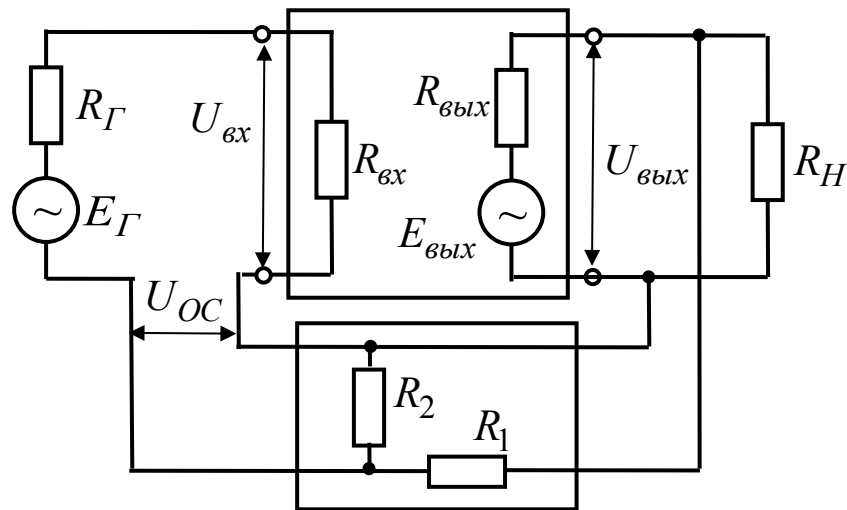


Рис. 2.22. Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.

Прежде всего, рассмотрим влияние последовательной обратной связи по напряжению на коэффициент усиления по напряжению. Для усилителя, охваченного обратной связью, можно записать

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

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

$$K_{uoc} = K_u / (1 + \beta K_u). \quad (2.25)$$

Величины K_u и β комплексные, но для простоты изложения будем использовать их действительные значения, что соответствует области средних частот работы усилителя. Формула (2.25) справедлива для случая ООС. В этом легко убедиться, поскольку $K_{uoc} < K_u$. Отметим, что при положительной обратной связи в знаменателе правой части (2.25) следует использовать знак «-».

Из (2.25) следует, что при последовательной ООС по напряжению стабилизируется величина K_{uoc} . Так, например, при $\beta K_u = 100$ K_u за счет каких-либо причин возрос на 50%, но K_{uoc} при этом увеличится лишь примерно на 0,2%.

Введем понятие глубины обратной связи, которая для ООС равна

$$F = 1 + \beta K_u. \quad (2.26)$$

На основании (2.26) можно заключить, что глубина ООС возрастает при увеличении β и K_u . При очень глубокой ООС $F = \beta K_u$, поэтому в данном случае (2.25) можно переписать в следующем виде:

$$K_{uoc} = 1/\beta = (R_1 + R_2)/R_2. \quad (2.27)$$

Из выражения (2.27) следует очень важный вывод, что при глубокой ООС ($F > 10$) удается практически полностью исключить влияние параметров транзистора и всего усилителя (в частности, K_u) на его коэффициент усиления K_{uoc} . Здесь уже не будут влиять такие факторы, как изменение температуры, радиационное воздействие, разброс параметров, старение и др. Введение глубокой последовательной ООС по напряжению обеспечивает стабильность коэффициента усиления по напряжению. Коэффициент усиления по (2.27) определяется β , т. е. отношением номиналов двух резисторов.

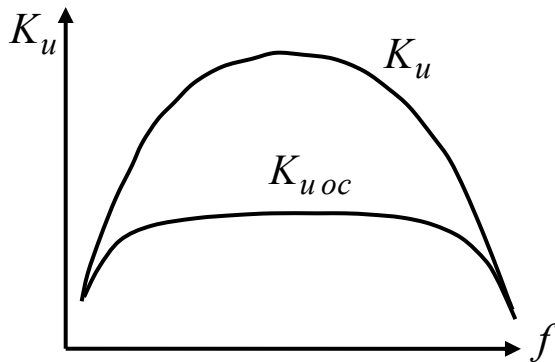


Рис. 2.23. Амплитудно-частотные характеристики усилителя.

Улучшение стабильности коэффициента усиления с помощью ООС также широко используется для расширения АЧХ усилителя. На рис. 2.23 приведена АЧХ для K_u усилителя без ООС; там же приведена АЧХ и для K_{uoc} .

АЧХ удобно рассчитывать с помощью (2.25). Поскольку $\beta = const$, то K_{uoc} однозначно

определяется K_u . При отклонении частоты сигнала в ОНЧ или ОВЧ уменьшается K_u , но падает и глубина ООС, т. е. $1 + \beta K_u$. В результате K_{uoc} 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 удается 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 $K_{Гoc}$, охваченного ООС, можно записать $K_{Гoc} = K_G / F$. Это обстоятельство в ряде случаев оказывает решающее значение, особенно для выходных каскадов усилителя.

Входное сопротивление в усилителе с ООС $R_{вхoc}$ определяется способом подачи сигналов обратной связи во входную цепь. При последовательной ООС по напряжению $R_{вхoc}$ можно представить как

$R_{вхос} = (U_{вх} + U_{ос})/I_{вх}$. Поскольку $U_{ос} = \beta K_u U_{вх}$, то после проведения преобразований можно получить

$$R_{вхос} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} (1 \pm \beta K_u) = R_{вх} F. \quad (2.28)$$

Из (2.28) видно, что последовательная ООС по напряжению увеличивает входное сопротивление усилителя в F раз. Это имеет важное значение для входных каскадов усилителей, работающих от источников (датчиков) входного сигнала с большим внутренним сопротивлением $R_{Г}$.

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

$$R_{выхос} \approx R_{вых}/F, \quad (2.29)$$

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

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 $R_{ос}$, падение напряжения на котором пропорционально выходному току. На рис. 2.24,а приведена выходная часть структурной схемы усилителя с обратной связью по току. Во входной цепи усилителя с последовательной обратной связью $U_{ос}$ алгебраически складывается с входным напряжением, как и в усилителе на рис. 2.22. Из рис. 2.24,а следует, что $U_{ос} = I_{вых} R_{ос}$ и $\beta \approx R_{ос}/R_{н}$.

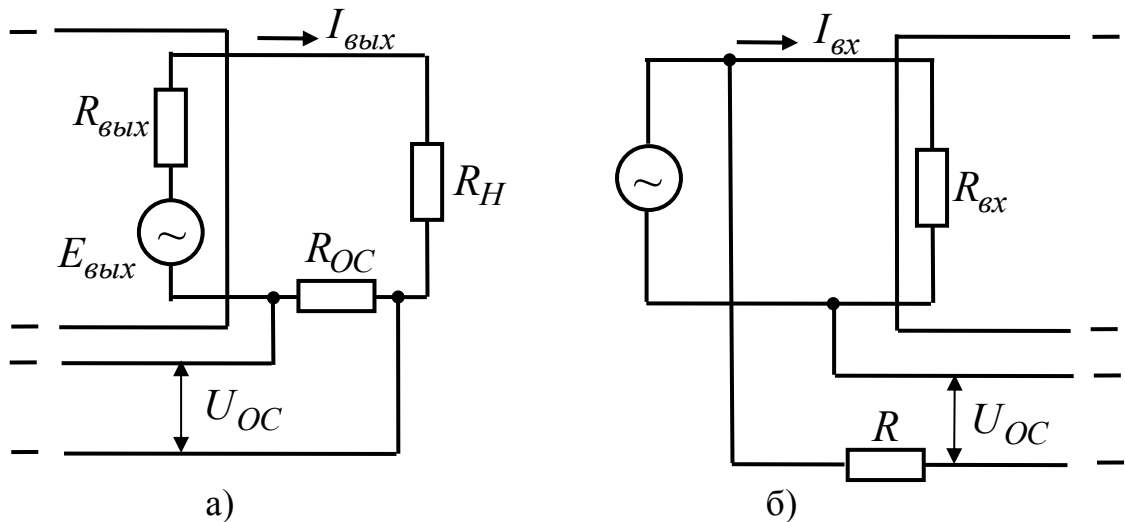


Рис. 2.24. Выходная цепь усилителя с ОС по току (а) и входная цепь усилителя с параллельной ОС (б).

Поскольку во входной цепи усилителя складываются напряжения для последовательных ООС по напряжению и току, то формула (2.25) является общей для любой последовательной ООС. При глубокой ООС по току выражение (2.25) можно преобразовать к следующему виду:

$$K_{uoc} = 1/\beta \approx R_H/R_{oc}. \quad (2.30)$$

Из (2.30) следует вывод о стабильности K_{uoc} , но этот вывод здесь справедлив лишь при $R_H = const$. Таким образом, различного рода внешние воздействия, разброс параметров транзисторов не оказывают существенного влияния на K_{uoc} 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 (2.28) со всеми вытекающими из нее выводами. Способ снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя не влияет на $R_{вхос}$, и совершенно неважно, какая ООС используется по напряжению или току.

Наиболее существенное отличие последовательных ООС по напряжению и току проявляется через $R_{выхос}$. 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 $R_{выхос}$ усилителя, охваченного ООС, по току можно записать следующее выражение: $R_{выхос} \approx R_{вых} + R_{oc}(1 + K_u)$, 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 сопротивления 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. 2.24, где $U_{oc} = I_{вых} R_{oc}$ $U_{oc} = I_{вых} R_{oc}$, а коэффициент обратной связи по току $\beta_I = I_{oc} / I_{вых} \approx R_{oc} / R$. Глубина ООС по току $F_I = 1 + \beta_I K_I$.

Поскольку основное применение параллельная ООС по току находит в усилителях тока, наиболее интересным является ее воздействие на коэффициент усиления по току $K_{I_{oc}}$. Аналогично (2.25), находим

$$K_{I_{oc}} = K_I / (1 + \beta_I K_I) = K_I / F_I \quad (2.31)$$

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 (2.31) преобразуется к виду $K_{I_{oc}} = 1 / \beta_I = R / R_{oc}$. 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, то 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. При 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 сопротивления 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. 2.24, б), и выходной части, справедливой для обратной связи по напряжению (выходная часть на рис. 2.22).

При глубокой параллельной ООС по напряжению нетрудно получить

$$K_{uoc} \approx R/R_{\Gamma}. \quad (2.32)$$

Сравним (2.30) и (2.32): если при последовательной ООС по току K_{uoc} стабилен при $R_{\text{н}} = const$, то в данном случае, при параллельной ООС по напряжению K_{uoc} стабилен при $R_{\Gamma} = const$.

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

В разделах 2.2 и 2.3 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. 2.14) и истоковом (см. рис. 2.20) 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 $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$. 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_{oc} 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, т. е. уменьшается управляющий сигнал между базой и эмиттером транзистора, поэтому связь оказывается отрицательной.

Для определения способа получения сигнала обратной связи с выхода усилителя удобно пользоваться методом короткого замыкания (КЗ) нагрузки. В реальном усилителе при использовании этого метода нагрузкой следует считать резистор, с которого, снимается выходной сигнал. Для рассматриваемого каскада ОК таким резистором является $R_{\text{э}}$. Если при (мысленном) замыкании нагрузки обратная связь исчезает, то это связь по напряжению, а если не исчезает, то это - связь по току.

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

Из раздела 2.2 известно, что каскад ОК имеет $K_{uoc} < 1$, малые искажения, большое входное и малое выходное сопротивления. Теперь можно сделать общие выводы относительно параметров каскада ОК. Малый K_{uoc} и малые искажения получены за счет 100%-ной ООС, большое сопротивление $R_{вхoc}$ - из-за того, что ООС последовательная, а малое $R_{выхoc}$ - что ООС по напряжению. То же самое можно повторить и для каскада ОС.

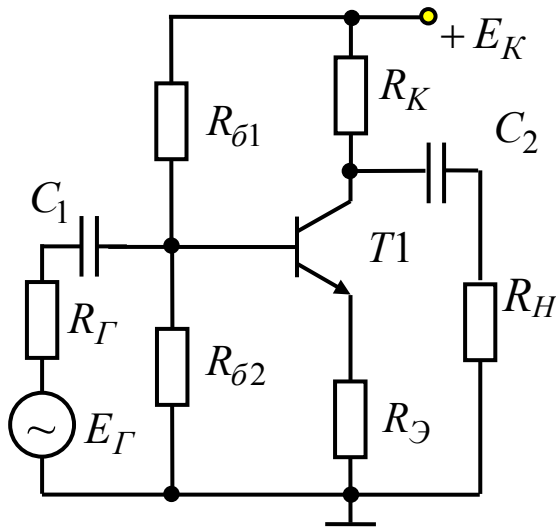


Рис. 2.25. Усилитель с ОЭ и последовательной ООС по току.

Теперь рассмотрим усилители с последовательной ООС по току. На рис. 2.25 приведена принципиальная схема каскада ОЭ с последовательной ООС по току, которая создается через резистор $R_э$. Нетрудно показать, что рассматриваемая обратная связь является последовательной ООС (на эмиттере присутствует напряжение сигнала обратной связи той же полярности, что и $U_{вх}$ на базе). Однако здесь уже будет ООС по току, что можно доказать с помощью метода КЗ нагрузки. Так, при (мысленном) замыкании резистора $R_к$, 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. 2.25 можно использовать общую формулу (2.4), справедливую для любого усилительного каскада ОЭ. В каскаде с последовательной ООС $R_{вхoc} \gg R_Г$, следовательно, пренебрегая $R_Г$ и подставив (2.13) в (2.4), после проведения преобразований можно получить

$$K_{uoc} = -R_{кн} / R_э. \quad (2.33)$$

Полезно сравнить выражение (2.33) с общими формулами для усилителя с последовательной ООС (2.27) или (2.30). Формула (2.33) на конкретном примере подтверждает сделанный ранее важный вывод, что глубокая последовательная ООС исключает влияние параметров транзисторов и всего усилителя на коэффициент K_{uoc} , т. е. ООС

стабилизирует K_{uoc} . Наиболее важным, пожалуй, является даже не повышение стабильности относительно внешних воздействий, а отсутствие влияния не только параметров транзисторов, но даже самих величин $R_{кн}$ и $R_э$. Из (2.33) следует, что K_{uoc} определяется лишь отношением $R_{кн}$ и $R_э$.

Усилительный каскад на полевом транзисторе с последовательной ООС по току можно представить как каскад ОИ (см. рис. 2.17) при отключенном конденсаторе C_u . В этом случае сигнал ООС образуется на резисторе R_u . Нетрудно показать, что K_{uoc} можно рассчитать по следующей формуле:

$$K_{uoc} = -SR_c / (1 + SR_u), \quad (2.34)$$

где глубина ООС $F = 1 + SR_u$. При $SR_u \gg 1$ выражение (2.34) можно представить как

$$K_{uoc} = -R_c / R_u. \quad (2.35)$$

Формула (2.35) почти повторяет (2.33). Разница состоит лишь в кажущемся отсутствии влияния R_u . Однако, на самом деле, для низкоомной нагрузки в (2.35) следует заменить R_c на $R_{сн}$. 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_k и R_c . В результате в них обычно сохраняется постоянное $R_{вых}$ примерно равное R_k (или R_c).

Теперь вернемся к начальному варианту каскада ОИ (см. рис. 2.17), где присутствует конденсатор C_u . 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_u не выделяется переменного напряжения U_{oc} , то в (2.34) следует положить $R_u = 0$, что приведет ее к виду (2.19). Таким образом, при устранении ООС по переменному току произошло повышение коэффициента усиления. То же самое можно получить и при переходе от каскада ОЭ (рис. 2.25) к каскаду ОЭ (рис. 2.9).

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.

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 φ_{yoc} , 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) $\varphi_{yoc} \neq 180^\circ$. 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 $\varphi_{yoc} = 360^\circ$, и ООС превратится в ПОС. При $\beta K_u \geq 1$ для ПОС усилитель превращается в генератор. Отметим, что обычно за полосой пропускания АЧХ K_u мало, поэтому мало и βK_u . Следовательно, возбуждение усилителя на таких частотах маловероятно. Однако чем большее число каскадов в усилителе охвачено общей ООС, тем больше и βK_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.

2.5. 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_{Γ} и полоса пропускания АЧХ. Величины η и K_{Γ} 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 режиме класса А. Выбор рабочей точки покоя (см. рис. 2.7,а) в режиме класса А производится таким образом, чтобы входной сигнал полностью помещался на линейном участке входной ВАХ транзистора, а

значение тока покоя $I_{\text{б}0}$ располагалось посередине этого линейного участка. На выходной ВАХ транзистора (см. рис. 2.7,б) класс А характерен расположением рабочей точки ($I_{\text{к}0}$ и $U_{\text{кэ}0}$) 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 ($K_{\Gamma} \leq 1\%$).

Введем понятие *угол отсечки* $\varphi_{\text{отс}}$ - 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, $\varphi_{\text{отс}} = 180^\circ$. Поскольку потребление мощности происходит в любой момент времени, в усилителе мощности, использующем режим класса А, имеет место невысокий $\eta < 0,4$. Режим усиления класса А применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные искажения, а $P_{\text{н}}$ и η не играют решающей роли.

Мощные варианты выходных каскадов часто используют режим класса В. В классе В $I_{\text{б}0} = 0$ (рис. 2.26), 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. $\varphi_{\text{отс}} = 90^\circ$. Относительно небольшая потребляемая мощность позволяет получить в усилителях мощности, использующих режим класса В, повышенный $\eta \approx 0,7$.

Для класса В характерна так называемая двухтактная схема, состоящая из двух усилителей, один которых усиливает положительную полуволну сигнала, а другой – отрицательную. В нагрузке эти полуволны складываются и образуют полную синусоиду. Существенным недостатком режима класса В является высокий уровень нелинейных искажений ($K_{\Gamma} \leq 10\%$).

Класс АВ занимает промежуточное положение между классами А и В. Он также применяется в двухтактных устройствах. В режиме покоя здесь транзистор лишь приоткрыт, в нем протекает небольшой ток $I_{\text{б}0}$ (рис. 2.27), выводящий основную часть рабочей полуволны $U_{\text{вх}}$ на участок ВАХ с относительно малой нелинейностью. Угол отсечки в классе АВ достигает $120\text{—}130^\circ$. Поскольку $I_{\text{б}0}$ мал, то η здесь выше, чем в классе А, ближе к классу В. Нелинейные искажения усилителя, использующего класс АВ, относительно невелики ($K_{\Gamma} \leq 3\%$):

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 $\varphi_{\text{отс}} < 90^\circ$.

Класс С находит применение либо в очень мощных усилителях, где основным фактором является предельно высокий η , а нелинейные искажения несущественны, либо в генераторах или резонансных усилителях, где высшие гармоники в выходном сигнале устраняются с помощью резонансного контура.

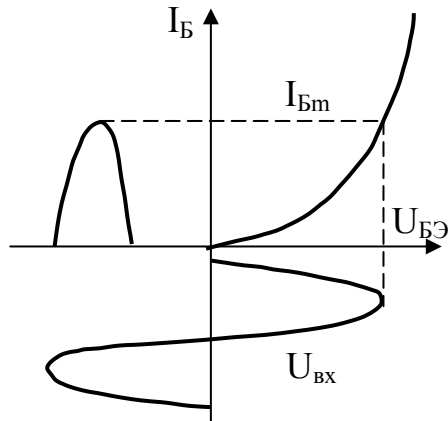


Рис. 2.26. Пример выбора рабочей точки в режиме класса В.

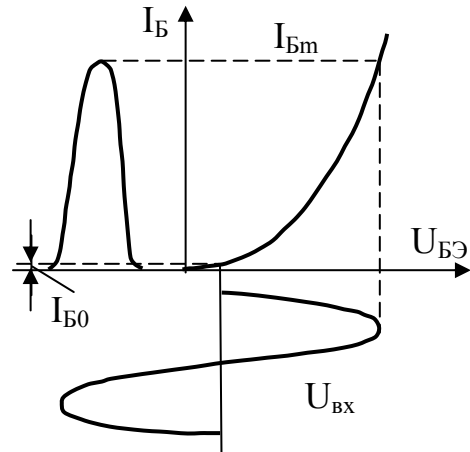


Рис. 2.27. Пример выбора рабочей точки в режиме класса АВ.

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 или закрыт (насыщен – заперт). Работа в режиме класса D осуществляется на прямоугольных импульсах и характеризуется минимальными потерями мощности.

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.

В микроэлектронике широко используются двухтактные бестрансформаторные усилители мощности, выполненные на комплементарных транзисторах (n-p-n и p-n-p-типа). Такие усилители

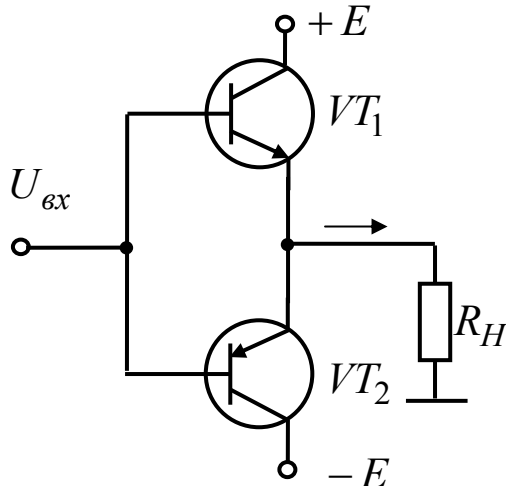


Рис. 2.36. Бустер тока класса В.

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. 2.36 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 обратим внимание на использование двухполярного питания (двух напряжений питания $+E$ и $-E$).

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 сопротивлении R_H 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. 2.36 показано, что R_H 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. 2.14) конденсатор должен иметь большой номинал для получения приемлемых значений M_H , 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. 2.36) является большой $K_{Г}$ (более 10%), что и ограничивает его использование на практике. Свободным от этого недостатка является бустер класса АВ, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.37. 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_H). Сопротивление $R_{огр}$ вводится для лучшего

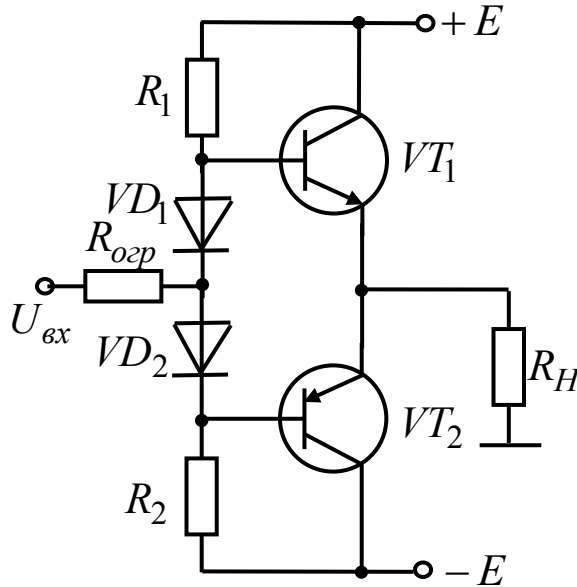


Рис. 2.37. Бустер тока класса АВ.

снижения нелинейных искажений рекомендуется бустер и предыдущий усилительный каскад охватывать общей глубокой ООС.

2.6. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока называются устройства, предназначенные для усиления медленно изменяющихся сигналов вплоть до нулевой частоты. На рис. 2.38 приведена АЧХ для усилителя постоянного тока (УПТ). Отличительной особенностью УПТ является отсутствие

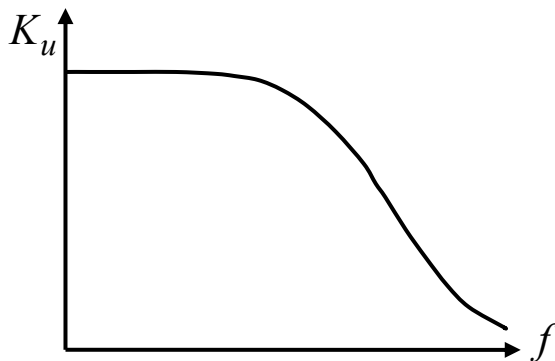


Рис. 2.38. АЧХ усилителя постоянного тока.

разделительных элементов, предназначенных для отделения усилительных каскадов друг от друга, а также от источника сигнала и нагрузки по постоянному току. При необходимости получения большей мощности P_H можно использовать более сложные схемы бустера, в которых применяются как комплементарные, так и мощные выходные однотипные транзисторы. Для

согласования с предыдущим каскадом усилителя. Обычно $R_{огр} = (0,3 \div 0,5)R_{вх}$. Точковый бустер (рис. 2.37) позволяет обеспечить в нагрузке ток $I_H \leq 0,3 A$ при мощности $P_H \leq 3 Bт$.

При необходимости согласования потенциальных уровней в соседних каскадах и уменьшение дрейфа (нестабильности) выходного уровня напряжения или тока. Дрейфом нуля называется самопроизвольное отклонение напряжения или тока на выходе

При разработке УПТ приходится решать две основные проблемы: согласование потенциальных уровней в соседних каскадах 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 нестабильности 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. раздел 2.2). 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 нестабильности $S_{нс}$.

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 $U_{вх} \geq 50$ мВ. Если в таких УПТ попытаться повысить $K_{и}$, то неизбежно получим резкое возрастание дрейфа нуля, вызванного не только температурной нестабильностью, но и нестабильностью источников питания.

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

переменный. Такие УПТ имеют малый дрейф нуля, большой коэффициент усиления на низких частотах и не нуждаются в подстройке нулевого уровня.

На рис. 2.39 приведена структурная схема усилителя с преобразованием постоянного тока в переменный, где М - модулятор, У - усилитель переменного тока, ДМ - демодулятор. Такой УПТ часто называют *усилителем с модуляцией и демодуляцией* (МДМ).

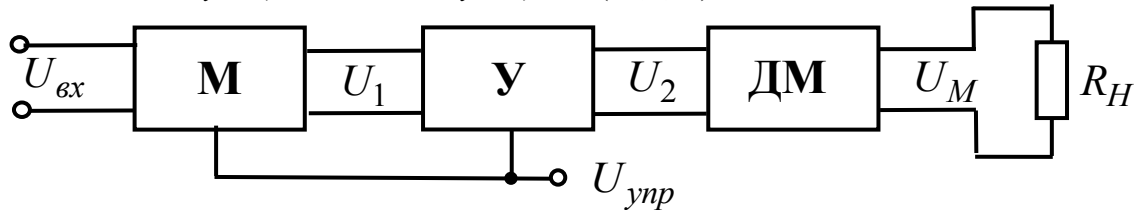


Рис. 2.39. Структурная схема УПТ с преобразованием постоянного тока в переменный.

В УПТ МДМ сигнал постоянного напряжения $U_{вх}$ (или тока) сначала преобразуется в пропорциональный ему сигнал переменного напряжения с помощью модулятора М, 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 напряжения $U_{вх}$ в переменное осуществляется под действием сигнала управления (модуляции) $U_{упр}$, обычно имеющего вид меандра. 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.

2.7. 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. 2.40 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 . Сопротивление 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_{ε} подключен к эмиттерам транзисторов.

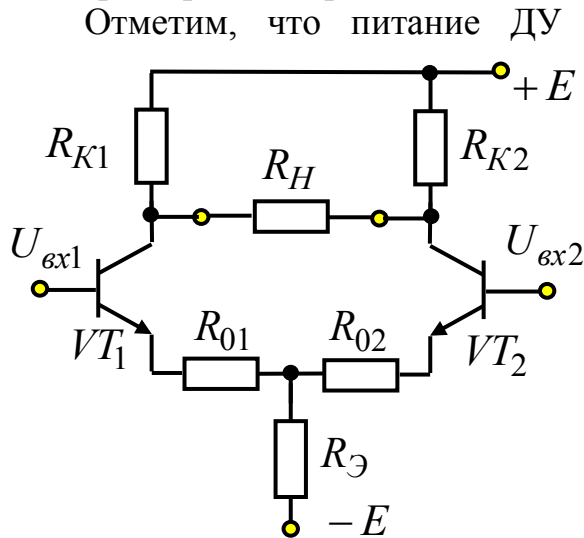


Рис. 2.40. Простейший дифференциальный усилитель.

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_{ε} , 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 $U_{ex1} = U_{ex2} = 0$ 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 близко

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

расположенные элементы действительно имеют почти одинаковые параметры. 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 непременном 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. Если на входах ДУ (рис. 2.40) присутствуют $U_{ex1} = U_{ex2}$, 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_9 (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_9 будет протекать суммарное приращение этих токов, образующее на нем сигнал ООС. Нетрудно показать, что R_9 образует в ДУ последовательную ООС по току. При этом будет наблюдаться уменьшение коэффициента усиления по напряжению для синфазного сигнала каскадов **ОЭ**, образующих общие плечи ДУ, который можно рассчитать с помощью (2.33). Таким образом, для коэффициента усиления ДУ для синфазного сигнала можно записать:

$$K_{исф} = \frac{R_{к1}}{2R_9} - \frac{R_{к2}}{2R_9} = \frac{\Delta R_k}{2R_9}, \quad (2.42)$$

Чем лучше симметрия плеч ДУ, тем меньше ΔR_k . Поскольку идеальная симметрия невозможна даже в монолитной ИМС, то всегда $\Delta R_k \neq 0$. При заданном ΔR_k уменьшить $K_{исф}$ удастся за счет увеличения глубины ООС, т. е. увеличения R_9 . 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_{ex1} в рассматриваемый момент времени представляется положительной полуволной, то U_{ex2} - отрицательной.

За счет действия $U_{вх1}$ транзистор VT_1 приоткрывается и ток его эмиттера получает положительное приращение $\Delta I_{э1}$, а за счет действия $U_{вх2}$ транзистор VT_2 призакрывается и ток его эмиттера получает отрицательное приращение $-\Delta I_{э2}$. В результате приращение тока в цепи резистора $R_э$ будет $\Delta I_{Rэ} = \Delta I_{э1} - \Delta I_{э2}$. Если общие плечи ДУ идеально симметричны, то $\Delta I_{Rэ} = 0$ 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 $R_э$ образует ООС только для синфазного сигнала.

На практике можно использовать четыре схемы 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 ДУ (между базами транзисторов). При симметричном выходе сопротивление нагрузки подключается между выходами ДУ (между коллекторами транзисторов). Такое включение ДУ и было рассмотрено выше (рис. 2.40).

При несимметричном входе источник входного сигнала подключается между одним входом ДУ и общей шиной. Коэффициент усиления ДУ не 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 (2.42), можно записать:

$$\frac{K_{диф}}{K_{усф}} = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{2R_9}{r_9}, \quad (2.43)$$

где $\delta = \Delta R_K/R_K$ - коэффициент асимметрии ДУ. При необходимости коэффициент асимметрии можно дополнить слагаемыми, представляющими разброс других параметров элементов устройства. Напомним, что разброс номиналов резисторов в монолитных ИМС не превышает 3%.

В ДУ всегда стремятся сделать КООС как можно больше. Для этого следует увеличивать R_9 . Однако существует несколько причин, ограничивающих эту возможность, самая главная - это большие трудности при реализации резисторов значительных номиналов в монолитных ИМС.

Решить эту проблему позволяет использование электронного эквивалента резистора большого номинала, которым является источник стабильного тока (ИСТ). На рис. 2.41 приведена принципиальная схема ДУ с ИСТ. Здесь ИСТ выполнен на транзисторе VT_3 . Резисторы R_1 , R_2 и R_3 , а также

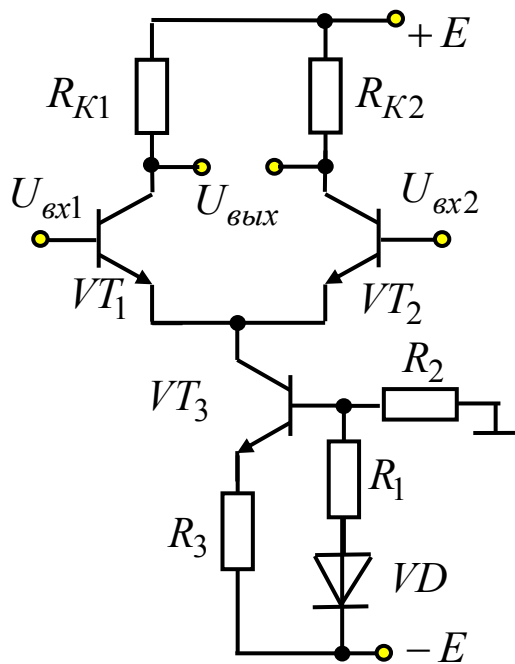


Рис.2.41. Дифференциальный усилитель с источником стабильного тока.

диод VD служат для задания и стабилизации режима покоя транзистора VT_3 . Рабочая точка для VT_3 располагается на пологой части его выходной ВАХ. В результате при изменении напряжения на таком ИСТ его ток остается практически постоянным. В реальных условиях ИСТ представляет собой эквивалент сопротивления для изменяющегося сигнала (в нашем случае синфазного) значительного номинала - до единиц МОм.

Существует много вариантов схем ДУ, но в них всегда используются ИСТ. В таких ДУ значения КООС обычно лежат в пределах 60—100дБ.

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) погрешности, проявляемые через точностные параметры, отсутствуют.

За счет асимметрии плеч в реальном ДУ всегда присутствует разбаланс коллекторных потенциалов транзисторов VT_1 и VT_2 , т. е. наблюдается 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 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 β_1 и β_2 в следующем виде:

$$\Delta I_{вх} = \frac{I_{э01}}{\beta_1} - \frac{I_{э02}}{\beta_2}. \quad (2.44)$$

Наиболее неблагоприятный случай имеет место при $I_{э01} > I_{э02}$ и $\beta_1 < \beta_2$. Из (2.44) следует, что ток смещения уменьшается при снижении рабочих токов ДУ и увеличении коэффициентов β . Протекая через сопротивление источника сигнала, ток смещения на нем создает падение напряжения, действие которого равносильно ложному дифференциальному сигналу. Поэтому естественными представляются усилия, направленные на снижение $\Delta I_{вх}$ в ДУ.

Средний входной ток $I_{вхср}$ также является точностным параметром ДУ. Средний входной ток значительно больше тока смещения. Протекая через сопротивление источника сигнала, он создает на нем падение напряжения, действующее как синфазный входной сигнал. Хотя и ослабленное в $K_{исф}$ раз, это напряжение все же вызовет на выходе ДУ разбаланс потенциалов.

Широкое распространение в аналоговых ИМС получили отражатели тока или токовое зеркало. Отражатели тока (рис. 2.42.а) выполняют на взаимно согласованных транзисторах T_1, T_2, \dots, T_N , изготовленных групповым способом на одном кристалле кремния.

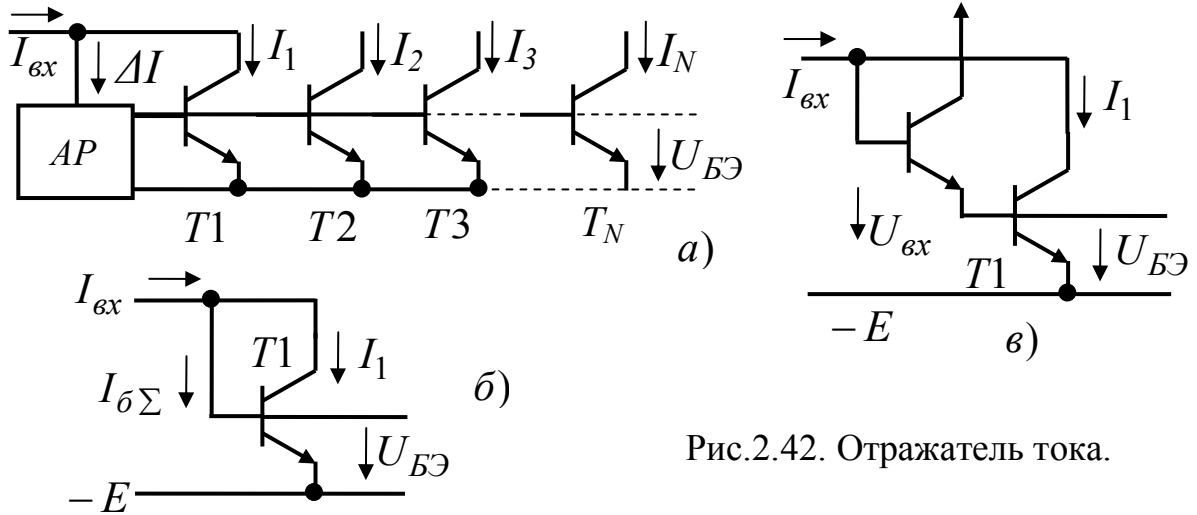


Рис.2.42. Отражатель тока.

Параллельное соединение эмиттерных переходов всех транзисторов, при котором $U_{БЭ1} = U_{БЭ2} = \dots = U_{БЭN} = U_{БЭ}$, гарантирует равенство их коллекторных токов. Ток одного из транзисторов (T_1) используется в качестве сигнала отрицательной обратной связи. Он вычитается из входного тока I_{ex} , в результате образуется сигнал рассогласования ΔI , управляющий посредством автоматического регулятора (AP) режимом работы транзисторов. При идеальном AP значение $U_{БЭ}$ таково, что сигнал рассогласования $\Delta I = 0$ и, следовательно, $I_1 = I_2 = \dots = I_N = I_{ex}$. Различные схемные реализации отражателей тока отличаются друг от друга главным образом исполнением AP.

В простейшем случае (рис. 2.42 б) разностный сигнал подается непосредственно на шину, соединяющую базы транзисторов. Однако это приводит к погрешности, так как сигнал рассогласования ΔI отличается от нуля на значение суммарного базового тока $I_{B\Sigma}$.

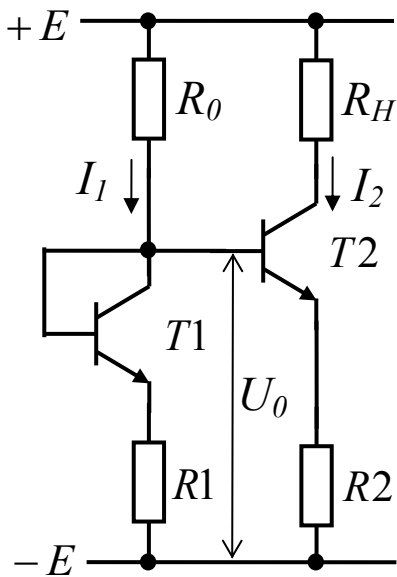


Рис. 2.43. Вариант отражателя тока.

В схеме на рис. 2.42,в эта погрешность уменьшена за счет использования эмиттерного повторителя в $1+\beta$ раз. Вариант отражателя тока, изображенный на рис. 2.43, позволяет «отражать» ток I_1 как в увеличенном, так и в уменьшенном масштабе, в зависимости от соотношения сопротивлений R_1 и R_2 в эмиттерах транзисторов T_1 и T_2 . Отраженный ток I_2 можно определить в виде $I_2 = I_1(R_1/R_2)$. При $R_1 = 0$ выходные ток определяют из выражения $I_2 = \sqrt{\phi_T I_1 / R_2}$.

Входной ток I_1 согласно рис. 2.43

выражается следующим образом: $I_1 = (E - U_0)/R_0$. Если $E \gg U_0$, то ток I_1 зависит только от напряжения источника питания E и резистора R_0 . Из выше сказанного следует, что отражатели тока можно использовать в качестве источников стабильного тока (ИСТ). Важным достоинством отражателей тока является возможность создания сразу нескольких источников стабильного тока при единственной токозадающей цепи.

На рис. 2.44 приведена упрощенная схема дифференциального каскада

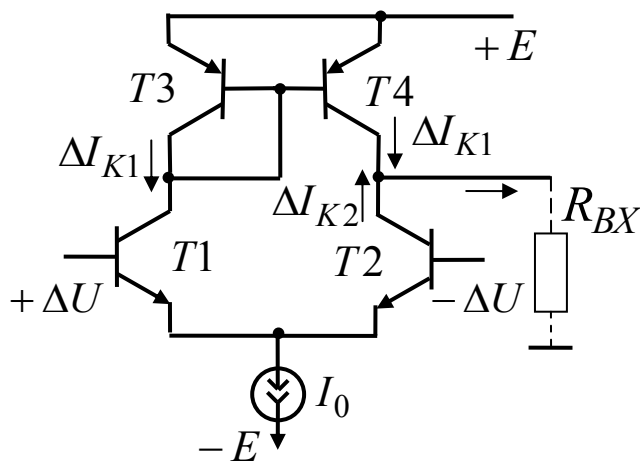


Рис. 2.44. Дифференциальный каскад с динамической нагрузкой в виде отражателя тока.

с однофазным выходом, на двух комплементарных парах взаимно согласованных биполярных транзисторов. Транзисторы T1 и T2 первой пары включены по схеме, по сути не отличающейся от схемы обычного дифференциального каскада (см. рис. 2.41) Транзисторы T3 и T4 второй пары образуют отражатель тока, использующийся в качестве динамической нагрузки в коллекторных цепях T1 и T2. Пусть на базы транзисторов T1 и T2 поступают соответственно

сигналы $+\Delta U$ и $-\Delta U$. При этом коллекторный ток I_{K1} изменится на величину $\Delta I_{K1} = \alpha(\Delta U/r_3)$. Приращение ΔI_{K1} будет повторено отражателем тока в коллекторной цепи транзистора T4 и даст приращение коллекторного потенциала $\Delta U_{K2} = \Delta I_{K1}R_{BX}$. Точно такая же величина получится под действием приращения ΔI_{K2} , обусловленного сигналом $-\Delta U$. В результате получаем на выходе: $\Delta U_{K2} = 2\Delta U(R_{BX}/r_3)$, где R_{BX}/r_3 - коэффициент усиления; R_{BX} - входное сопротивление следующего каскада. Таким образом, использование отражателя тока позволяет не только получить высокий коэффициент усиления (до нескольких тысяч), но и удвоить сигнал на одноканальном выходе ДУ.

2.8. Операционные усилители.

Операционным усилителем называют высококачественный интегральный усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и одноканальным выходом, предназначенный для работы в схемах с 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) играют роль многофункциональных узлов 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 большие: коэффициент усиления по напряжению; входное сопротивление и КООС; нулевое выходное сопротивление 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. 2.45,а дано упрощенное обозначение ОУ без выводов для подключения источников питания, общей шины и внешних элементов, а на рис. 2.45,б приведены некоторые из этих выводов.

Кроме выводов для подключения напряжения питания здесь обозначены выходы частотной коррекции (FC), которые используются в ОУ без внутренней коррекции, и выходы балансировки (NC). 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).

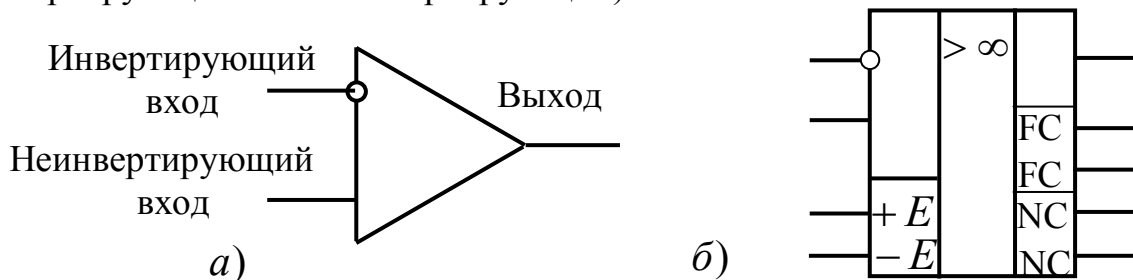


Рис. 2.45. Условные обозначения операционных усилителей.

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.

Промышленностью освоен выпуск целого ряда ОУ различного назначения. Основная масса – ОУ общего применения. С их помощью, строят узлы аппаратуры, имеющие суммарную погрешность на уровне 1%.

Характерным представителем первого поколения таких ОУ служит ОУ 140УД1 (рис. 2.46). Входной дифференциальный каскад на транзисторах T_1 и T_2 с диффузионными резисторами в коллекторных цепях R_1 , R_2 и R_8 . Токи эмиттеров этих транзисторов задаются ИСТ, выполненным на транзисторе T_3 (см. рис. 2.41). Сигналы с выходов первого каскада подаются на базы транзисторов T_5 и T_6 , составляющих второй ДУ. Отличительной

особенностью этого каскада является отсутствие нагрузочного резистора в цепи коллектора транзистора T_5 . Несимметричный выходной сигнал

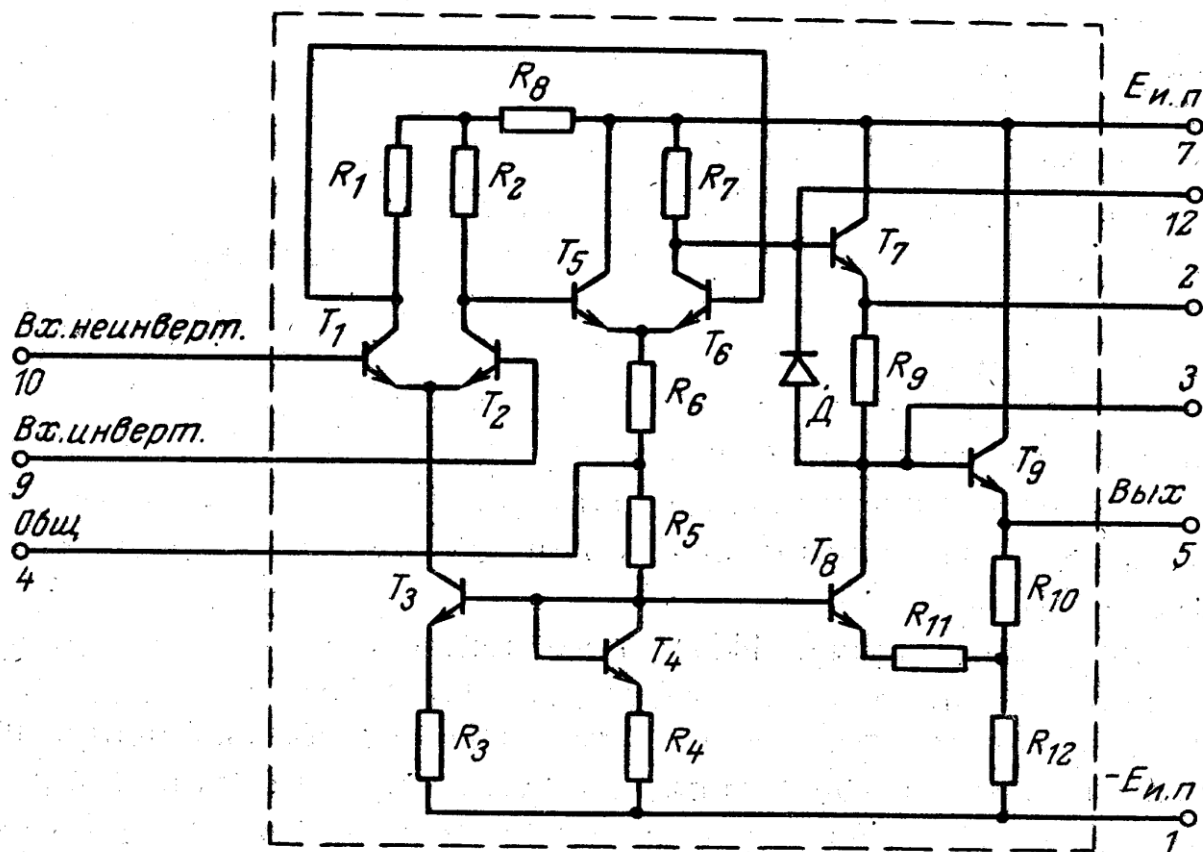


Рис. 2.46. Операционный усилитель первого поколения 140УД1.

снимается с коллектора транзистора T_6 и передается на вход согласующего каскада выполненного на транзисторах T_7 и T_8 . Как и в усилителях постоянного тока прямого усиления, какими являются первые два дифференциальных каскада ОУ, от каскада к каскаду происходит увеличение выходных напряжений. В операционном же усилителе необходимо, чтобы при отсутствии сигнала на его входе потенциалы обоих входов и выхода были бы одинаковы. Следовательно, нужно возросший потенциал коллектора транзистора T_6 снизить до уровня потенциала на входе ОУ.

Эта задача в согласующем каскаде решается следующим способом. Транзистор T_8 является источником стабильного тока, поэтому падение напряжения от этого тока на резисторе R_9 тоже величина постоянная. Достаточно так подобрать сопротивление R_9 , чтобы сумма падений напряжения $U = U_{ЭБТ7} + U_{R9} + U_{БЭТ9}$ была равна разности потенциалов между базой транзистора T_7 и входными выводами 9 и 10. Тогда потенциал выходного вывода 5 окажется равным потенциалам входов.

Согласованием уровней потенциалов входа и выхода функции согласующего каскада не ограничиваются. Он повышает коэффициент усиления за счет положительной обратной связи, образованной с помощью делителя выходного напряжения на резисторах R_{10} и R_{12} . При

положительном сигнале на прямом входе 10 на выходе 5 также появляется усиленное положительное напряжение. Часть этого напряжения, снимаемая с резистора R_{12} , через резистор R_{11} поступает на эмиттер T_8 , уменьшая напряжение $U_{БЭТ8}$ и тем самым подзапирая его относительно режима покоя. Уменьшение коллекторного тока T_8 уменьшит падение напряжения на резисторе R_9 , а значит, повысит потенциал на базе T_9 , что приведет к дальнейшему увеличению выходного напряжения.

Выходной каскад на транзисторе T_9 и резисторах R_{10} и R_{12} представляет собой обычный эмиттерный повторитель, предназначенный для усиления мощности сигнала и снижения выходного сопротивления усилителя.

С развитием технологии изготовления интегральных схем произошли значительные изменения в схемотехнике операционных усилителей, связанные с использованием транзисторов различного типа проводимости, отражателей тока и динамических нагрузок. Это операционные усилители второго поколения. В их основу положена так называемая трехкаскадная схема, типичным примером которой является сравнительно простой ОУ 544УД1, приведенный на рис. 2.47.

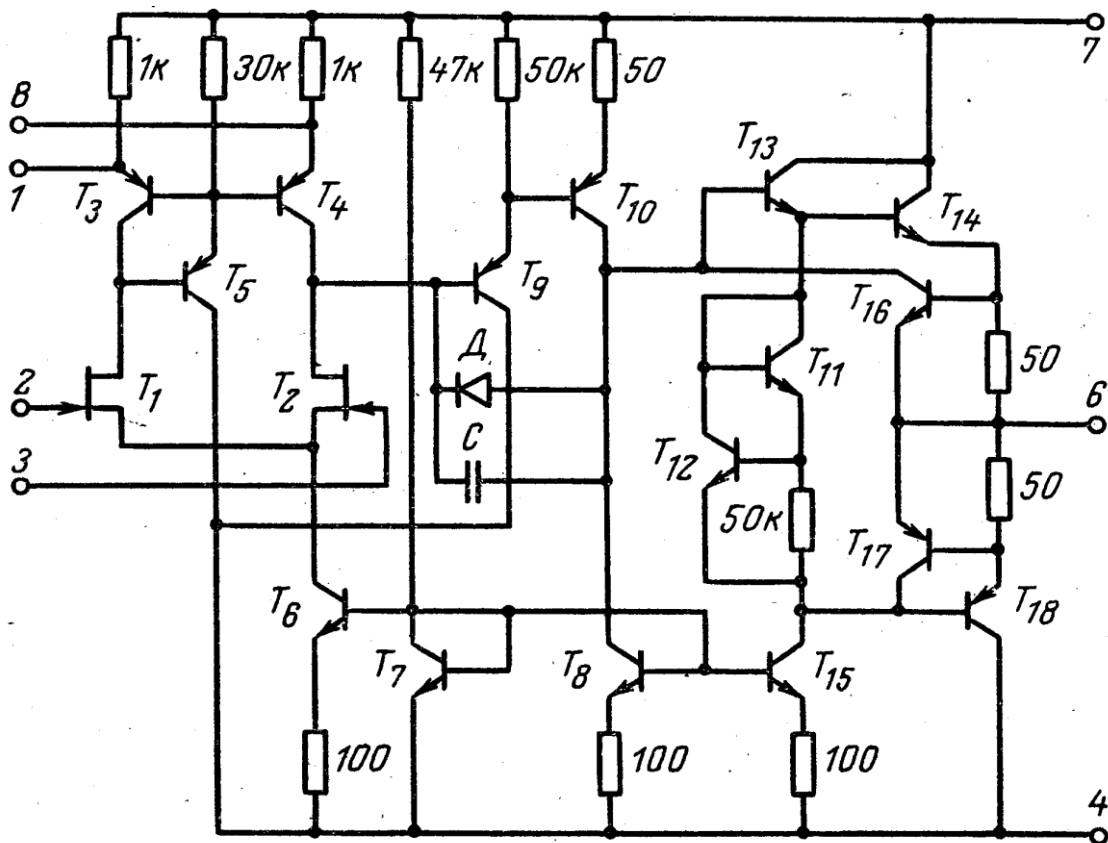


Рис. 2.47. Операционный усилитель второго поколения 544УД1.

Входной каскад ОУ 544УД1 выполнен по дифференциальной схеме на p -канальных полевых транзисторах T_1 и T_2 с управляющим p - n -переходом. В качестве нагрузки использована схема отражателя тока на транзисторах T_3 , T_4 и T_5 , а ток истоков стабилизирован генератором тока на транзисторах T_6 и

Т₇. Однофазный выход дифференциального каскада через эмиттерный повторитель на транзисторе Т₉ подключен ко входу каскада промежуточного усиления на транзисторе Т₁₀ с динамической нагрузкой в коллекторе в виде источника тока на транзисторе Т₈. Конденсатор С включается для сужения полосы пропускания каскада с тем, чтобы предотвратить самовозбуждение усилителя.

Третий, выходной каскад построен по двухтактной схеме на комплементарных транзисторах Т₁₄ и Т₁₈, работающих в режиме класса АВ. Транзисторы Т₁₁ и Т₁₂ в диодном включении служат для задания рабочих точек транзисторов выходного каскада.

Отличительной особенностью ОУ второго поколения является их защита от перегрузок. Рассмотрим работу схемы защиты одного из выходных транзисторов (например, транзистора Т₁₈). При нормальном режиме падение напряжения на резисторе в эмиттере транзистора Т₁₈ мало, поэтому транзистор Т₁₇ заперт и не оказывает влияния на работу транзистора Т₁₈. Однако как только ток в нагрузке превысит допустимое значение (например, при коротком замыкании вывода б на корпус), падение напряжения на резисторе в эмиттере транзистора Т₁₈ окажется больше напряжения открывания транзистора Т₁₇. При этом схема переводится в режим источника тока, так как через открытый транзистор Т₁₇ часть тока транзистора Т₁₅ ответвляется в нагрузку, ограничивая ток эмиттера транзистора Т₁₈ на допустимом уровне. Схема защиты на транзисторе Т₁₆ работает аналогичным образом.

Основным параметром ОУ, как и любого усилительного устройства, является коэффициент усиления. Прежде всего, это коэффициент усиления по напряжению без обратной связи K_{uou} . Этот параметр иногда называют полным коэффициентом усиления по напряжению. На низких и средних частотах его часто обозначают, как K_{uou0} 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 $R_{вхou}$ и выходным $R_{выхou}$ сопротивлениями. Обычно эти параметры приводятся для ОУ без цепей ООС. Чаще всего желательно повышать $R_{вхou}$ и снижать $R_{выхou}$. Выходную цепь ОУ представляют также такие параметры, как максимальный выходной ток ($I_{выхou} \leq 20\text{мА}$) и минимальное сопротивление нагрузки ($R_{н\text{ min}} \geq 1\text{кОм}$), 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 источника питания $K_{ОВНП} = 20 \lg \Delta E / \Delta U_{см}$. 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 $K_{иоу} = 1$. 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. 2.48 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. 2.48 $U_{ош}$ не показано ввиду его малости). Наличие $U_{ош}$ иногда может существенно изменять амплитудную характеристику ОУ.

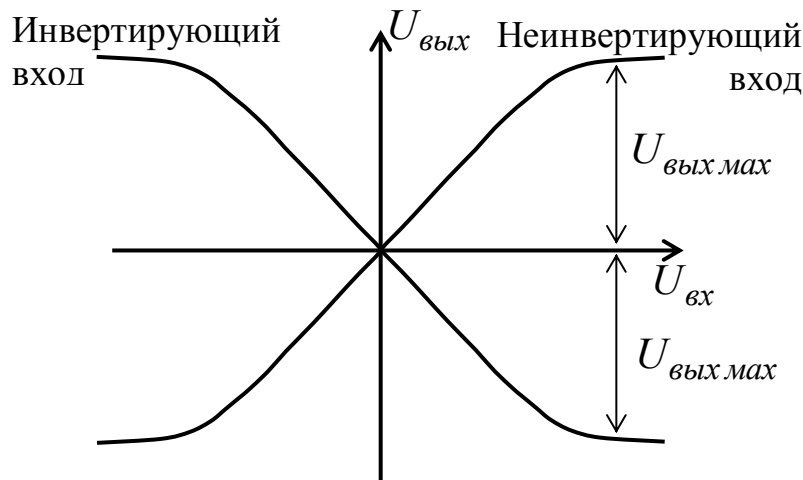


Рис. 2.48. Передаточные характеристики ОУ.

Амплитудную характеристику ОУ несколько условно можно разделить на наклонный и горизонтальный участки. Рабочим участком является наклонный (линейный) участок характеристики, угол наклона которого определяется значением

$K_{иоу}$. При изменении $U_{вх}$ для горизонтального участка характеристики выходное напряжение остается постоянным. Это напряжение $U_{выхmax}$ является максимальным выходным напряжением ОУ. Иногда $U_{выхmax}$ для инвертированного и неинвертированного сигналов различаются по значению (например, для ОУ К140УД5А). Обычно значения $U_{выхmax}$ не намного меньше напряжения питания E . Частотные свойства ОУ представляются его АЧХ, при построении которой $K_{иоу}$ приводится в дБ, а частота откладывается по горизонтальной оси в логарифмическом масштабе. Такую АЧХ ОУ принято называть логарифмической амплитудно-частотной

характеристикой (ЛАЧХ). Рассмотрим ЛАЧХ ОУ, которая в общем случае представляется характеристикой обычного УПТ. На рис. 2.47 приведена типовая ЛАЧХ для ОУ К140УД10, спад имеет место только в области высоких частот.

Используя (2.16) и (2.10), можно представить модуль K_{uoy} в следующем виде:

$$K_{uoy} = K_{uoy0} / \sqrt{1 + (\omega\tau_g)^2}, \quad (2.45)$$

где τ_g - постоянная времени ОУ, которая при $M_g = 3$ дБ определяет частоту сопряжения (среза) усилителя (см. рис. 2.46) $\omega_g = 1/\tau_g = 2\pi f_g$. Заменив в (2.45) τ_g на $1/\omega_g$, получим выражение (дБ)

$$K_{uoy} = 20\lg K_{uoy0} - 20\lg \sqrt{1 + (\omega/\omega_g)^2}. \quad (2.46)$$

Выражение (2.46) представляет собой запись ЛАЧХ. При низких и средних частотах коэффициент усиления ОУ равен $20\lg K_{uoy0}$, т.е. ЛАЧХ представляет собой прямую линию, параллельную оси частот. С повышением частоты K_{uoy} начнет уменьшаться за счет влияния второго члена в правой части (2.46). С некоторым приближением можно считать, что на высоких частотах спад K_{uoy} происходит со скоростью 20 дБ/дек, т.е. возрастание частоты в 10 раз приводит к уменьшению K_{uoy} на 20 дБ. Действительно, при $\omega \gg \omega_g$ можно упростить подкоренное выражение в правой части (2.46). При этом получим

$$K_{uoy} = 20\lg K_{uoy0} - 20\lg(\omega/\omega_g). \quad (2.47)$$

Таким образом, ЛАЧХ и ОБЧ представляется прямой линией с наклоном к оси частот 20 дБ/дек. Точка пересечения рассмотренных прямых, представляющих ЛАЧХ ОУ, соответствует частоте сопряжения ω_g (f_g).

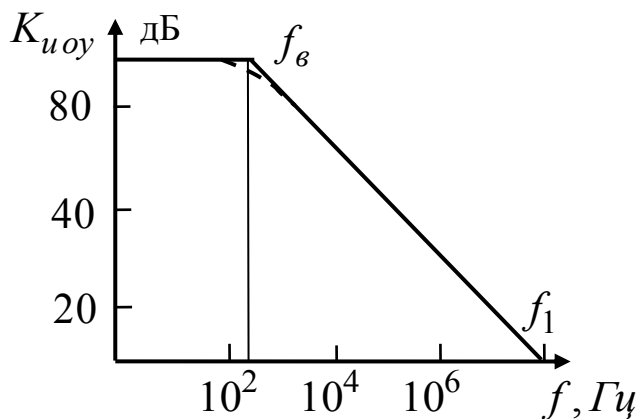


Рис. 2.49. Логарифмическая амплитудно – частотная характеристика ОУ.

скорректированных ОУ.

Реальная ЛАЧХ ОУ несколько отличается от вида на рис. 2.49. Это отличие имеет максимальное значение в 3 дБ на частоте f_d (пунктир на рис.

Отметим, что спад K_{uoy} иногда представляется в 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 РС-фильтров НЧ и для

2.49). Однако для удобства анализа ЛАЧХ ОУ обычно аппроксимируют прямолинейными отрезками. Такие графики принято называть *диаграммами Боде*.

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 $K_{uoy} \approx 20$ дБ/дек. Для ОУ с внешней коррекцией необходимый спад K_{uoy} получают за счет подключения внешних RC-цепей к специальным выводам (например, выводы ЧК на рис. 2.42, б).

К ОУ с внутренней коррекцией относятся ИМС К140УД6, К140УД8, К140УД12, К140УД13, К154УД1, К544УД1, К544УД2, К574УД1 и др. В таких ОУ для области спада ЛАЧХ можно рассчитать K_{uoy} на заданной частоте f по следующей формуле: $K_{uoy} = f_T / f$. Подставив в эту формулу f_e вместо f , получим максимальное значение K_{uoy} .

Среди усилителей, выполненных на основе ОУ, наиболее часто используются инвертирующий и неинвертирующий варианты. На рис. 2.50 приведена принципиальная схема инвертирующего усилителя на ОУ. Цепи электропитания, частотной коррекции и другие вспомогательные цепи здесь для простоты восприятия не показаны. Входной сигнал подан на инвертирующий вход,

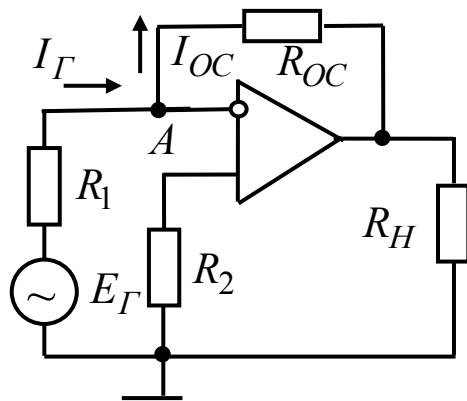


Рис. 2.50. Инвертирующий усилитель на ОУ.

следовательно, $U_{вых}$ будет находиться в противофазе с входным напряжением. Резистор R_1 соответствует сопротивлению источника сигнала R_Γ . Неинвертирующий вход соединен с общей шиной через резистор R_2 . Нетрудно показать, что на рис. 2.50 ОУ охвачен параллельной ООС по напряжению (цепью резистора R_{oc}).

(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 на инвертирующем входе (в точке A) тоже должен быть равен нулю. Точку A принято называть «кажущейся землей» или «точкой виртуального нуля». Тогда можно записать для токов в рассматриваемой схеме на идеальном ОУ: $I_\Gamma = I_{oc}$, т. е. $E_\Gamma / R_1 = -U_{вых} / R_{oc}$. Отсюда получим выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя по напряжению

$$K_{uинв} = U_{вых} / E_\Gamma = -R_{oc} / R_1. \quad (2.48)$$

Выражение (2.48) повторяет общую запись для K_{uoc} при глубокой параллельной ООС по напряжению (2.32). Знак «-» в (2.48) указывает на

инвертирование сигнала. Таким образом, для идеального ОУ $K_{инв}$ определяется отношением внешних резисторов.

Для реального ОУ использование (2.48) приводит к появлению погрешностей в расчете $K_{инв}$. Чем больше в ОУ $K_{иоу}$ и $R_{вхоу}$, тем меньшую погрешность дает использование этой формулы. Так, при $R_{вхоу} = 10 \text{кОм}$, $R_{ос} = 100 \text{кОм}$, $R_1 = 1 \text{кОм}$ погрешность в определении $K_{инв}$ по (3.48) составит примерно 9%, а при $K_{иоу} = 10^5$ (остальные параметры те же) - менее 0,1%. Обычно допускается использование выражения (2.48) при $10K_{инв} < K_{иоу}$ (т.е. при глубине ООС $F > 10$, что справедливо для большинства практических случаев).

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ $R_{вхинв}$ имеет относительно небольшую величину, что определяется параллельной ООС. $R_{вхинв}$ можно определить из выражения:

$$R_{вхинв} = R_1 + (R_{ос}/1 + K_{иоу}) \parallel R_{вхоу} \approx R_1. \quad (2.49)$$

Из (2.49) следует, что при больших $K_{иоу}$ сопротивление $R_{вхинв}$ определяется внешним резистором R_1 . Рекомендуется, чтобы $R_1 \leq 10 \text{кОм}$.

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на реальном ОУ $R_{выхинв}$ отличается от нуля, но все же невелико и определяется как небольшим сопротивлением $R_{выхоу}$ так и глубокой ООС по напряжению. Для сопротивления $R_{выхинв}$ при $F > 10$ можно записать

$$R_{выхинв} = R_{выхоу} / F = R_{выхоу} K_{инв} / K_{иоу}. \quad (2.50)$$

Из (2.50) следует, что выходное сопротивление снижается пропорционально уменьшению $K_{инв}$.

Для реального ОУ на выходе усилителя при $U_{вх} = 0$ всегда будет присутствовать напряжение ошибки $U_{ош}$, которое порождается двумя точностными параметрами входного каскада ОУ: $U_{см}$ и $\Delta I_{вх}$. С целью снижения $U_{ош}$ стремятся, чтобы общие эквиваленты резисторов, подключенные ко входам ОУ, были равны. Так, для схемы (рис. 2.45) необходимо, чтобы

$$R_2 = R_1 \parallel R_{ос}. \quad (2.51)$$

Назначение резистора R_2 - снижение токовой ошибки. При выполнении условия (2.51) и $K_{инв}$ можно записать

$$U_{ош} \approx U_{см} K_{инв} + \Delta I_{вх} R_{ос}. \quad (2.52)$$

С целью снижения $U_{ош}$ можно осуществить установку нуля на выходе усилителя с помощью специальной схемы смещения, которая задает на инвертирующий вход ОУ небольшое напряжение, компенсирующее на выходе $U_{ош}$. 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 $U_{ош}$) возникает необходимость в создании усилителей только переменного тока на ОУ. Для этого можно использовать усилитель (рис. 2.50), включив в него разделительный конденсатор (или конденсаторы на входе и выходе). На рис. 2.51 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%-ная ООС по постоянному напряжению.

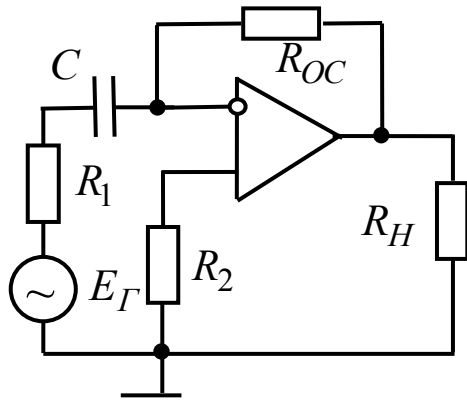


Рис. 2.51. Инвертирующий усилитель переменного тока на ОУ.

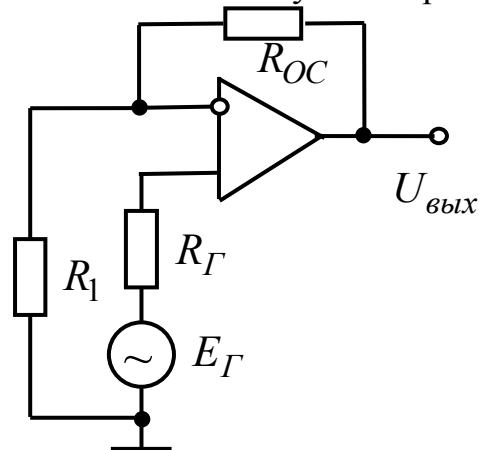


Рис. 2.52. Неинвертирующий усилитель на ОУ.

Для расчета основных параметров инвертирующего усилителя переменного тока в области средних частот можно использовать выражения (2.48)—(2.50). 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 равна $\tau_n = CR_1$. Подставив τ_n в (2.9), нетрудно определить коэффициент частотных искажений M_n . При использовании разделительного конденсатора на выходе рассматриваемого усилителя расчет коэффициента M_n следует проводить как для входной, так и для выходной цепей, а затем полученные значения сложить.

Другой широко распространенный вариант включения ОУ реализуется в виде неинвертирующего усилителя, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.52. 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:

$U_{вх} = U_{вых} R_1 / (R_1 + R_{ос})$, откуда для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя по напряжению получим

$$K_{и\ неинв} = 1 + R_{ос} / R_1. \quad (2.53)$$

Сравнивая (2.53) с (2.48), можно записать: $K_{и\ неинв} = 1 + |K_{и\ инв}|$. Для неинвертирующего усилителя на реальном ОУ (2.53) справедливо при достаточной глубокой ООС (при $F > 10$), что обычно и имеет место на практике. Отметим, что обычно значения суммы $R_1 + R_{ос}$, лежат в пределах от 50 кОм до 1 МОм.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя на ОУ $R_{вх\ неинв}$ всегда имеет большую величину. Этот факт определяется значительным $R_{вх\ оу}$ и глубокой последовательной ООС. Для $R_{вх\ неинв}$ формула (2.28) имеет следующий вид:

$$R_{вх\ неинв} = R_{вх} F = R_{вх\ оу} K_{и\ оу} / K_{и\ неинв}. \quad (2.54)$$

Из (2.54) видно, что в неинвертирующем усилителе входное сопротивление возрастает при уменьшении $K_{и\ неинв}$. Обычно $R_{вх\ неинв}$ составляет единицы или десятки ГОм.

Поскольку как в неинвертирующем, так и в инвертирующем усилителях на ОУ имеет место ООС по напряжению, то при одинаковой глубине ООС $R_{вх\ неинв} = R_{вх\ инв}$. Для расчета $R_{вх\ неинв}$ можно использовать формулу (2.50).

Для снижения токовой ошибки в неинвертирующем усилителе следует выполнять условие (2.51), где следует заменить R_2 на $R_Г$. Однако в реальных случаях неинвертирующий усилитель часто используется при весьма больших $R_Г > 1$ МОм. Кроме того, входной сигнал на неинвертирующем входе (без инвертирования) усиливается ОУ и затем в той же фазе поступает на инвертирующий вход. В результате на обоих входах ОУ появляются синфазные сигналы. Все это приводит к повышению $U_{ош}$ и является недостатком рассматриваемого усилителя на ОУ.

При увеличении глубины ООС в неинвертирующем усилителе $K_{и\ неинв}$ будет уменьшаться и при 100%-ной ООС станет равным единице. Такой усилитель принято называть неинвертирующим повторителем или просто повторителем. На рис. 2.53 приведена принципиальная схема повторителя на ОУ. Здесь 100%-ная последовательная ООС по напряжению создана цепью

резистора R_{oc} . В повторителе реализуется максимальное входное и

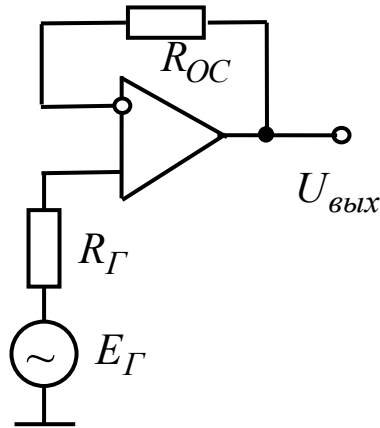


Рис. 2.53. Неинвертирующий повторитель на ОУ.

минимальное выходное сопротивление для используемого типа ОУ. Рассчитать эти параметры можно с помощью (2.54), положив в ней $K_{и\text{неинв}} = 1$ и (2.50) соответственно. Повторитель на ОУ, как и любой другой повторитель (эмиттерный или истоковый), используется как согласующий каскад.

Для уменьшения токовой ошибки в повторителе стараются выполнить равенство: $R_{Г} = R_{oc}$. Однако из-за больших $R_{Г}$ это не всегда удается

осуществить. При $R_{Г} \gg 1\text{МОм}$ резистор R_{oc} перестает выполнять свою компенсирующую роль и его вообще не ставят. В этом случае можно записать: $U_{ош} = U_{см} + I_{вх\text{ср}}R_{Г}$.

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 на ОУ необходимых свойств и прежде всего обеспечение 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 $K_{и\text{оу}} \approx 20$ 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 $K_{иоу} \approx 20$ 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.

Вопросы для самопроверки

1. Какими основными параметрами характеризуется усилитель?
2. Назовите виды искажений в усилителях и объясните причины их возникновения.
3. Нарисуйте принципиальную схему усилительного каскада с ОЭ и объясните функциональное назначение входящих в него элементов.
4. Объясните принцип работы усилительного каскада с ОЭ использованием входных и выходных характеристик транзистора.
5. Приведите эквивалентную схему каскада с ОЭ для области средних частот и выведите формулы для коэффициентов усиления по напряжению и току, входного и выходного сопротивлений каскада.
6. Поясните влияние разделительных конденсаторов на работу каскада с ОЭ в области низких частот.
7. Какими причинами объясняется уменьшение коэффициента усиления каскада с ОЭ в области высоких частот?
8. Какие причины влияют на стабильность режима покоя в каскаде с ОЭ и как ее можно повысить?
9. Нарисуйте принципиальную схему усилительного каскада с ОБ. Объясните принцип работы усилительного каскада с ОБ.
10. Приведите эквивалентную схему каскада с ОБ для области средних частот и выведите формулы для коэффициентов усиления по напряжению и току, входного и выходного сопротивлений каскада
11. Нарисуйте принципиальную схему каскада с ОК.
12. Составьте эквивалентную схему каскада с ОК и выведите формулы для коэффициентов усиления по напряжению и току, входного и выходного сопротивлений каскада.
13. Сделайте сравнительный анализ каскадов с ОЭ, ОБ и ОК по основным качественным показателям.
14. Нарисуйте принципиальную схему усилительного каскада с ОИ на полевом транзисторе и объясните функциональное назначение входящих в него элементов.

15. Приведите эквивалентную схему каскада с ОИ для области средних частот и выведите формулы для коэффициентов усиления по напряжению и току, входного и выходного сопротивлений каскада.
16. Что понимают под обратной связью в усилителях, и для каких целей ее вводят в усилители?
17. Какие виды обратных связей в усилителях Вы знаете?
18. Нарисуйте структурную схему усилителя с последовательной обратной связью по напряжению и выведите выражение для коэффициента усилителя с ООС по напряжению.
19. Поясните, как можно использовать метод короткого замыкания нагрузки для определения способа снятия сигнала обратной связи?
20. Каким образом меняется входное сопротивление усилителя при введении параллельной и последовательной ООС по напряжению?
21. Какие режимы усиления применяются в выходных усилителях мощности сигналов, и чем они характеризуются?
22. Нарисуйте принципиальную схему бестрансформаторного выходного каскада, работающего в режиме класса В или АВ.
23. Какие особенности и трудности возникают при построении усилителей постоянного тока? Как их удается избежать?
24. Приведите принципиальную схему дифференциального усилителя и объясните принцип его работы.
25. Что такое синфазная и дифференциальная составляющие входного сигнала дифференциального усилителя?
26. Какими качественными основными показателями оценивается работа дифференциального усилителя?
27. Приведите принципиальную схему отражателя тока и объясните принцип его работы.
28. Какие функции может выполнять отражатель тока?
29. Какие усилители принято называть операционными?
30. Нарисуйте схему инвертирующего усилителя на ОУ и выведите формулы для коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений такого усилителя.
31. Нарисуйте схему неинвертирующего усилителя на ОУ и выведите формулы для коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений такого усилителя.
32. Приведите схему повторителя на ОУ и укажите возможные варианты его использования.

Глава третья

ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ И ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

3.1. Общие сведения

В современной информационной и силовой электронике импульсный принцип построения систем занимает доминирующее положение по сравнению с аналоговым. На базе импульсных устройств основана цифровая вычислительная техника. Преобладающее применение импульсных и цифровых устройств обусловлено их высоким к.п.д., более высокой точностью, меньшей критичностью к изменению температуры, большей помехоустойчивостью. Немаловажную роль играют также относительная простота средств представления информации в импульсной форме и наличие эффективных способов ее обработки.

В импульсной технике применяются импульсы различной формы. Распространены импульсы, близкие по форме к прямоугольной, пилообразной и экспоненциальной (рис. 3.1.), а также импульсы положительной, отрицательной и чередующейся полярности.

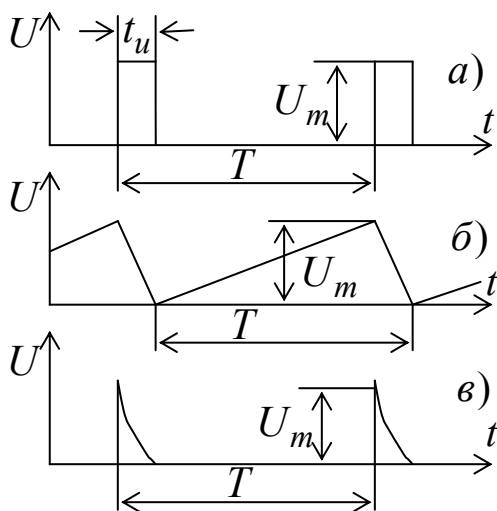


Рис. 3.1. Импульсные сигналы прямоугольной (а), пилообразной (б) и экспоненциальной (в) форм.

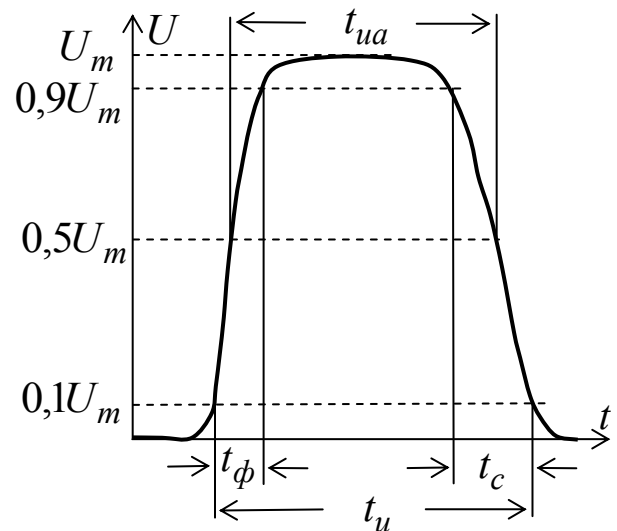


Рис. 3.2. Реальный импульс напряжения прямоугольной формы.

Импульсный сигнал характеризуется рядом параметров. Рассмотрим их на примере импульса напряжения с формой, близкой к прямоугольной (рис. 3.2.). Основными параметрами импульса являются амплитуда U_m , длительность импульса t_u , длительности фронта t_ϕ и спада t_c (иногда обозначают нарастающий фронт импульса t_ϕ^+ , а спадающий фронт t_ϕ^-). Длительность импульса определяют на уровне $0,1 U_m$. Иногда длительность импульса определяют на уровне $0,5 U_m$ и тогда ее называют активной длительностью импульса t_{ua} . Длительности фронтов импульса определяются

изменением напряжения относительно уровней 0,1 и 0,9 U_m (см. рис. 3.2.). Параметрами последовательности импульсов (см. рис. 3.1.) являются период повторения, частота повторения, скважность. Периодом повторения импульсов T называют интервал времени между соответствующими точками (например, между началами) двух соседних импульсов. Величину, обратную периоду повторения, называют частотой повторения импульсов: $f = 1/T$. Скважность импульсов характеризуется отношением периода повторения к длительности импульса $Q = T/t_u$. Величину обратную скважности называют коэффициентом заполнения.

В схемах импульсной техники для обработки и преобразования информации широко применяют цифровые методы. Они базируются на использовании сигнала прямоугольной формы, имеющего два фиксированных уровня напряжения. Это позволяет представить сигнал в цифровой форме: уровню высокого напряжения приписывают символ $\langle 1 \rangle$, а уровню низкого напряжения – символ $\langle 0 \rangle$. На указанном виде сигнала основана работа цифровых вычислительных устройств, а также используемая в них двоичная система счисления.

Цифровая форма представления сигнала упрощает рассмотрение импульсных систем и позволяет использовать при их анализе и разработке соответствующий математический аппарат – алгебру логики. Цифровые методы построения и проектирования импульсных систем занимают в современной электронике ведущее место. Целью настоящей главы является изучение наиболее характерных элементов импульсной и цифровой техники.

3.2. Ключи на биполярных транзисторах.

Ключом называют устройство, основное назначение которого состоит в замыкании и размыкании цепи нагрузки под действием управляющего сигнала. Транзисторный ключ подобен механическому выключателю или электромагнитному реле. Качество ключа определяется минимальным падением напряжения на нем в замкнутом состоянии, минимальным током в разомкнутом состоянии и скоростью переходных процессов.

В импульсной технике используют в ключевом режиме все три схемы включения транзистора: с ОЭ, с ОБ и с ОК. Наибольшее распространение получил транзисторный ключ, собранный по схеме с общим эмиттером, дающей самое большое усиление по мощности. Практическая схема ключа на биполярном транзисторе типа p-n-p представлена на рис. 3.3.

Нагрузочный резистор $R_k = R_n$ включен в коллекторную цепь транзистора. Входной управляющий сигнал $U_{вх}$ (рис. 3.4.) поступает на базу транзистора через резистор R_b , ограничивающий величину тока базы транзистора в открытом состоянии. Для обеспечения запертого состояния транзистора при $U_{вх} = 0$, через резистор $R_{см}$ на базу транзистора подается положительное напряжение от источника $+E_{см}$. Транзистор выполняет

роль ключа в последовательной цепи с резистором R_K и источником питания $-E$.

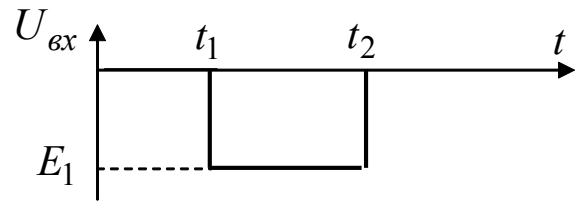
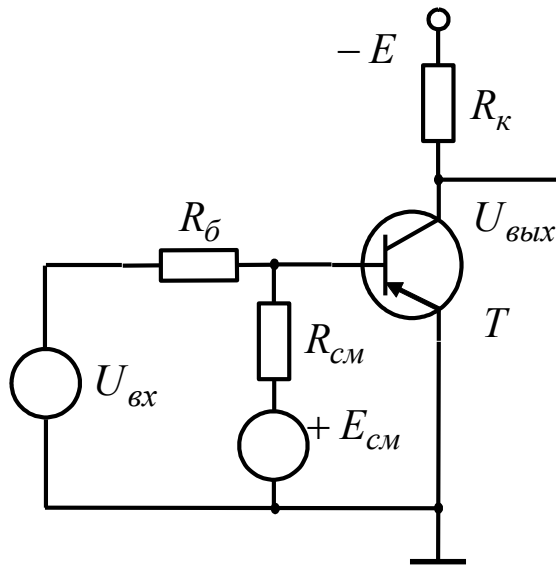


Рис. 3.4. Временная диаграмма управляющего сигнала ключа.

Рис. 3.3. Транзисторный ключ.

Также, как и для усилительного каскада, на выходных характеристиках транзистора построим нагрузочную прямую, описываемую соотношением $U_{кэ} = -(E - IR_K)$ и пересекающую оси координат в точках $(U_{кэ} = -E, I = 0)$ и $(U_{кэ} = 0, I_K = E/R_K)$. Транзисторный ключ может находиться в одном из двух статических режимов: режиме отсечки (ключ разомкнут) – точка А или режиме насыщения (ключ замкнут) – точка В на рис. 3.5.

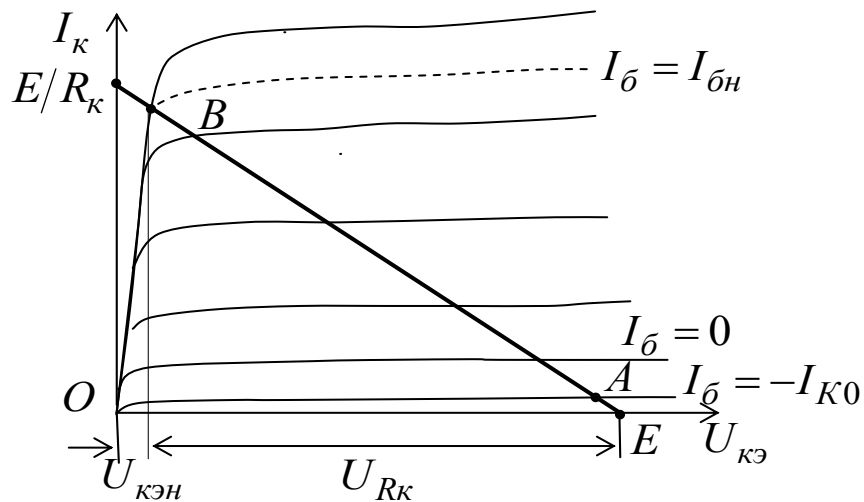


Рис. 3.5. Рабочие точки ключа с ОЭ на семействе выходных характеристик

В режиме отсечки оба перехода транзистора смещены в обратном направлении $U_{бк} > 0$ и $U_{бэ} > 0$. Исходя из уравнений Эберса – Молла для токов запертого транзистора справедливы соотношения

$$I_K = (1 - \beta_I / \beta_N) I_{K0} \approx I_{K0},$$

$$I_{\text{э}} = -\beta_I / \beta_N \cdot I_{K0} \approx 0,$$

$$I_{\text{б}} = -I_{K0},$$

так как $\beta_N > \beta_I$.

Отсюда видно, что, в первом приближении, закрытый транзистор на эквивалентной схеме ключа в режиме отсечки можно представить в виде генератора тока, включенного между базой и коллектором транзистора (рис.3.6.).

При $U_{\text{вх}} = 0$ напряжение $U_{\text{бэ}}$ создается двумя источниками: источником напряжения $+E_{\text{см}}$ и источником тока I_{K0} и равно

$$U_{\text{бэ}0} = \frac{E_{\text{см}} \cdot R_{\text{б}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{см}}} - I_{K0} \cdot \frac{R_{\text{б}} \cdot R_{\text{см}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{см}}} \quad (3.1)$$

Поскольку в режиме отсечки должно выполняться условие $U_{\text{бэ}} \geq 0$, то из (3.1) получаем $E_{\text{см}} - I_{K0} \cdot R_{\text{см}} \geq 0$. Учитывая, что указанное условие должно выполняться во всем диапазоне температур, находим необходимую величину резистора $R_{\text{см}} \leq E_{\text{см}} / I_{K0\text{max}}$.

При подаче на вход ключа отрицательного импульса $U_{\text{вх}} = E_1$, ток базы практически мгновенно увеличивается. Рабочая точка перемещается вверх по нагрузочной прямой. Линейная зависимость между базовым и коллекторным токами будет соблюдаться лишь в активной области, расположенной между точками А и В (рис. 3.5) При подходе к линии критического режима ОВ дальнейшее увеличение базового тока уже не приводит к росту коллекторного тока, достигшего своего максимального значения $I_{\text{кн}}$ в точке В, т.е. транзистор заходит в режим насыщения и становится неуправляемым. Произойдет это при токе базы насыщения $I_{\text{бн}} = I_{\text{кн}} / \beta$. Ток коллектора насыщения при этом равен $I_{\text{кн}} = (E - U_{\text{кэН}}) / R_{\text{к}} \approx E / R_{\text{к}}$. В это время отрицательное напряжение на базе оказывается больше величины остаточного напряжения на коллекторе транзистора $U_{\text{кэН}}$ и коллекторный переход оказывается смещенным в прямом направлении. Если пренебречь напряжениями на открытых переходах транзистора, то транзистор в режиме насыщения можно представить эквипотенциальной точкой (коротким замыканием его электродов), что существенно упрощает анализ ключевых схем. Эквивалентная схема ключа в режиме насыщения приведена на рис. 3.7. Условие насыщения транзистора можно записать в виде

$$I_{\text{б1}} \geq I_{\text{бн}} = I_{\text{кн}} / \beta = E / \beta R_{\text{к}}, \quad (3.2)$$

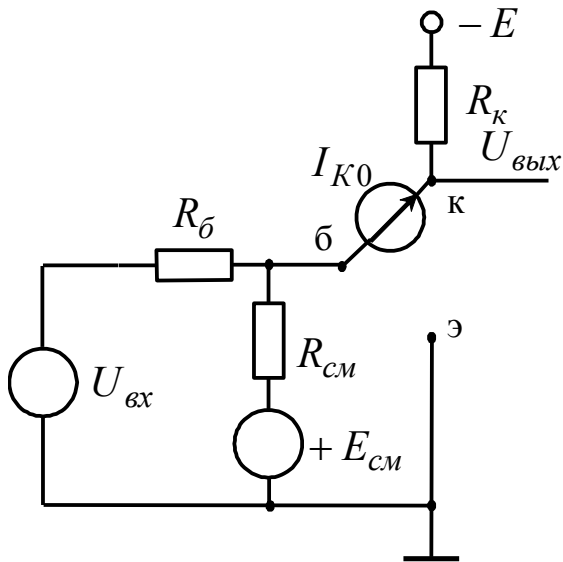


Рис. 3.6. Эквивалентная схема ключа в режиме отсечки.

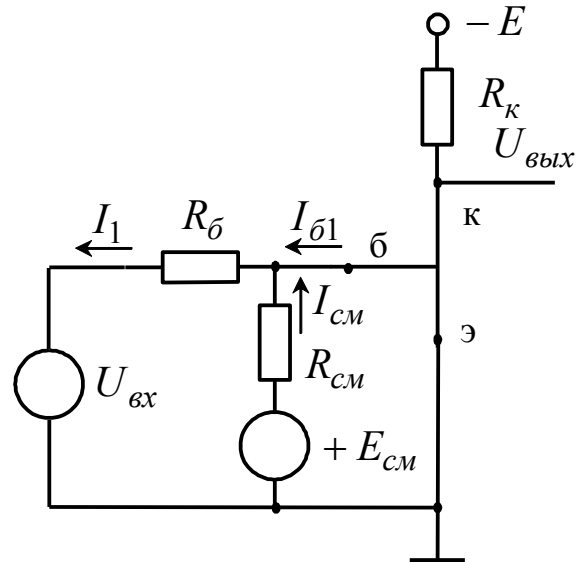


Рис. 3.7. Эквивалентная схема ключа в режиме насыщения.

где $I_{\bar{b}1}$ - реальный ток базы открытого транзистора, который для нашей схемы ключа (рис. 3.3.) равен

$$I_{\bar{b}1} = I_1 - I_{cm} = (E_1/R_{\bar{b}}) - (E_{cm}/R_{cm}). \quad (3.3)$$

Для количественной оценки степени насыщения транзистора вводят коэффициент насыщения

$$S = I_{\bar{b}1}/I_{\bar{b}H} = \beta I_{\bar{b}1}/I_{KH} \quad (3.4)$$

С увеличением коэффициента насыщения растет нагрузочная способность, уменьшается влияние различных дестабилизирующих факторов (разброс величин резисторов, изменение напряжения питания и т. д.) на выходные параметры ключа, но как показано ниже, ухудшается быстродействие ключа. Поэтому коэффициент S выбирают из компромиссных соображений, исходя из условий конкретной задачи. Обычно выбирают $S = 1,5 \div 3$. Условие насыщения транзистора (3.2) с учетом выражений (3.3) и (3.4) можно представить в виде равенства

$$\frac{E_1}{R_{\bar{b}}} - \frac{E_{cm}}{R_{cm}} = \frac{SE}{\beta R_k} \quad (3.5)$$

Решив равенство (3.5) относительно $R_{\bar{b}}$, найдем выражение для его расчета

$$R_{\bar{b}} = E_1 / \left(\frac{SE}{\beta R_k} + \frac{E_{cm}}{R_{cm}} \right).$$

Рассмотрим переходные процессы, протекающие в ключевой схеме рис. 3.3. Временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в ключе, представлены на рис. 3.8.

Пусть в исходном состоянии ключ выключен, транзистор заперт некоторым обратным напряжением $U_{бэ0}$, которое можно определить из выражения (3.1). При подаче на вход ключа отрицательного управляющего импульса эмиттерный переход смещается в прямом направлении, и через базу будет протекать постоянный ток $I_{б1}$, величина которого определяется выражением (3.3).

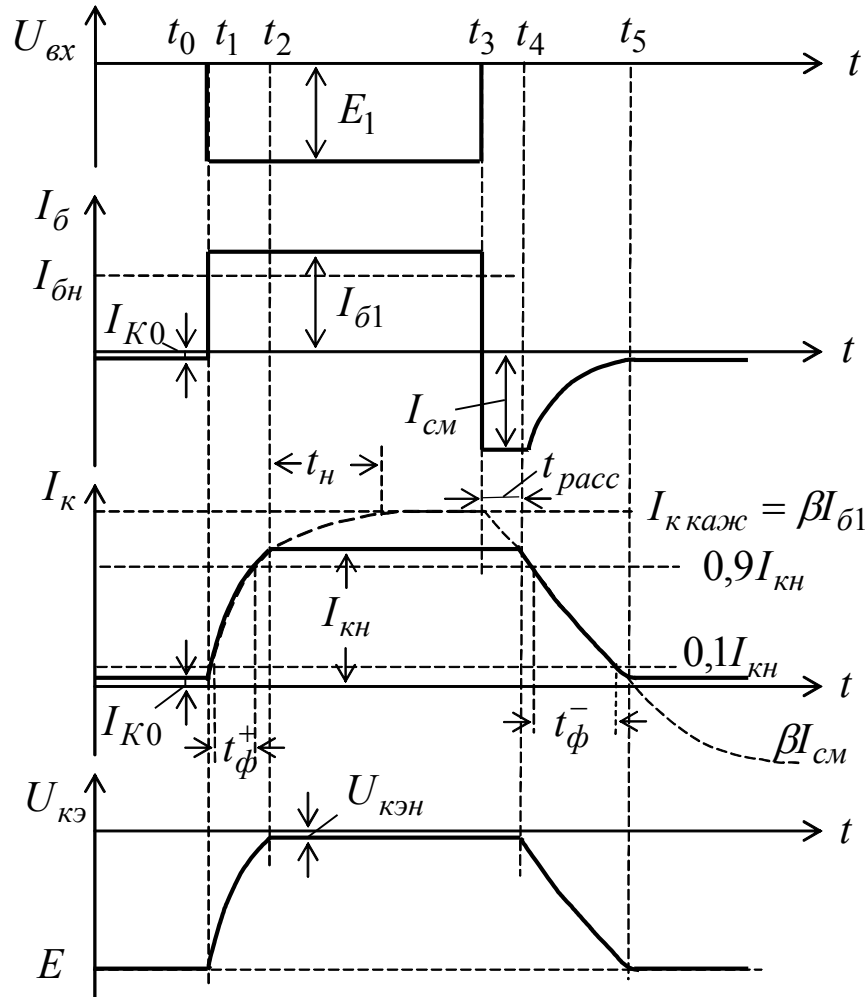


Рис. 3.8. Временные диаграммы токов и напряжений в транзисторном ключе.

В момент времени t_1 , когда напряжение на базе достигает $U_{бэпор}$, открывается эмиттерный переход и транзистор переходит из режима отсечки в активный режим, начинается этап формирования фронта t_{ϕ}^+ . На этом этапе ток коллектора стремится измениться от значения $I_{\kappa}(0) = I_{\kappa 0} \approx 0$ до $I_{\kappa}(\infty) = I_{\kappa каж} = \beta I_{б1}$ по экспоненциальному закону

$$I_{\kappa}(t) = I_{\kappa}(\infty) - [I_{\kappa}(\infty) - I_{\kappa}(0)] \cdot e^{-t/\tau}, \quad (3.6)$$

где $\tau = \tau_{\beta} = 1/2\pi f_{\beta}$ – постоянная времени передачи тока базы в схеме с ОЭ. Однако в момент t_2 ток коллектора достигает максимального

значения $I_{кн} = E/R_k$ и ограничивается, транзистор переходит из активного в режим насыщения. Если считать, что формирование фронта заканчивается при $I_k(t_{\phi}^+) = 0,9I_{кн}$, то, решив (3.6) относительно длительности фронта получим

$$t_{\phi}^+ = \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{I_k(\infty) - I_k(0)}{I_k(\infty) - I_k(t_{\phi}^+)}, \quad (3.7)$$

где $I_k(0) = 0$, $I_k(\infty) = \beta I_{\sigma 1}$, $I_k(t_{\phi}^+) = 0,9I_{кн}$.

После преобразований получим

$$\begin{aligned} t_{\phi}^+ &= \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{\beta I_{\sigma 1}}{\beta I_{\sigma 1} - 0,9I_{кн}} = \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{1}{1 - 0,9I_{кн}/\beta I_{\sigma 1}} = \\ &= \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{1}{1 - 0,9/S} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Анализируя (3.8), можно сделать вывод, что длительность фронта уменьшается, если выбрать более высокочастотный транзистор (τ_{β}) и увеличивать степень насыщения транзистора $S = I_{\sigma 1}/I_{\sigma н} = \beta I_{\sigma 1}/I_{кн}$.

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 базовой и коллекторной областях насыщенного транзистора. В базе транзистора происходит накопление неосновных носителей заряда (дырок). По мере увеличения числа избыточных дырок в базе растут и их потери на рекомбинацию. Когда число дырок в базе, рекомбинирующих в единицу времени, становится равным числу электронов, приходящих из внешней цепи, процесс нарастания заряда в базе прекращается и заряд будет равен $Q_{\sigma} = I_{\sigma 1}\tau_n$. Постоянная времени в режиме насыщения τ_n меньше постоянной передачи тока базы τ_{β} в активном режиме вследствие возрастания рекомбинации носителей заряда. Полагают, что этап накопления заряда в базе заканчивается через время $t_n \approx (2 \div 3)\tau_n$. Практически для различных транзисторов $\tau_n = (0,5 - 1)\tau_{\beta}$.

Процесс выключения транзисторного ключа можно разделить на два этапа: время рассасывания заряда неосновных носителей в базе $t_{racc} = t_4 - t_3$ и время формирования отрицательного фронта $t_{\phi}^- = t_5 - t_4$ (рис. 3.8). В момент окончания управляющего входного сигнала t_3 ток базы скачком изменяется от прямого значения $i_{\sigma 1}$ до обратного $I_{см}$. Обратный ток $I_{см}$ способствует рассасыванию избыточного заряда неосновных

носителей из области базы. Очевидно, что пока заряд, накопленный в базе, больше $Q_{зр} = I_{\bar{\beta}H} \tau_H$, коллекторный ток и напряжение на коллекторе не изменяются. На временной диаграмме коллекторного тока (рис. 3.8) процесс рассасывания заряда неосновных носителей отображен экспоненциальным изменением кажущегося тока коллектора от $I_{ккаж} = \beta I_{\bar{\beta}1}$ до уровня $-\beta I_{см}$. Пока кажущийся ток превышает уровень $I_{кн}$ транзистор можно считать насыщенным. Рассасывание избыточного заряда заканчивается в момент t_4 , когда $I_K(t_{расс}) = I_{кн}$. Тогда время рассасывания равно

$$t_{расс} = \tau_H \cdot \lambda n \frac{I_K(\infty) - I_K(0)}{I_K(\infty) - I_K(t_{расс})},$$

где $I_K(\infty) = -\beta I_{см}$, $I_K(0) = \beta I_{\bar{\beta}1}$, $I_K(t_{расс}) = I_{кн}$.

$$t_{расс} = \tau_H \cdot \lambda n \frac{\beta I_{см} + \beta I_{\bar{\beta}1}}{\beta I_{см} + I_{кн}} = \tau_H \cdot \lambda n \frac{1}{1 - \frac{I_{\bar{\beta}1} - I_{\bar{\beta}H}}{I_{\bar{\beta}1} + I_{см}}} =$$

$$= \tau_H \cdot \lambda n \frac{1}{S - 1} \frac{1}{S + I_{см}/I_{\bar{\beta}H}} \quad (3.9)$$

Из формулы (3.9) видно, что время рассасывания сокращается при уменьшении степени насыщения S и увеличении обратного тока $I_{см}$.

В момент t_4 транзистор выходит из режима насыщения, и ток коллектора изменяется по экспоненциальному закону от $I_{кн}$ до величины $-\beta I_{см}$ с постоянной времени τ_β , соответствующей активному режиму работы транзистора. В момент времени t_5 ток коллектора уменьшается до нуля, эмиттерный переход закрывается, и обратный ток базы падает до величины $I_{K0} \approx 0$. Транзистор переходит в режим отсечки и процесс выключения ключа заканчивается.

Длительность отрицательного фронта можно найти из выражения

$$t_{\bar{\phi}}^- = \tau_\beta \cdot \lambda n \frac{I_K(\infty) - I_K(0)}{I_K(\infty) - I_K(t_{\bar{\phi}}^-)},$$

где $I_K(0) = I_{кн}$, $I_K(\infty) = -\beta I_{см}$, $I_K(t_{\bar{\phi}}^-) = 0,1 I_{кн}$.

$$t_{\phi}^{-} = \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{\beta I_{cm} + I_{кн}}{\beta I_{cm} + 0,1 I_{кн}} = \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{1}{1 - \frac{0,9 I_{кн}}{\beta I_{cm} + I_{кн}}} =$$

$$= \tau_{\beta} \cdot \lambda n \frac{1}{1 - 0,9 / (1 + I_{cm} / I_{\phi n})} \quad (3.10)$$

Из выражения (3.10) видно, что t_{ϕ}^{-} уменьшается с увеличением обратного тока $I_{cm} = E_{cm} / R_{cm}$.

Анализ переходных процессов проводился без учета емкости коллекторного перехода C_k . Учесть влияние C_k можно, если в формулах (3.8) и (3.10) заменить τ_{β} на $\tau_{\beta экв} = \tau_{\beta} + (1 + \beta) C_k R_k$.

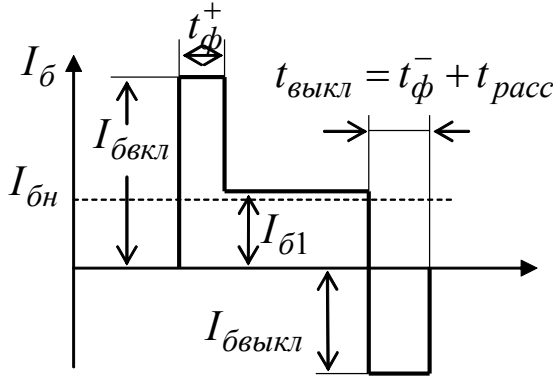


Рис. 3.9. Временная диаграмма базового тока

Для того, чтобы обеспечить высокое быстродействие ключа желательно, чтобы базовый ток транзистора имел форму, показанную на рис. 3.9. Амплитуда выброса $I_{\phi вкл}$ должна быть достаточно большой, чтобы получить требуемую длительность t_{ϕ}^{+} . В стационарном включенном состоянии ток базы нужно поддерживать на таком уровне $I_{\phi 1}$, чтобы открытый транзистор

работал на границе режима насыщения при минимальном β (есть возможность уменьшить время рассасывания). Для быстрого выключения транзистора нужно, чтобы в базу был подан обратный ток $I_{\phi выкл}$, достаточный для запираения транзистора в течение заданного промежутка времени $t_{выкл} = t_{расс} + t_{\phi}^{-}$. Форма тока базы, близкая к желаемой, получается в схеме ключа с ускоряющей емкостью, приведенной на рис. 3.10а.

В данной схеме вместо базового тока $I_{\phi 1} = \frac{E_1}{R_{\Gamma} + R_{\phi}} - \frac{E_{cm}}{R_{cm}}$ в первый

момент действует ток $I_{\phi M} = \frac{E_1}{R_{\Gamma}} - \frac{E_{cm}}{R_{cm}} > I_{\phi 1}$ (при $R_{\phi} > R_{\Gamma}$), что позволяет

сократить t_{ϕ}^{+} . По мере заряда конденсатора C ток базы уменьшается и стремится к установившемуся току $I_{\phi 1}$.

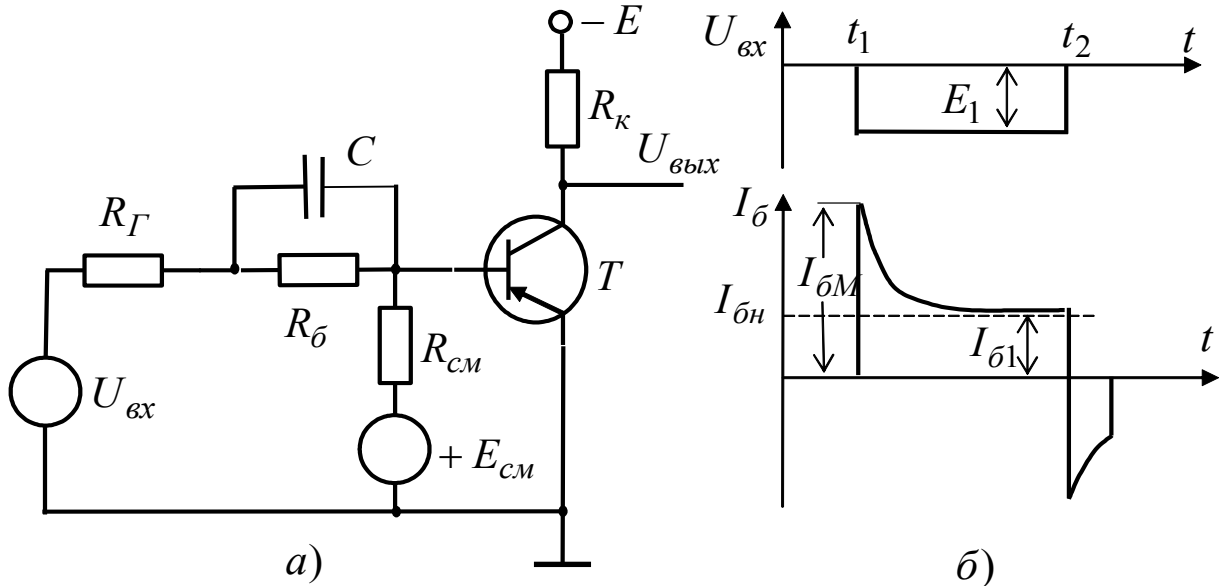


Рис. 3.10. Ключ с ускоряющей емкостью:
а – принципиальная схема; б – временные диаграммы.

После окончания входного сигнала к обратному току $I_{см}$ добавляется дополнительный ток разряда конденсатора C . Это ведет к сокращению $t_{расс}$ и $t_{ф}^-$. Основной недостаток ключа с ускоряющей емкостью - наличие конденсатора, который трудно реализовать при интегральной технологии. Конденсатор занимает много места на подложке.

Для исключения накопления избыточного заряда в базе, и, следовательно, исключения времени рассасывания при любой форме входного сигнала используют ключ с нелинейной обратной связью (ненасыщенный ключ), в котором транзистор работает на границе активного и насыщенного режима. При разработке цифровых интегральных схем

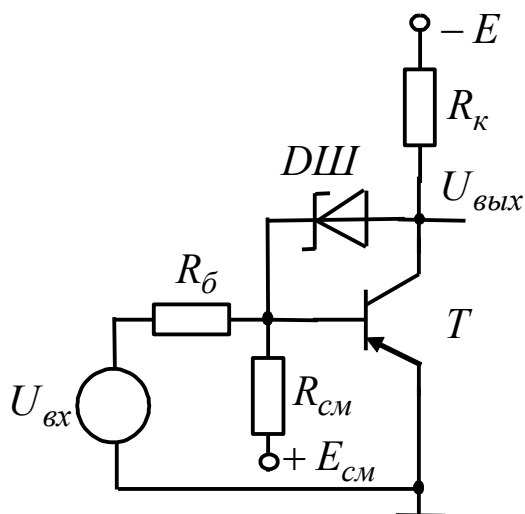


Рис. 3.11. Ключ с нелинейной обратной связью

широко используются ключи с нелинейной обратной связью, образованной с помощью диода Шоттки (рис. 3.11). При $U_{вх} = 0$ транзистор закрыт, диод смещен в обратном направлении и его сопротивление велико. Цепь обратной связи от коллектора к базе разорвана. С приходом управляющего импульса транзистор открывается и должен войти в режим насыщения, а его коллекторный переход сместиться в прямом направлении. Однако раньше, чем откроется коллекторный переход кремниевого транзистора, открывается диод Шоттки.

Диод Шоттки (структура металл - полупроводник) имеет малое падение напряжения в открытом состоянии $U_{ДШ} = (0,3 \div 0,5) В$ - меньше, чем падение напряжения на открытом кремниевом р-n-переходе транзистора $U_{кб} = (0,7 \div 0,8) В$ а также в нем отсутствует накопление заряда. При малом прямом напряжении на коллекторном переходе $U_{кб} = U_{ДШ} < U_{пор} = 0,6 В$ переход остается практически закрытым. Через малое сопротивление открытого диода Шоттки осуществляется параллельная ООС по напряжению. Через открытый диод Шоттки часть входного тока ответвляется в цепь коллектора, так что базовый ток транзистора остается равным току $I_{бн}$. Следовательно, не будут накапливаться избыточные неосновные носители, и время рассасывания будет равно нулю, а формирование фронтов импульса будет происходить, как и в других схемах при больших токах базы. Основной недостаток ненасыщенного ключа – в большем падении напряжения на открытом транзисторе (порядка 0,3- 0,4 В).

3.3. Транзисторный переключатель тока

В ряде случаев требуется не простая коммутация тока в нагрузке, а переключение тока из одной цепи в другую. Такую задачу можно решить с помощью переключателя тока, схема которого приведена на рис. 3.12а.

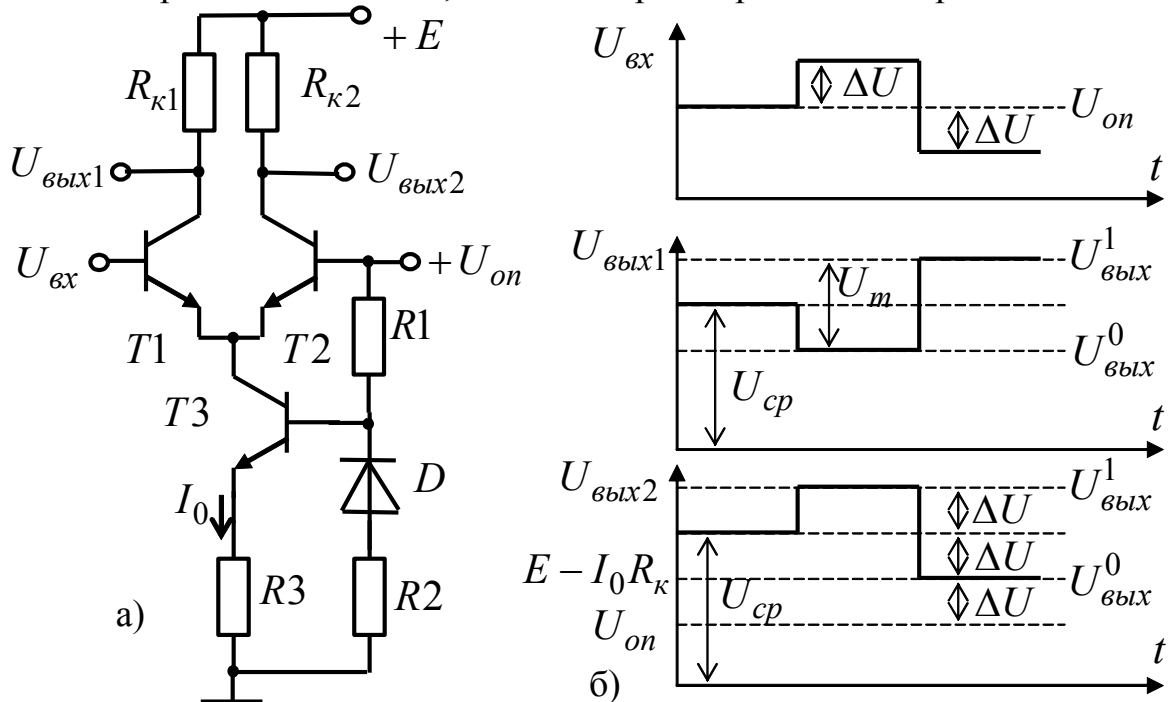


Рис. 3.12. Переключатель тока: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы.

В схемном отношении переключатель тока представляет собой дифференциальный усилитель, работающий в режиме большого входного сигнала. База транзистора Т2 подключена к источнику постоянного опорного напряжения $U_{он}$. На базу транзистора Т1 подается входной управляющий сигнал. В общей эмиттерной цепи транзисторов Т1 и Т2 включен источник

стабильного тока (ИСТ) I_0 , выполненный на транзисторе Т3. Резисторы R1, R2, R3, а также диод D служат для задания и стабилизации тока коллектора Т3 I_0 .

При полной симметрии схемы, когда $R_{к1} = R_{к2} = R_k$ и параметры транзисторов одинаковы, ток I_0 , при $U_{вх} = U_{он}$ распределяется между эмиттерами транзисторов Т1 и Т2 пополам, т.е. $I_{э1} = I_{э2} = I_0/2$. Выходные напряжения $U_{вых1} = U_{вых2} = E - \alpha I_0 R_k / 2 = E - I_0 R_k / 2$, так как α близко к единице.

При росте $U_{вх} > U_{он}$ разностный сигнал $\Delta U = U_{вх} - U_{он}$ делится на эмиттерных переходах пополам, но на переходе Т1 это приращение напряжения суммируется с равновесным значением $U_{бэ0}$ и ток базы Т1 растет, растет и ток коллектора Т1, а на эмиттерном переходе Т2 - вычитается из $U_{бэ0}$, ток базы Т2 уменьшается, падает и ток коллектора Т2 $U_{бэ0}$. Дальнейшее увеличение $U_{он}$, приводит к тому, что транзистор Т2 закрывается, а Т1 - открывается. Весь ток I_0 полностью идет через транзистор Т1. При этом напряжение $U_{вых1} = E - I_0 R_k$, а $U_{вых2} = E$ (см. рис. 3.12б). При $U_{вх} < U_{он}$ наблюдается обратный процесс – транзистор Т1 закрывается, а ток I_0 полностью ответвляется в цепь коллектора Т2. Тогда $U_{вых1} = E$, а $U_{вых2} = E - I_0 R_k$.

Таким образом, при изменении $U_{вх}$ на некоторое значение $2\Delta U$ симметрично относительно опорного напряжения, т. е. при изменении $U_{вх}$ от $U_{вх}^1 = U_{он} + \Delta U$ до $U_{вх}^0 = U_{он} - \Delta U$, ток I_0 переключается: он будет протекать либо через Т1, либо через Т2.

В активном режиме ток коллектора существенно зависит от напряжения $U_{бэ}$ $I_k = \alpha I_{э0} (e^{U_{бэ}/\varphi_T} - 1)$. Согласно этому выражению для изменения тока I_k от $0,95 I_k$ до $0,05 I_k$ достаточно уменьшить напряжение $U_{бэ}$ всего на $3\varphi_T$. Для надежного управления переключателем тока обычно выбирают амплитуду управляющего напряжения $U_{max} = 2\Delta U = 0,8 В$ с учетом всех дестабилизирующих факторов.

Для обеспечения ненасыщенного режима работы транзисторов в переключателе тока необходимо, чтобы напряжение $U_{кб}$ открытого транзистора было $U_{кб} \geq 0$. Как видно из рис. 3.12б, самым неблагоприятным будет случай, когда открыт транзистор Т1. Напряжение на базе Т1 при этом $U_{вх}^1 = U_{он} + \Delta U$, а на коллекторе $U_{вых}^0 = E - I_0 R_k = E - 2\Delta U$.

Неравенство $U_{кб} = U_{вых}^0 - U_{вх}^1 \geq 0$. будет выполнено при условии $E - U_{on} \geq 3\Delta U = 1,2 В$.

При последовательном включении нескольких однотипных переключателей тока, когда выходной сигнал одного из них используют в качестве входного для последующего, необходимо согласовать уровни входного и выходного сигналов. Амплитуда выходного напряжения должна удовлетворять условию $U_{max} = 2\Delta U$, а его среднее значение $U_{cp} = E - 0,5U_{max} = E - \Delta U$ соответствовать уровню U_{on} , т. е. необходимо понизить U_{cp} на величину $U_{max} = 2\Delta U$, равную 0,8 В.

Таким согласующим каскадом может быть эмиттерный повторитель, напряжение на выходе которого меньше входного на величину $U_{бэ} \approx 0,8 В$. Переключатель тока с эмиттерными повторителями на выходах изображен на рис. 3. 13. Эмиттерные повторители играют важную роль. Повышается нагрузочная способность схемы благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерных повторителей и повышается быстродействие, т. к. ускоряется заряд паразитных емкостей нагрузки.

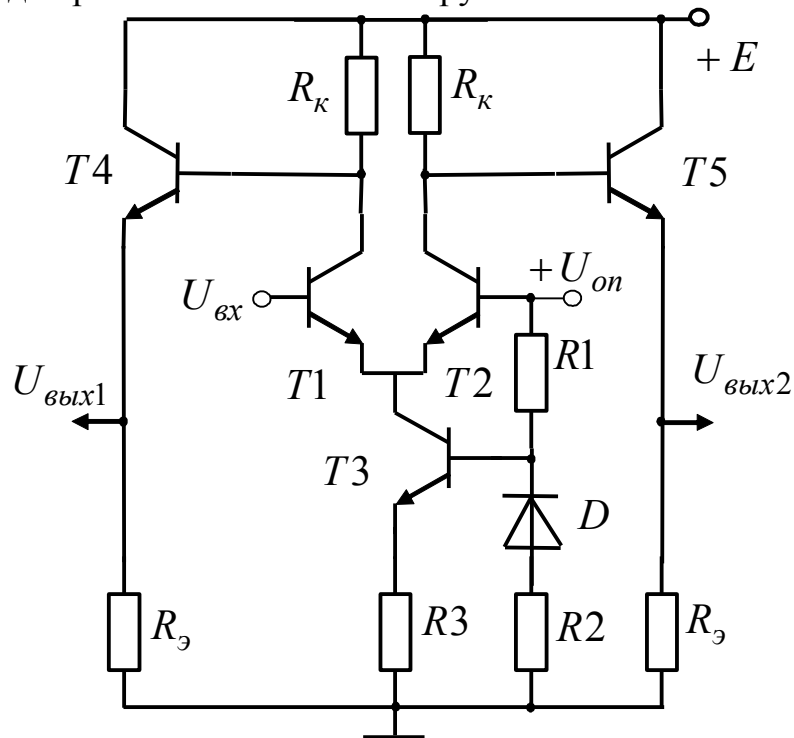


Рис. 3.13. Переключатель тока с эмиттерными повторителями на выходе.

Переключатель тока имеет высокое быстродействие, которое обусловлено следующим:

- Открытые транзисторы работают в ненасыщенном режиме;
- Транзисторы работают практически при включении по схеме с ОБ (база транзистора T2 через источник U_{on} , заземлена, а

транзистор Т1 работает от источника сигнала $U_{вх}$ с малым внутренним сопротивлением, особенно при применении эмиттерных повторителей, и постоянная времени процесса включения или выключения транзисторов здесь равна $\tau_{\alpha экв} = \tau_{\alpha} + C_{к}R_{к}$, а не $\tau_{\beta экв} = \tau_{\beta} + (1 + \beta)C_{к}R_{к}$, как в схеме с ОЭ);

- Перезаряд паразитных емкостей, шунтирующих коллекторы транзисторов, протекает весьма быстро, т.к. при малых необходимых перепадах напряжения можно выбирать малые сопротивления $R_{к}$ при приемлемых значениях тока I_0 (обычно $R_{к}$ выбирают из условия $\tau_{\alpha} = C_{к}R_{к}$, когда дальнейшее уменьшение $R_{к}$ уже не приводит к существенному повышению быстродействия).

3.4. Ключи на полевых транзисторах

В цифровых интегральных схемах в качестве ключевых элементов чаще всего используются МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Простейшая схема ключа на n-канальном МДП-транзисторе с индуцированным каналом представлена на рис. 3.14а.

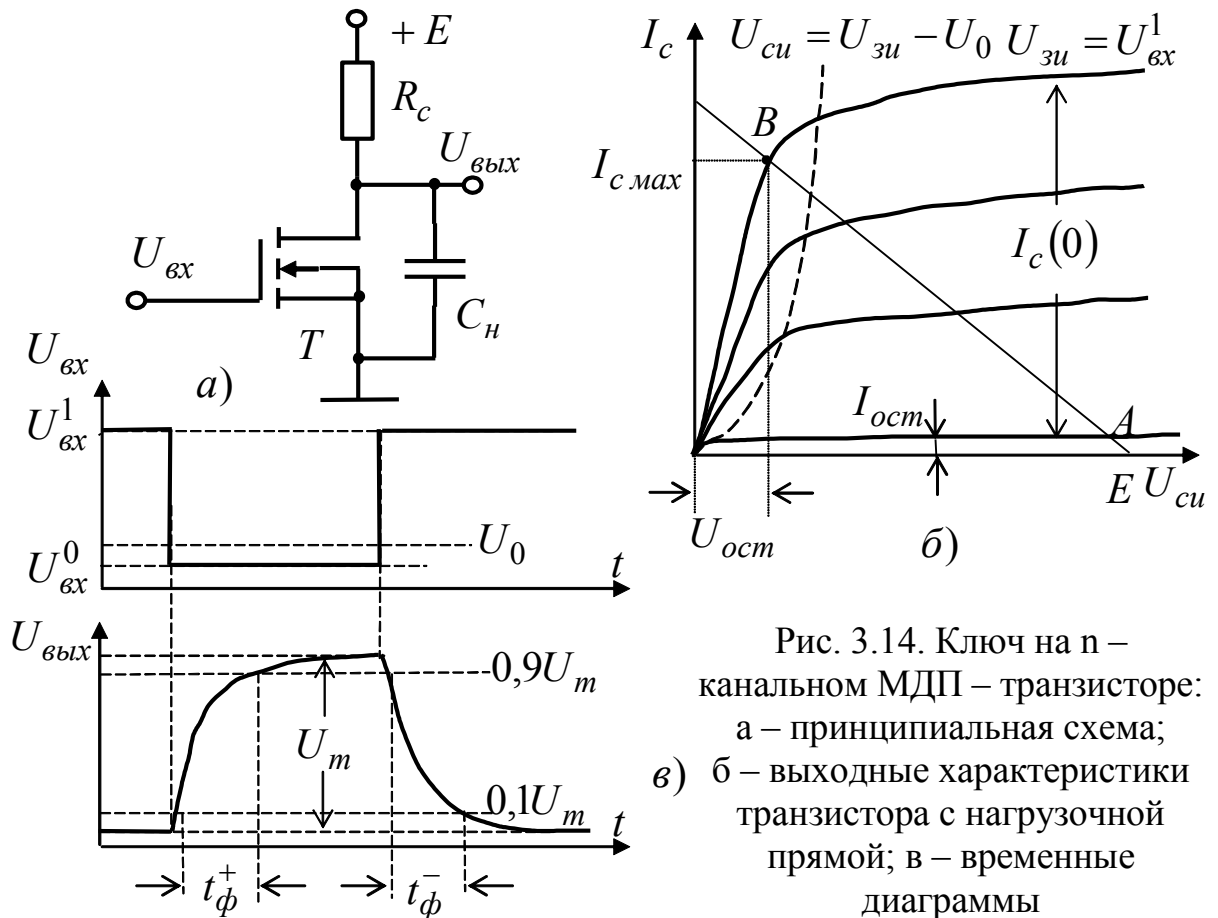


Рис. 3.14. Ключ на n – канальном МДП – транзисторе:
а – принципиальная схема;
б – выходные характеристики транзистора с нагрузочной прямой; в – временные диаграммы

При подаче на вход ключа высокого уровня напряжения $U_{вх}^1 \geq U_0$ (U_0 - пороговое напряжение, при котором открывается транзистор) транзистор открывается и напряжение на выходе ключа $U_{си} = U_{ост}$ определяется положением рабочей точки В на нагрузочной прямой (рис. 3.14б). Для нормальной работы транзистора в ключевом режиме остаточное напряжение должно быть минимальным $U_{ост} < E$. В этом случае ток через нагрузку (R_c) не зависит от параметров транзистора: $I_{c,max} = (E - U_{ост})/R_c \approx E/R_c$. (3.11)

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 в основном зависит от времени заряда суммарной эквивалентной выходной емкости C_n через резистор R_c при запираии транзистора.

При запираии транзистора низким уровнем напряжения ($U_{вх}^0 < U_0$) выходное напряжение возрастает от $U_{ост}$ до максимального значения $U_{вых,max} \approx E$ (рис. 3.14б) по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_\phi \approx R_c C_n$. Тогда длительность положительного фронта импульса $t_\phi^+ = 2,3\tau_\phi = R_c C_n$.

Если учесть выражение (3.11), то

$$t_\phi^+ = 2,3E \cdot C_n / I_{c,max} . \quad (3.12)$$

Отпирание ключа и формирование спада напряжения на выходе протекает несколько сложнее. После подачи открывающего сигнала $U_{вх}^1$ ток транзистора скачком увеличивается до величины

$$I_c(0) = 0,5b(U_{вх}^1 - U_0)^2 , \quad (3.13)$$

где b - удельная крутизна.

Этим током начинает разряжаться емкость C_n . По мере разряда емкости напряжение на стоке U_c уменьшается. До тех пор, пока оно остается больше $U_{сн} = U_{вх}^1 - U_c$, транзистор работает на пологом участке выходной характеристики и ток стока сохраняет значение $I_c(0)$. Если пренебречь током I_R через нагрузочный резистор R_c (справедливо при $I_c(0) \gg I_R$) и считать ток разряда постоянным, то $t_\phi^- = EC_n / I_c(0)$.

Нужно было бы учесть и нелинейный характер зависимости тока I_c при напряжении на стоке меньшем $U_{сн}$. Поэтому длительность фронта

$$t_{\phi}^- \approx 1,5EC_n/I_c(0), \quad (3.14)$$

где $I_c(0)$ определяется выражением (3.13).

Из выражений (3.12), (3.14) и рис. 3.14 видно, что при $I_c(0) \gg I_{c\max}$ $t_{\phi}^- \ll t_{\phi}^+$. Увеличение сопротивления R_c приводит не только к ухудшению быстродействия ключа. Высокоомный резистор трудно реализовать в интегральном исполнении и он, как правило, занимает больше места на подложке, чем МДП-транзистор. Поэтому при разработке ключевых ИМС на МДП-транзисторах применяют схемы ключей, в которых вместо резистора R_c в качестве нагрузки используют МДП - транзисторы.

Схема ключа с динамической нагрузкой, выполненного на одностипных транзисторах МДП-типа с индуцированным каналом, показана на рис. 3.15. Роль динамической нагрузки выполняет транзистор Т2, у которого затвор соединен со стоком и который, тем самым является двухполосником - резистором.

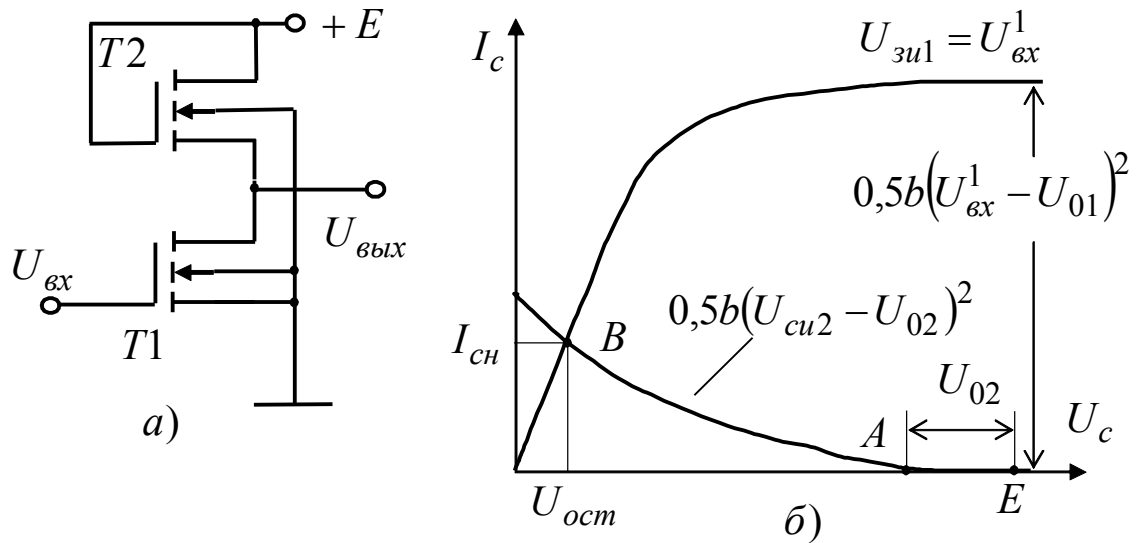


Рис. 3.15. МДП – транзисторный ключ с динамической нагрузкой:
а – принципиальная схема; б – рабочие точки ключа на выходных характеристиках транзисторов.

Вольтамперную характеристику (ВАХ) транзистора Т2 можно получить из следующих соображений. Поскольку при соединении затвора со стоком получается $U_{зс2} = U_{сн2}$ то, очевидно, справедливо неравенство $U_{зс2} - U_{02} < U_{сн2}$. Это неравенство означает, что транзистор Т2 работает на пологом участке выходной характеристики, для которого справедлива формула $I_c = 0,5b(U_{зс} - U_0)^2$. Подставляя в нее $U_{зс2} = U_{сн2}$, запишем ВАХ транзистора Т2, в виде

$$I_c = 0,5b(U_{zu2} - U_{02})^2. \quad (3.15)$$

Как видим, эта ВАХ – параболическая, т.е. нелинейная.

В запертом состоянии ключа, когда на затвор активного транзистора Т1 подано напряжение $U_{вх}^0 < U_{01}$, остаточный ток транзистора Т2 близок к 0, а максимальное выходное напряжение $U_{вых}^1 = E - U_{02}$ (см. точку А на рис. 3.15б).

В открытом состоянии ключа, когда на затвор активного транзистора Т1 подано напряжение $U_{вх}^1 > U_{01}$ рабочая точка В находится на крутом участке выходной характеристики активного транзистора Т1. Остаточное напряжение $U_{ост}$ на выходе мало. Тогда ток насыщения ключа $I_{сн}$ можно определить из формулы (3.15), если принять $U_{cu2} = E$,

$$I_{сн} = 0,5b_2(E - U_{02})^2.$$

Сопротивление канала открытого транзистора Т1 на крутом участке $R_{кан1} = 1/b_1(U_{zu1} - U_{01})$. Учитывая это, можно остаточное напряжение найти в виде:

$$U_{ост} = I_{сн}R_{кан1} = \frac{b_2(E - U_{02})^2}{2b_1(U_{вх}^1 - U_{01})}.$$

Поскольку на практике выполняется условие $U_{вх}^1 \leq E$, нетрудно сделать важный вывод: для обеспечения малого остаточного напряжения должно выполняться условие $b_2 \ll b_1$, т.е. транзисторы должны быть существенно различными. Однако при практически достижимом отношении $b_1/b_2 = 50 \div 100$ $U_{ост}$ может быть в пределах $50 \div 100$ мВ.

Ключ с динамической нагрузкой (рис. 3.15) имеет низкое быстродействие, т.к. t_{ϕ}^+ определяется зарядом емкости C_n через нелинейное сопротивление транзистора Т2 переменному току, которое при работе на пологом участке характеристики достигает сотен кОм. Формирование t_{ϕ}^- происходит почти также как и в схеме (рис. 3.14).

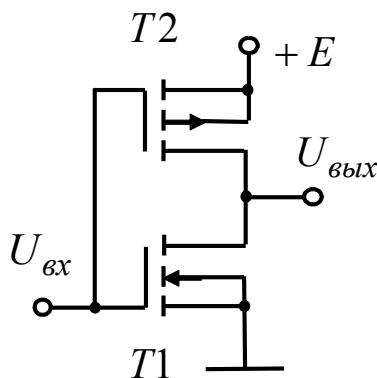


Рис. 3.16. Ключ на комплементарных МДП - транзисторах

Широкое распространение получили ключи на комплементарных МДП-транзисторах с индуцированным каналом (рис. 3.16). Транзистор Т1 имеет канал n-типа, а транзистор Т2 - р-типа. Входной сигнал поступает на объединенные затворы, а выходной снимается с объединенных стоков. Подложки обоих транзисторов соединены с истоками, что исключает отпирание р-п-

переходов, изолирующих каналы транзисторов от их подложек. На рис. 3.17а приведена передаточная характеристика ключа $U_{вых} = f(U_{вх})$. С помощью рис. 3.17б можно пояснить графический метод ее построения. На нем сплошными линиями изображены ВАХ n-канального транзистора Т1, а штриховыми – р-канального транзистора Т2 при одинаковых значениях входного напряжения.

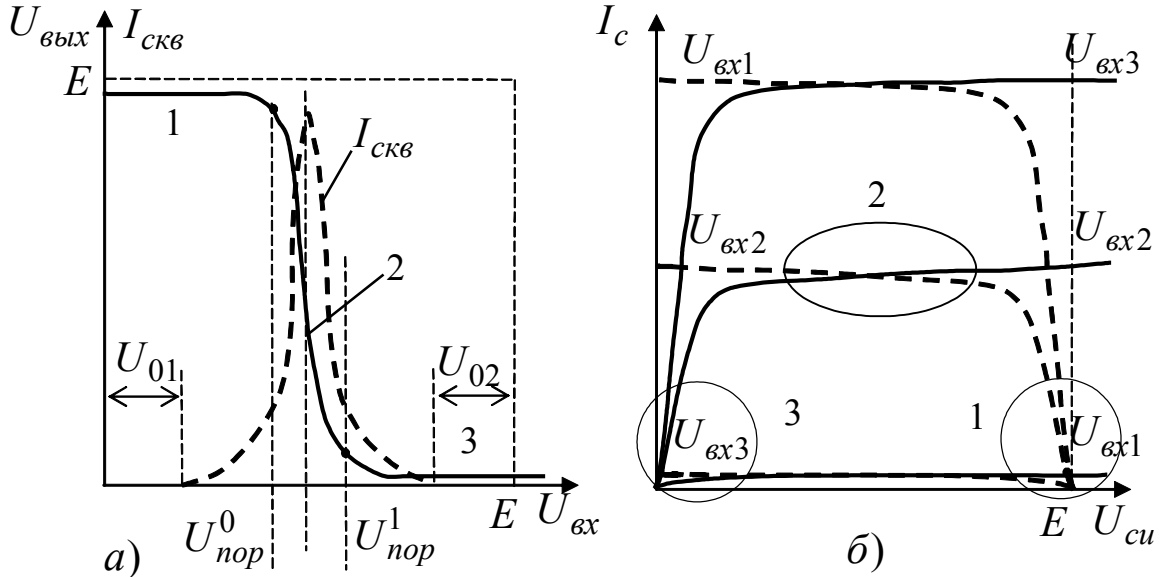


Рис. 3.17. Передаточная характеристика ключа.

Пусть в исходном состоянии напряжение на входе ключа $U_{вх} = 0$, тогда $U_{зи1} = 0$, а $U_{зи2} = -E$. Значит, транзистор Т1 заперт, а транзистор Т2 открыт (считаем, что $E > U_0$ для обоих транзисторов). Ток в общей цепи определяется запертым транзистором Т1 и составляет величину $I_{ост}$. (Обычно $I_{ост} = 10^{-9} \div 10^{-10} A$). Открытый транзистор Т2 работает в области крутых участков ВАХ (область 1 на рис. 3.15), где сопротивление канала описывается выражением $R_{кан} = 1/b(U_{зи} - U_0)$. Напряжение на открытом транзисторе Т2, полагая $U_{зи2} = -E$, равно

$$U_{си2} = I_{ост} R_{кан} = I_{ост} / b_2 (E - U_{02}). \quad (3.16)$$

Если принять $I_{ост} = 10^{-9} A$, $b_2 = 1 mA/B^2$, $E = 5B$, $U_{02} = 1,5B$, то $U_{си2} = 0,3 мкВ$. Значит выходное напряжение $U_{вых}^1 = E - U_{си2} \approx E$.

Пусть теперь управляющее напряжение на входе ключа равно $U_{вх} = E$. Тогда $U_{зи1} = E$, а $U_{зи2} = 0$ и транзистор Т1 открыт, а транзистор Т2 заперт (см. область 2 на рис. 3.17). При этом ток через транзисторы остается на уровне $I_{ост}$. Напряжение на выходе ключа

$$U_{вых}^0 = U_{си1} = I_{ост} / b_1 (E - U_{01}) \approx 0.$$

При управляющем напряжении на входе ключа, изменяющемся в диапазоне $U_{01} < U_{вх} < E - U_{02}$, открыты оба транзистора, и выходное напряжение изменяется скачкообразно в пределах области 2 на рис. 3.17. Тогда через транзисторы будет протекать общий ток, который называют сквозным. Зависимость сквозного тока от входного напряжения изображена на рис. 3.17,а штриховой линией.

Оптимальная форма передаточной характеристики достигается при одинаковых параметрах транзисторов Т1 и Т2 ($b_1 = b_2$, $U_{01} = U_{02}$). Тогда напряжение, при котором происходит переключение, $U_{пер} = E/2$.

Помехоустойчивость максимальна и близка к $E/2$. К тому же, передаточная характеристика практически не зависит от температуры и, следовательно, высокая помехоустойчивость сохраняется в широком интервале температур.

Таким образом, важнейшей особенностью ключей на комплементарных транзисторах является то, что они практически не потребляют мощности от источника питания в обоих статических состояниях, и имеют малые остаточные напряжения на открытых транзисторах, высокую помехоустойчивость.

Важным параметром КМДП - ключа является потребляемая мощность, которая складывается из статической и динамической. Статическая мощность равна $P_{ст} = EI_{ост}$. Поскольку ток $I_{ост}$ очень мал, то и статическая мощность, потребляемая ключом ничтожна. Динамическая мощность определяется двумя составляющими. Первая обусловлена сквозными импульсами тока через транзисторы при переключении. При этом в цепи питания протекают импульсы тока, которые могут достигать заметных величин, особенно при повышенных напряжениях питания. Поскольку в дискретных устройствах крутизна фронтов импульсов велика, рассеивание мощности на транзисторах происходит в течение очень короткого промежутка времени и среднее значение этой составляющей обычно мало. Вторая составляющая динамической мощности связана с периодическим перезарядом паразитных емкостей (внутренних, монтажа и нагрузки). Эта составляющая в основном и определяет мощность, потребляемую КМДП - ключом при работе на высоких частотах. Как известно, энергия заряда (разряда) конденсатора равна $A = C_n E^2 / 2$ и не зависит от сопротивления, по которому протекает ток. В КМДП - ключе через источник питания протекает только ток заряда емкости. Следовательно, динамическая мощность, расходуемая на заряд паразитных емкостей, равна $P_{дин} = fE^2 C_n$, где f - частота переключения.

В КМДП - ключе переходные процессы характеризуются тем, что заряд и разряд емкости C_n происходит примерно в одинаковых условиях. Это объясняется симметрией схемы по отношению к управляющим сигналам. Заряд емкости C_n происходит через открытый транзистор Т2 при запертом

транзисторе Т1, а разряд – через транзистор Т1 при запортом Т2. В обоих случаях транзистор, открывшийся после переключения, сначала работает в режиме насыщения со сравнительно большим током $I_c(0)$, а затем по мере заряда или разряда емкости C_n , напряжение на стоке падает ниже $U_{сн}$ и ток начинает уменьшаться. Следовательно, механизм обоих процессов (заряда или разряда) тот же, что был рассмотрен при анализе разряда C_n в ключе с резисторной нагрузкой (рис. 3.14). Если считать параметры транзисторов Т1 и Т2 одинаковыми, то длительности фронтов определяются выражением, аналогичным (3.14) :

$$t_{\phi}^{-} = t_{\phi}^{+} = \frac{1,5EC_n}{I_c(0)} = \frac{3EC_n}{b(E - U_0)^2} \quad (3.17)$$

Из выражения (3.17) видно, что быстродействие КМДП - ключа увеличивается с ростом напряжения питания. Быстродействие комплементарного ключа почти на порядок выше, чем у ранее рассмотренных схем.

Описанные достоинства, а также отработанность технологии изготовления явились причиной широкого использования КМДП - ключей (на таких ключах базируются широко распространенные серии КМДП - логики, как 561, 564, 1561, 1564 и др.).

3.5. Логические элементы

3.5.1. Классификация логических элементов

В большинстве современных ЭВМ и цифровых устройствах различного назначения обработка информации производится с помощью двоичного кода, когда информационные сигналы могут принимать только два значения: 1 и 0. Функция двоичных переменных X_1, X_2, \dots, X_n представляет собой логическую, или булеву, функцию $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$, которая, как и ее аргументы, может принимать только два значения – 1 и 0. Логическая функция может быть задана словесно, алгебраическим выражением и таблицей, которая называется таблицей истинности.

Действия над двоичными переменными производятся по правилам логических операций. Между обычной, знакомой нам, алгеброй и алгеброй логики (булевой алгеброй) имеются существенные различия в отношении количества и характера операций, а также законов, которым они подчиняются.

Наиболее часто используются три простейшие логические операции: отрицание (операция НЕ, инверсия), конъюнкция (операция И, логическое умножение) и дизъюнкция (операция ИЛИ, логическое сложение). Более сложные логические преобразования можно свести к указанным выше простейшим операциям. Операция НЕ записывается следующим образом

$Y = \overline{X}$ (читается не X), а элемент, выполняющий операцию НЕ, называют инвертором. Если на входе элемента НЕ $X=1$, то сигнал на выходе $Y=0$, и, наоборот, при $X=0$ на выходе получаем $Y=1$.

На выходе элемента И будем иметь логическую единицу только в том случае, когда на все входы элемента одновременно поданы сигналы, соответствующие уровню 1. Если хотя бы на одном входе элемента – логический 0, то на выходе – также логический 0. Результат операции И очень похож на математическое умножение нулей и единиц, поэтому, по аналогии, операцию И называют логическим умножением. Операция логического умножения И записывается в виде $Y = X_1 \cdot X_2$.

Логическая единица на выходе элемента ИЛИ появляется в том случае, когда хотя бы на одном из входов действует сигнал единица. Некоторое сходство результата операции ИЛИ с математическим сложением объясняет применение термина «логическое сложение». Операция логического сложения записывается как $Y = X_1 + X_2$.

Широко используются комбинированные логические элементы И-НЕ (элемент Шеффера) и ИЛИ-НЕ (стрелка Пирса), выполняющие логические операции $Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$ и $Y = \overline{X_1 + X_2}$. Значения выходных сигналов для двухвходовых логических элементов И, ИЛИ, И-НЕ и ИЛИ-НЕ приведены в таблице истинности 3.1.

Таблица 3.1.

X_1	X_2	$Y = X_1 \cdot X_2$	$Y = X_1 + X_2$	$Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$	$Y = \overline{X_1 + X_2}$
0	0	0	0	1	1
0	1	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0

Условное обозначение простейших логических элементов приведено на рис. 3.18.

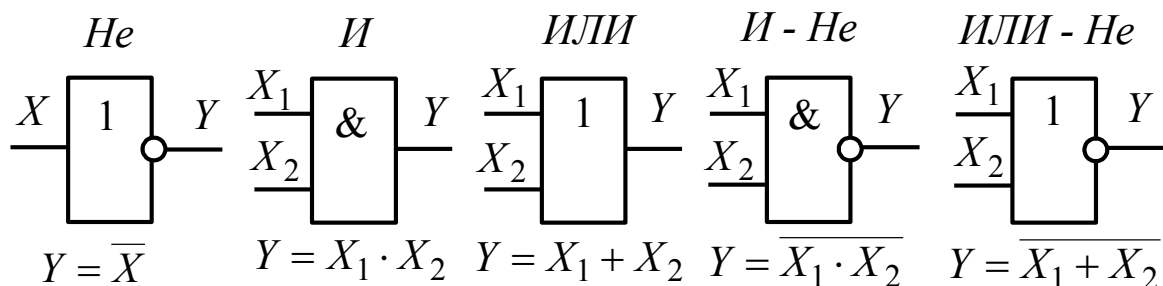


Рис. 3.18. Обозначения простейших логических элементов.

Элементы И, ИЛИ и НЕ образуют полный базис, т.е. с их помощью можно реализовать любую логическую операцию или функцию. Элемент И-НЕ (как и элемент ИЛИ-НЕ) также образует полный базис. Можно показать, что с помощью только логических элементов И-НЕ можно выполнить все простейшие логические операции: НЕ, И, ИЛИ (рис. 3.19). Реализация

$Y = X_1 + X_2$ основана на известном в алгебре логики законе Де Моргана $Y = \overline{\overline{X_1} \cdot \overline{X_2}} = X_1 + X_2$. Аналогично, операции НЕ, И, ИЛИ можно реализовать, используя комбинированные логические элементы ИЛИ-НЕ.

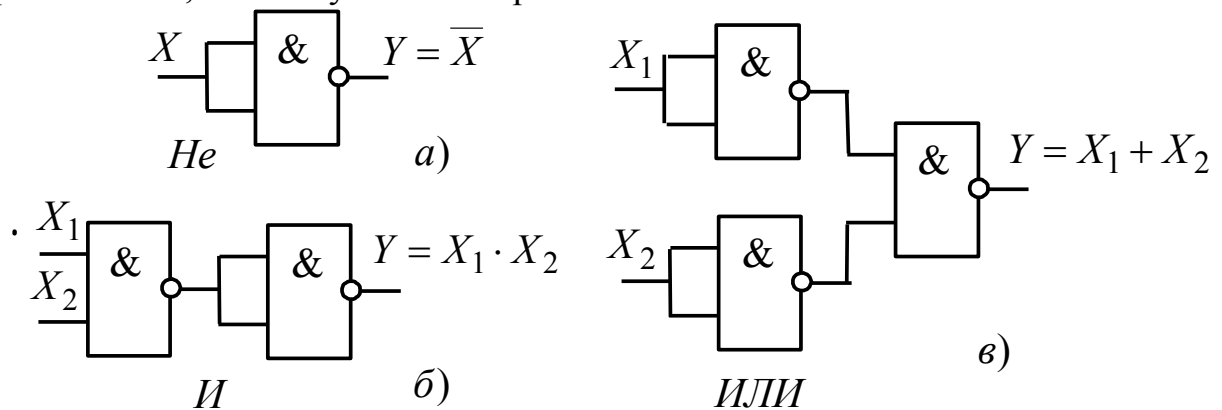


Рис. 3.19. Функциональные схемы элементов НЕ (а), И (б) и ИЛИ (в), выполненных на основе элемента И-НЕ.

По способу кодирования информации различают потенциальные и импульсные логические элементы. 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 соответствует наличие импульса, а логическому нулю – его отсутствие.

Логические элементы классифицируют также по типу применяемых транзисторов. Наибольшее распространение получили ЛЭ на биполярных транзисторах и полевых МДП-транзисторах. Цифровые интегральные микросхемы выпускаются сериями, внутри каждой из которых имеются объединенные по функциональному признаку группы устройств: логические элементы, триггеры, счетчики, регистры и т.д. Чем шире функциональный состав серии, тем большими возможностями может обладать цифровое устройство, выполненное на базе микросхем данной серии. Микросхемы, входящие в состав каждой серии имеют единое конструктивно-технологическое исполнение, единое напряжение источника питания, одинаковые уровни сигналов нуля и единицы. Все это делает микросхемы одной серии совместимыми. Основой каждой серии цифровых микросхем является базовый логический элемент. Как правило, базовые логические элементы выполняют операции И-НЕ либо ИЛИ-НЕ и по принципу построения делятся на следующие основные типы, широко применяемые в настоящее время: элементы диодно-транзисторной логики (ДТЛ), транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), эмиттерно-связанной транзисторной логики (ЭСТЛ), интегральной инжекционной логики (ИИЛ),

логические элементы на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП-логика).

3.5.2. Основные характеристики и параметры логических элементов

Основной статической характеристикой логического элемента (ЛЭ) является передаточная характеристика – зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от напряжения на одном из входов при постоянных напряжениях на других, равных $U_{вх}^0$ или $U_{вх}^1$ в зависимости от типа элемента. Передаточная характеристика инвертирующего ЛЭ представлена на рис. 3.20.

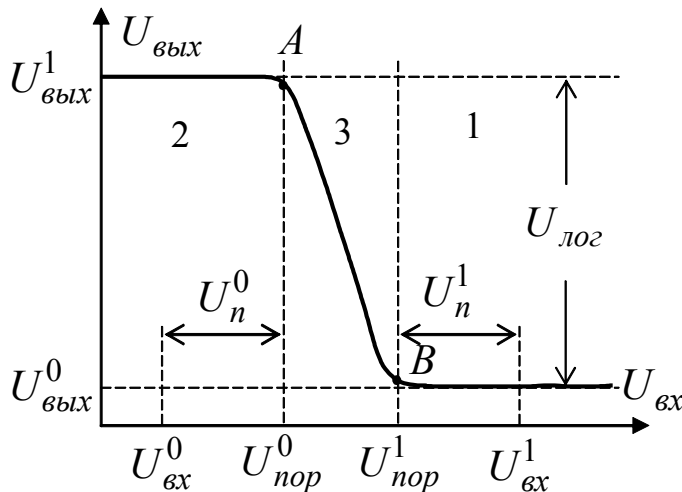


Рис. 3.20. Передаточная характеристика инвертирующего ЛЭ

Она имеет три четко выраженных участка. Участок 1 соответствует состоянию $U_{вых} = U_{вых}^0$, участок 2 – состоянию $U_{вых} = U_{вых}^1$. Кроме того, имеется промежуточный участок 3, на котором состояние ЛЭ не определено. В статическом режиме соответствующие участку 3 значения напряжений недопустимы. Границы участков определяются точками А и В единичного усиления, в которых $dU_{вых}/dU_{вх} = 1$. Входные напряжения, определяющие границы участков, называют порогами переключения $U_{пор}^0$ и $U_{пор}^1$. Разность напряжений логической 1 и логического 0 называют логическим перепадом $U_{лог} = U_{вых}^1 - U_{вых}^0$. В тех случаях, когда область переключения не очень широкая, т.е. $U_{пор}^1 - U_{пор}^0 \ll U_{лог}$, пользуются понятием среднего порога переключения $U_{пор\ ср} = (U_{пор}^0 + U_{пор}^1)/2$.

Помимо логических сигналов на входах могут появляться напряжения помехи, которые либо повышают, либо понижают входное напряжение. Если на входе действует напряжение $U_{вх}^0$, то опасны помехи, имеющие положительную полярность, т.к. при достаточно большом напряжении помехи рабочая точка на передаточной характеристике может сместиться в область переключения 3, что приведет к сбою в работе, т.е. ложному изменению выходных напряжений в цифровом устройстве. При поступлении на вход напряжения $U_{вх}^1$ и напряжения помехи отрицательной

полярности также возможно ложное срабатывание. Из рис. 3.20 видно, что максимально допустимые напряжения помехи положительной полярности U_n^0 при $U_{вх}^0$ на входе и отрицательной полярности U_n^1 при $U_{вх}^1$ на входе соответственно. Для оценки помехоустойчивости ЛЭ помимо напряжений U_n^0 и U_n^1 используют относительные величины $K_n^0 = U_n^0 / U_{лог}$ и $K_n^1 = U_n^1 / U_{лог}$, называемые коэффициентами помехоустойчивости.

Входная характеристика – это зависимость входного тока $I_{вх}$ от напряжения на данном входе при постоянных напряжениях на остальных входах. Для ЛЭ на биполярных транзисторах по этой характеристике определяют входные токи для двух состояний: ток низкого уровня $I_{вх}^0 \geq 0$ при $U_{вх} = U_{вх}^0$, вытекающий из данного входа, и ток высокого уровня $I_{вх}^1 \leq 0$ при $U_{вх} = U_{вх}^1$, втекающий в этот вход.

Выходная характеристика – это зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от выходного тока $I_{вых}$ при постоянных напряжениях на входах. В общем случае таких характеристик может быть две: для напряжения низкого уровня на выходе $U_{вых}^0 = f(I_{вых}^0)$ и для напряжения высокого уровня на выходе $U_{вых}^1 = f(I_{вых}^1)$, где $I_{вых}^0$ – выходной ток низкого уровня, втекающий в ЛЭ, и $I_{вых}^1$ – выходной ток высокого уровня, вытекающий из ЛЭ.

Коэффициент разветвления по выходу n (нагрузочная способность) характеризует максимальное число логических элементов, аналогичных рассматриваемому, которые можно подключить к его выходу. Увеличение нагрузочной способности ограничено, поскольку с ростом числа нагрузок ухудшаются другие основные параметры ЛЭ, главным образом помехоустойчивость и быстродействие. Так помехоустойчивость ЛЭ на биполярных транзисторах уменьшается с ростом числа нагрузок, так как увеличиваются выходные токи в обоих состояниях, а это приводит к снижению уровня $U_{вых}^1$ и повышению уровня $U_{вых}^0$. Среднее время задержки сигнала возрастает вследствие увеличения емкости нагрузки. По этой причине в состав одной серии микросхем вводят ЛЭ с различной нагрузочной способностью: $n=4 \dots 25$. Коэффициент объединения по входу m равен числу входов ЛЭ. Обычно $m = 2 \dots 8$.

Мощность, потребляемая ЛЭ от источника питания, зависит от его логического состояния, т.к. изменяется ток $I_{уп}$ в цепи питания. ЛЭ потребляет ток $I_{уп}^0$ при $U_{вых} = U_{вых}^0$ и ток $I_{уп}^1$ – при $U_{вых} = U_{вых}^1$, поэтому средняя потребляемая в статическом режиме мощность равна

$P_{cp} = 0,5E(I_{un}^0 + I_{un}^1)$. Зная среднюю мощность, потребляемую одним элементом, и число ЛЭ N в цифровом устройстве, можно вычислить среднюю мощность $P = P_{cp} \cdot N$, потребляемую всем устройством.

Мощность, потребляемую ЛЭ дополнительно в процессе переключения, называют динамической. Она пропорциональна частоте переключения ЛЭ, поэтому динамическую мощность определяют при заданной частоте переключения, близкой к максимальной. В основном динамическая мощность связана с затратами энергии на заряд паразитных емкостей.

Быстродействие ЛЭ оценивается средним временем задержки распространения сигнала

$$t_{зад\ p\ ср} = 0,5(t_{зад\ p}^{01} + t_{зад\ p}^{10}),$$

где $t_{зад\ p}^{01}$ и $t_{зад\ p}^{10}$ - времена задержки распространения сигнала при переходе напряжения на выходе от значения $U_{вых}^0$ к $U_{вых}^1$ и от $U_{вых}^1$ к $U_{вых}^0$ соответственно, измеряемые на уровне $0,5 U_{лог}$ (см. рис. 3.21).

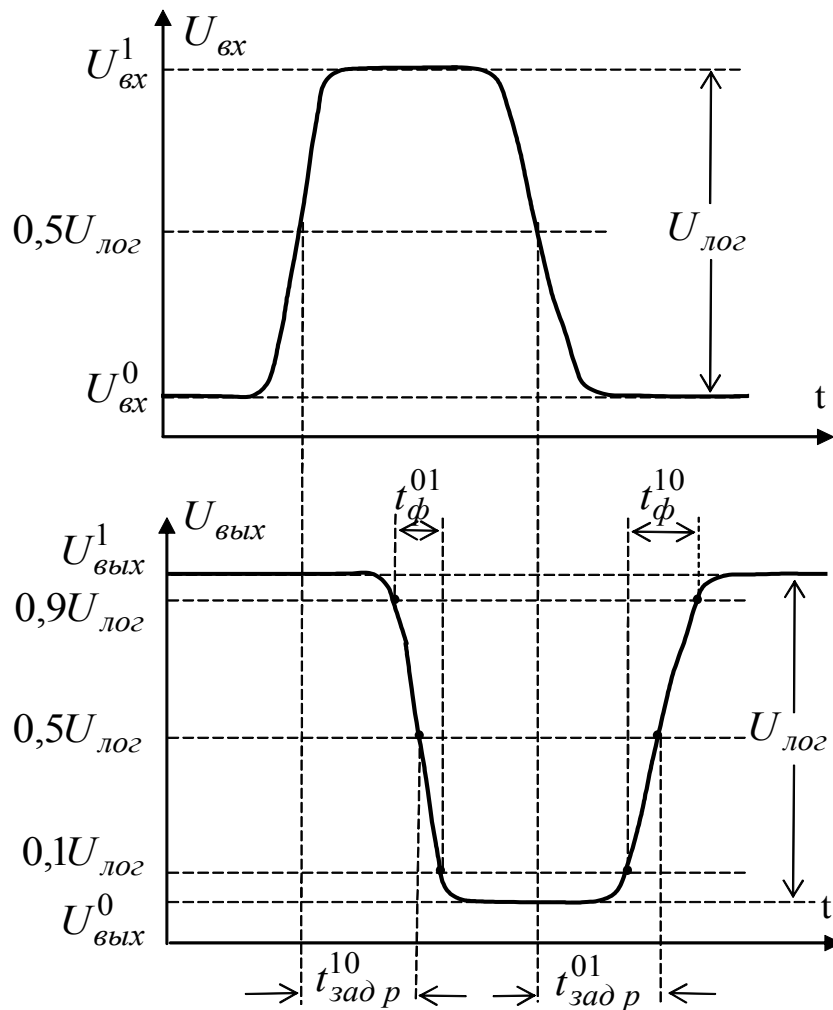


Рис. 3.21. Временные диаграммы напряжений на входе и выходе логического элемента.

Представляют интерес длительности фронтов импульсов t_{ϕ}^{01} и t_{ϕ}^{10} , измеряемые между уровнями 0,1 и 0,9 от амплитуды, при переходе напряжения на выходе от $U_{вых}^0$ к $U_{вых}^1$ и от $U_{вых}^1$ к $U_{вых}^0$ соответственно.

Для измерения среднего времени задержки распространения сигнала $t_{зад\ ср}$ часто используют кольцевой генератор, представляющий замкнутую в кольцо цепочку нечетного числа K инвертирующих ЛЭ. Схема генератора представлена на рис. 3.22. В таком генераторе возбуждаются колебания с периодом $T_{\Gamma} = 2K \cdot t_{зад\ ср}$.

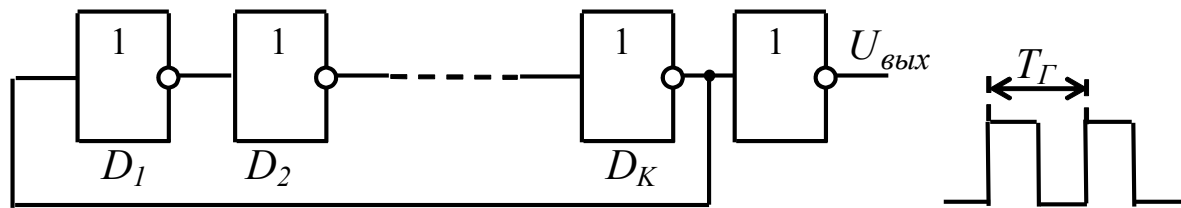


Рис. 3.22. Кольцевой генератор на ЛЭ.

При единичной нагрузке каждого инвертора и большом количестве инверторов K , а также при подключении измерительного прибора через развязывающий инвертор, удастся определить минимальное значение $t_{зад\ ср}$ для оценки предельного быстродействия ЛЭ.

Для сравнения ЛЭ различных типов используют параметр, называемый работой переключения $A_{пер} = P_{ср} \cdot t_{зад\ ср}$. Чем выше качество схемотехнической и конструкторско-технологической реализации ЛЭ, тем меньше работа переключения. Для большинства семейств цифровых микросхем работа переключения находится в пределах 0,1...500 пДж.

3.5.3. Диодно-транзисторная логика

Диодно-транзисторная логика (ДТЛ) – одна из первых разработок цифровых микросхем на биполярных транзисторах, сохранившая значение до настоящего времени. Схема простейшего базового ЛЭ ДТЛ (рис. 3.23) реализует логическую функцию И – НЕ $Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$.

В ней логическая функция И осуществляется диодами D_1 , D_2 и резистором R_1 , а транзистор, работающий в ключевом режиме, выполняет функцию инверсии НЕ. Только в том случае, когда на всех входах действуют высокие уровни напряжения $U_{вх}^1$, диоды D_1 и D_2 заперты и по цепи источник питания, резистор R_1 , переходы диодов D_3 , D_4 и переход база – эмиттер транзистора протекает ток, достаточный для насыщения транзистора. Напряжение на коллекторе насыщенного транзистора $U_{вых}^0 = U_{кн}$ близко к нулю.

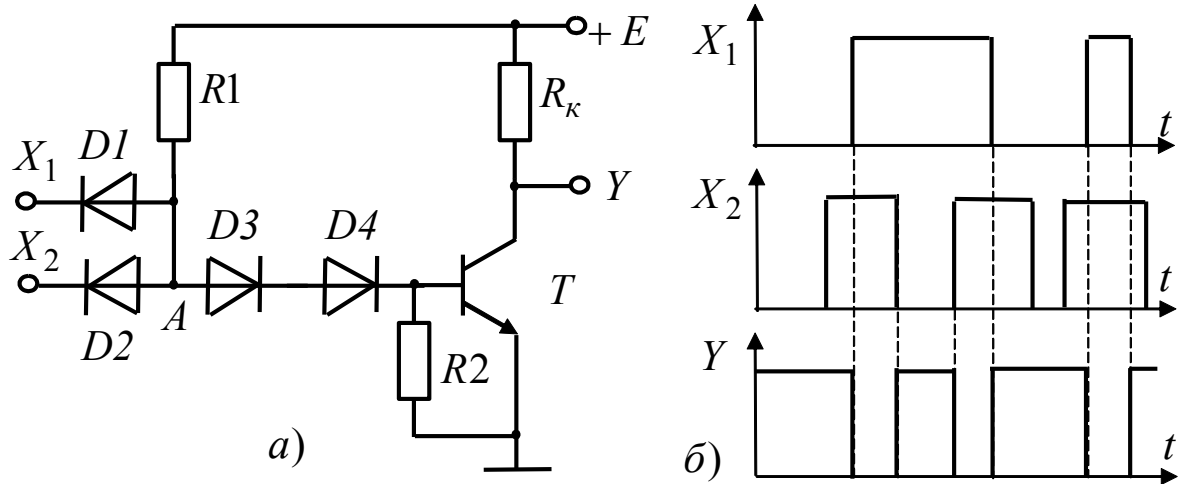


Рис. 3.23. Базовый элемент ДТЛ И – Не: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы.

Если хотя бы на одном из входов действует низкий уровень напряжения $U_{вх}^0$, то соответствующий диод откроется (например D1) и через него потечет большой ток, вследствие чего напряжение в точке А соединения анодов диодов будет мало и недостаточно для открывания двух переходов диодов D3, D4 и эмиттерного перехода транзистора, соединенных последовательно. Транзистор закрыт, его коллекторное напряжение близко к E и представляет собой высокий уровень $U_{вых}^1 = E$. На рис. 3.23.б представлены для иллюстрации работы ЛЭ И – НЕ временные диаграммы входных и выходных сигналов.

3.5.4. Транзисторно-транзисторная логика

Простейший базовый элемент ТТЛ изображен на рис. 3.24. Транзистор T1 - многоэмиттерный, каждый эмиттер служит входом схемы; транзистор T2 выполняет роль инвертора – усилителя. Схема реализует логическую функцию И - НЕ входных сигналов $Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$.

Формально схема ТТЛ аналогична схеме ДТЛ: эмиттерные переходы многоэмиттерного транзистора T1 играют роль входных диодов, а коллекторный переход T1 исполняет роль диода смещения. Однако взаимодействие между эмиттерными и коллекторным переходами в многоэмиттерном транзисторе, обусловленное диффузией носителей в его базе, приводит к явлениям, не встречающимся в элементах ДТЛ. От обычных биполярных транзисторов многоэмиттерный транзистор отличается тем, что имеет несколько эмиттеров (от 2 до 8), объединенных общей базой. Эмиттеры расположены так, что непосредственное взаимодействие между ними через участок базы отсутствует. Поэтому многоэмиттерный транзистор можно рассматривать как совокупность нескольких независимых транзисторов с объединенными коллекторами и базами. Такой транзистор занимает меньшую площадь на подложке (диоды в схеме ДТЛ - это те же

транзисторы в диодном включении, каждый из которых находится в отдельном изолирующем кармане), а следовательно, имеет меньшую паразитную емкость, благодаря чему предельное быстродействие микросхем ТТЛ выше, чем ДТЛ.

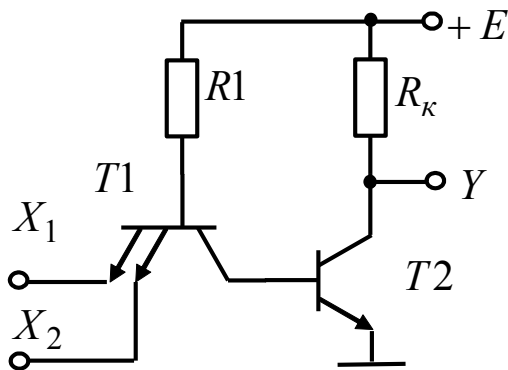


Рис. 3.24. Простейший элемент ТТЛ И – Не.

В зависимости от сигналов на входах многоэмиттерный транзистор работает либо в прямом (нормальном) включении, либо в инверсном включении. В инверсном включении, когда напряжение на эмиттерах выше напряжения на коллекторе, коэффициент передачи тока базы β_I очень мал ($\beta_I = 0,005 \div 0,05$). Сделано это для обеспечения малых входных токов эмиттеров при высоком уровне входных

сигналов. При низком уровне входных сигналов переходы база – эмиттер транзистора Т1 открыты и транзистор Т1 находится на границе режима насыщения. Напряжения, действующего на базе многоэмиттерного транзистора, недостаточно для открывания двух последовательно соединенных переходов: коллекторного перехода транзистора Т1 и эмиттерного – транзистора Т2. Транзистор Т2 закрыт. На его коллекторе устанавливается высокий уровень напряжения $U_{вых}^1 = E$. Та же ситуация сохраняется, если хотя бы на одном из входов присутствует сигнал $U_{вх}^0 \leq 0,4B$. Только при высоких уровнях сигналов на всех входах ЛЭ транзистор Т1 переходит в инверсный режим, открываются коллекторный переход Т1 и эмиттерный переход Т2. Транзистор Т2 переходит в режим насыщения, когда напряжение на его коллекторе $U_k = U_{вых}^0$ близко к нулю. ЛЭ таким образом выполняет операцию И–НЕ. Описанный здесь простейший базовый элемент ТТЛ не нашел широкого применения из-за низкой помехоустойчивости, малой нагрузочной способности и низкого быстродействия. Для устранения выше перечисленных недостатков используют базовый ЛЭ ТТЛ со сложным инвертором. На рис. 3.25 приведена принципиальная схема двухвходового базового элемента И–НЕ серии К155.

Схема ЛЭ состоит из двух частей: входной, реализующей функцию И, и выходной, реализующей функцию НЕ и представляющей собой сложный инвертор. Инвертор состоит из фазорасщепительного каскада (резистор R2, транзистор Т2, а также узел Т5, R3, R4) и выходного усилителя (резистор R5, транзисторы Т3, Т4 и диод D). Элементы Т3, D, R5 образуют эмиттерный повторитель, обеспечивающий передачу единицы. В зависимости от выходного тока транзистор Т3 может работать как в активном режиме, так и

в режиме насыщения. Резистор R5 предохраняет транзистор T3 и диод D от перегрузки при случайном замыкании выхода ЛЭ на землю, а также он ограничивает сквозной ток через транзисторы T3 и T4 при переключении ЛЭ. Узел T5, R3, R4 служит для улучшения передаточной характеристики и повышения помехоустойчивости. При первом рассмотрении этот узел может быть представлен как резистор 1 кОм.

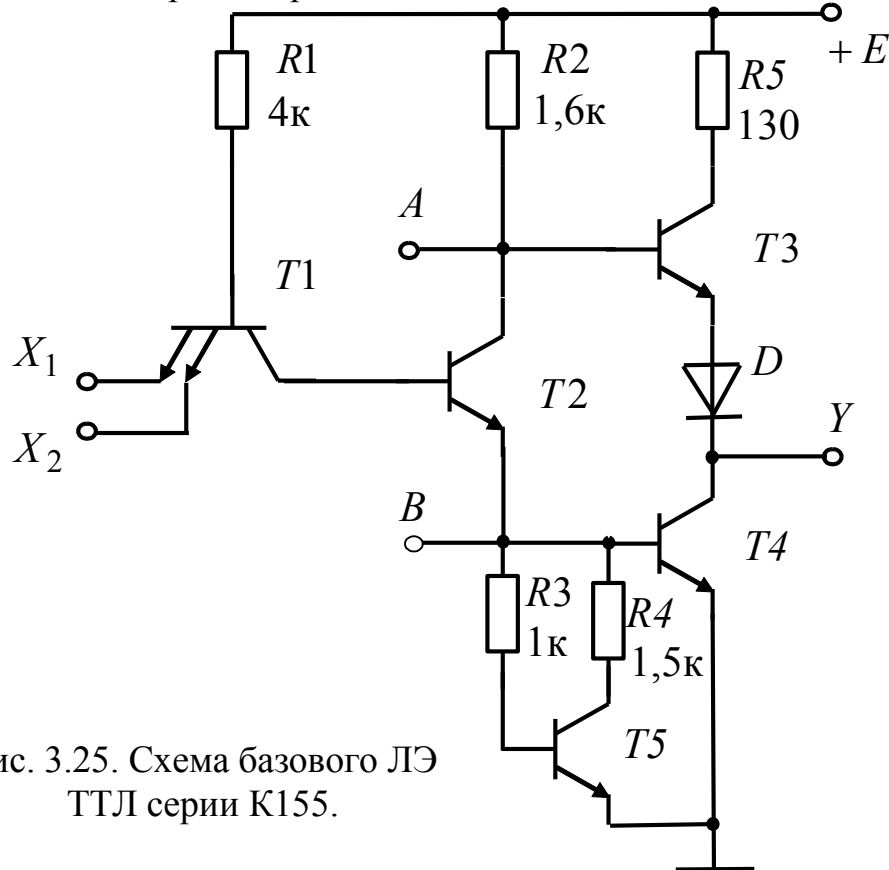


Рис. 3.25. Схема базового ЛЭ ТТЛ серии К155.

Рассмотрим принцип работы ЛЭ с использованием его передаточной характеристики $U_{вых} = f(U_{вх})$ (см. рис. 3.26).

Если объединить входы ЛЭ и подать на них $U_{вх}$, близкое к нулю, то переходы база – эмиттер многоэмиттерного транзистора T1 будут открыты и через них будет протекать входной вытекающий ток, равный $I_{вх}^0 = (E - U_{бэT1} - U_{вх})/R1$. В дальнейшем будем считать, что у кремниевых транзисторов, применяемых в микросхемах, напряжение база – эмиттер открытого транзистора $U_{бэ} = 0,8 В$, напряжение, при котором начинает открываться транзистор, $U_{бэ0} = 0,6 В$ и напряжение насыщения $U_{кэнас} = 0,2 В$. Тогда входной ток будет равен $I_{вх}^0 = (0,5 - 0,8 - 0)/4 \cdot 10^3 = 1,05 мА$. С учетом возможного разброса значений E и R1 в справочниках указывают максимальный ток $I_{вх}^0 = 1,6 мА$.

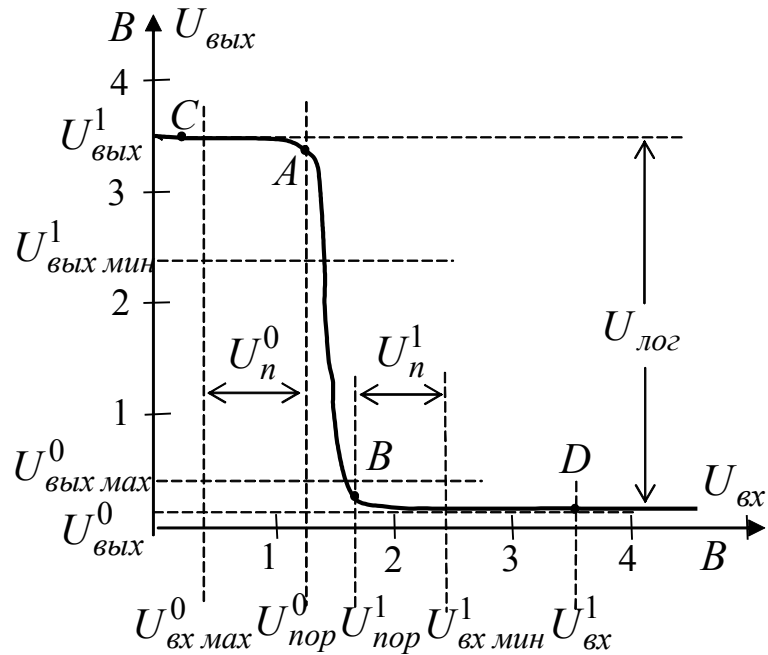


Рис. 3.26. Передаточная характеристика ЛЭ ТТЛ

Образующийся при этом на базе Т1 потенциал $U_{бэТ1} = 0,8 В$ не может открыть три последовательно включенных перехода: коллекторный Т1, эмиттерные транзисторов Т2 и Т4 (см. точку А на рис. 3.27, где цифрой 1 обозначена ВАХ эмиттерного перехода Т1, а цифрой 2 ВАХ трех вышеперечисленных переходов). Транзисторы Т2 и Т4 закрыты. Ток, протекающий через резистор R2, обеспечивает открывание транзистора Т3 и диода D.

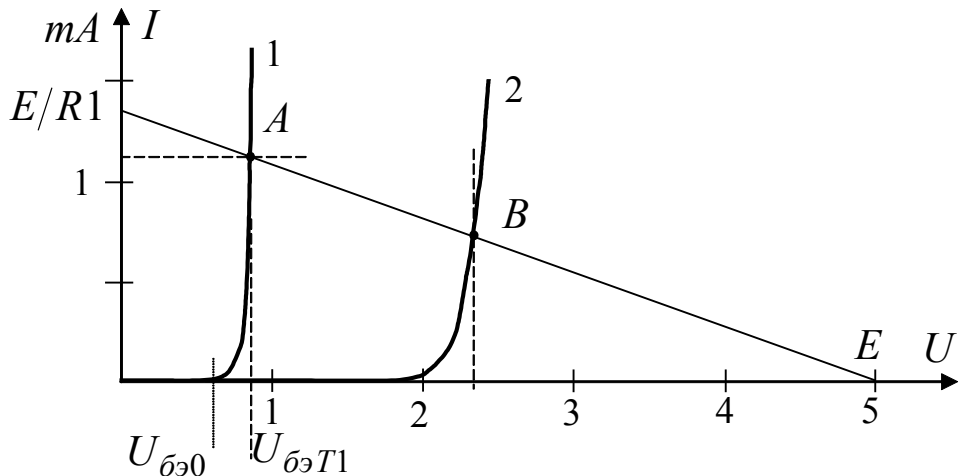


Рис. 3.27. Рабочие точки ЛЭ на ВАХ перехода б – э Т1 и трех последовательно включенных переходах: б - к Т1 и б – э Т2 , Т4.

При отсутствии нагрузки между выходом и общей шиной ток через Т3 и диод D мал, а выходное напряжение равно $U_{вых}^1 = E - U_{бэТ3} - U_D = 5 - 0,7 - 0,7 = 3,6 В$ (точка С на передаточной характеристике ЛЭ рис. 3.27). Мощность, потребляемая от источника

питания ненагруженным ЛЭ при $U_{вых}^1$, равна $P^1 = E \cdot I_{ex}^0 = 5 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 8 \text{ mВт}$.

При увеличении входного напряжения до 1,2 В напряжение на базе Т1 возрастает до величины, достаточной для открывания переходов база – коллектор Т1, база – эмиттер транзисторов Т2 и Т4 (точка В на передаточной характеристике ЛЭ рис. 3.27). При открывании транзистора Т2 напряжение на его коллекторе уменьшается, что приводит к уменьшению напряжения на выходе ЛЭ. В течение короткого промежутка времени оказываются одновременно открытыми транзисторы Т3 и Т4, через них протекает сквозной ток от источника питания на землю, что приводит к увеличению мощности, потребляемой от источника. Резистор R5 ограничивает сквозной ток на уровне 25...30 мА. При дальнейшем увеличении входного напряжения транзисторы Т2 и Т4 переходят в режим насыщения (точка В на передаточной характеристике ЛЭ), напряжение на коллекторе транзистора Т2 становится равным $U_{кТ2} = U_{кэТ2} + U_{бэТ4} = 0,2 + 0,8 = 1 \text{ В}$. $U_{кТ2} = U_{кэТ2} + U_{бэТ4} = 0,2 + 0,8 = 1 \text{ В}$, а на коллекторе Т4 $U_{кэТ4} = 0,2 \text{ В}$. Их разности, равной 0,8 В, недостаточно, чтобы поддерживать открытыми переходы база – эмиттер Т3 и диода D, и они закрываются. Диод D обеспечивает надежное запирающее транзистора Т3 при напряжении на выходе $U_{вых}^0 \leq 0,4 \text{ В}$.

Когда на всех входах ЛЭ действуют сигналы высокого уровня $U_{вх}^1$, транзистор Т1 работает в инверсном режиме: эмиттерный переход смещен в обратном направлении, а коллекторный – в прямом. Входные втекающие токи эмиттерных переходов, смещенных в обратном направлении, не превышают $I_{вх}^1 \leq 40 \text{ мкА}$. Коллекторный ток транзистора Т1 можно определить из выражения $I_{кТ1} = (E - U_{бкТ1} - U_{бэТ2} - U_{бэТ4}) / R1 = (5 - 0,8 - 0,8 - 0,8) / 4 \cdot 10^3 = 0,65 \text{ мА}$, учитывая, что инверсный коэффициент передачи транзистора Т1 $\beta_I \ll 1$. Ток коллектора транзистора Т2 в режиме насыщения равен $I_{кТ2} = I_{R2} = (E - U_{кэТ2} - U_{бэТ4}) / R2 = (5 - 0,2 - 0,8) / 1,6 \cdot 10^3 = 2,5 \text{ мА}$. Таким образом, при $U_{вых}^0$ ЛЭ потребляет от источника питания мощность $P^0 = E(I_{кТ1} + I_{кТ2}) = 5(0,65 + 2,5) \cdot 10^{-3} = 16 \text{ мВт}$. Следовательно, средняя мощность, потребляемая ЛЭ от источника питания, равна $P_{cp} = (P^1 + P^0) / 2 = (8 + 16) / 2 = 12 \text{ мВт}$.

Важными характеристиками базового ЛЭ являются выходные характеристики $U_{вых} = f(I_{вых})$. Типовая выходная характеристика ЛЭ для

выходного напряжения низкого уровня приведена на рис. 3.28.а. При малых токах нагрузки (до 20 мА) эта характеристика – прямая, определяемая выходным сопротивлением насыщенного транзистора Т4 (примерно 10 Ом.). На холостом ходу напряжение $U_{вых}^0$ не превышает 0,2 В. С увеличением выходного втекающего тока напряжение $U_{кэнас}$ транзистора Т4 увеличивается. Если выходной ток возрастает до величины, при которой транзистор выходит из режима насыщения, то выходное напряжение начинает резко увеличиваться. Выходной втекающий ток транзистора Т4 $I_{вых}^0$ определяется входными токами $I_{вх}^0$, подключенных к его выходу входов последующих ЛЭ $I_{вых}^0 = n \cdot I_{вх}^0$, где n - коэффициент разветвления. Выходной ток в этом случае ограничивается либо допустимым выходным напряжением $U_{вых.мах}^0 \leq 0,4 В$, либо допустимым током коллектора транзистора Т4. Для ЛЭ с нормальной нагрузочной способностью $n=10$ и $I_{вых.мах}^0 = 16 мА$. В микросхемах ТТЛ с повышенной нагрузочной способностью $I_{вых.мах}^0$ может достигать 48 мА.

Выходная характеристика ЛЭ для выходного напряжения высокого уровня приведена на рис. 3.28.б. При увеличении тока нагрузки, вытекающего из транзистора Т4, увеличивается падение напряжения на резисторе R5, транзисторе Т3 и диоде D и выходное напряжение уменьшается. При малых токах нагрузки (до 2 мА) транзистор Т3 работает в активной области в режиме эмиттерного повторителя (падение напряжения на резисторе R5 меньше напряжения на резисторе R2) и его выходное сопротивление $R_{вых} \approx R2/\beta \approx 80 Ом$, поэтому выходное напряжение меняется сравнительно мало.

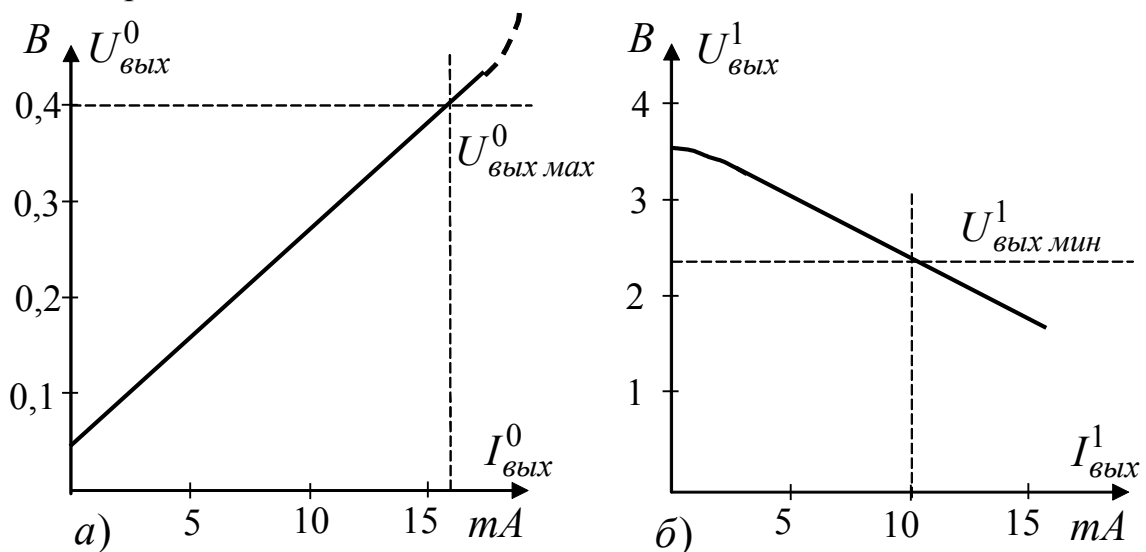


Рис. 3.28. Выходные характеристики ЛЭ ТТЛ:
а – для сигналов низкого уровня; б – высокого уровня.

При возрастании тока нагрузки падение напряжения на резисторе R_5 растёт и транзистор ТЗ может перейти в режим насыщения, в результате выходное сопротивление каскада возрастает до величины $R_{вых} \approx R_5$ и выходная характеристика ЛЭ становится линейной и более крутой. Ток нагрузки при высоком уровне выходного сигнала зависит от числа входов ЛЭ, которые подключены к выходу, и равен $I_{вых}^1 = n \cdot I_{вх}^1 = 10 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 400 \text{ мкА}$. Выходной ток при высоком уровне выходного сигнала ограничивается либо минимально допустимым выходным напряжением $U_{вых}^1 \geq 2,4 \text{ В}$, либо допустимым током коллектора транзистора ТЗ.

Быстродействие ТТЛ-схем определяется в основном переходными процессами при переключении транзисторов, а также временем заряда паразитной нагрузочной ёмкости C_n , которая представляет собой суммарную входную ёмкость нагрузочных ЛЭ. В схеме (рис. 3.24) заряд ёмкости C_n происходит с большой постоянной времени через коллекторный резистор R_k , что ухудшает быстродействие ЛЭ. В ТТЛ-схеме со сложным инвертором (рис. 3.25) постоянная времени заряда C_n существенно уменьшается, так как ёмкость C_n заряжается через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе ТЗ ($R_{выхТЗ} \ll R_k$).

Повысить быстродействие ТТЛ-схем можно, применив в схеме базового элемента (рис. 3.25.) вместо обычных транзисторов транзисторы Шоттки, работающие в активном режиме. Тем самым сокращается время переключения транзисторов схемы, времена рассасывания носителей заряда в базах транзисторов при их запираании. Логические ИМС, выполненные на базе транзисторов Шоттки, называют микросхемами ТТЛШ. В маломощных микросхемах ТТЛШ сочетаются высокое быстродействие с умеренным потреблением мощности. При одинаковом с универсальным элементом ТТЛ быстродействии мощность, потребляемая элементом ТТЛШ, в $4 \div 5$ раз меньше. ТТЛШ логика по всем параметрам совместима с ТТЛ - логикой и является более перспективной при разработке новых изделий.

Схема базового элемента со сложным инвертором лежит в основе разработок большинства серий ИМС ТТЛ. Для расширения функциональных возможностей элемента промышленностью выпускаются так называемые расширители по ИЛИ (рис.3.29.), которые представляют собой часть структуры ТТЛ и подключаются к точкам А и В базового элемента ТТЛ (рис. 3.25.). Если соединить точки А и А* и В и В*, то полученная при этом схема реализует функцию И-ИЛИ-НЕ. На выходе схемы устанавливается логический нуль, если на всех входах Т1 или на всех входах Т1* действуют сигналы, соответствующие логической единице. При всех остальных комбинациях сигналов на входах схемы выходное напряжение соответствует единице.

Выходы некоторых микросхем выполнены так, что верхний выходной транзистор и относящиеся к нему элементы отсутствуют. Это так называемые ЛЭ с открытым коллекторным выходом (рис. 3.30.).

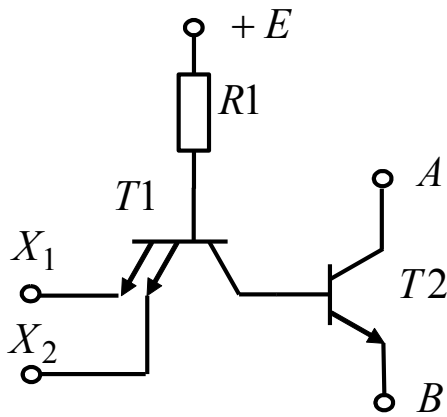


Рис. 3.29. Расширитель по ИЛИ.

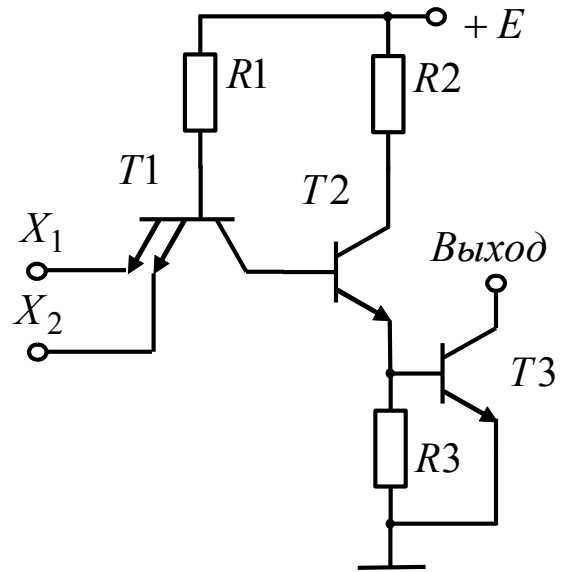
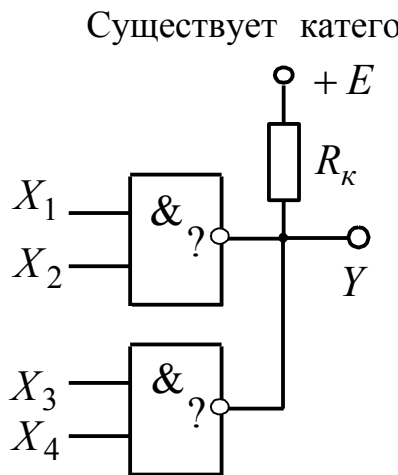


Рис. 3.30. ЛЭ ТТЛ с открытым коллекторным выходом.

Такой логический элемент может быть использован для управления внешними устройствами (реле, элементы индикации и др.). ЛЭ с открытым коллекторным выходом к тому же могут подключаться к другим источникам питания с напряжением для некоторых ЛЭ до 30 В. ЛЭ с открытым коллекторным выходом в отличие от сложных инверторов допускают параллельное подключение нескольких выходов к общей нагрузке R_n (рис. 3.31.). Объединение выходов называют монтажной (проводной) логикой ИЛИ.



$$Y = \overline{X_1 \cdot X_2} + \overline{X_3 \cdot X_4}$$

Рис. 3.31. Псевдоэлемент «монтажное ИЛИ».

Существует категория микросхем, способных принимать и третье состояние, в котором оконечные транзисторы ЛЭ заперты, что равносильно отключению ЛЭ от нагрузки. Перевод в высокоимпедансное состояние осуществляется по специальному входу EZ. При поочередном действии таких ЛЭ, их выходы можно соединять между собой и подключать к общей нагрузке (например, к шине данных). Таким способом удастся уплотнить каналы передачи данных, а также создавать магистрали с двунаправленными потоками информации.

На рис. 3.32. показан один из способов обеспечения трех состояний в ЛЭ ТТЛ. Эта схема отличается от базовой схемы наличием дополнительных транзисторов T5 - T8 и диода D2.

Когда транзистор T8 заперт, схема действует подобно обычному элементу ТТЛ, поскольку диод D2 смещен в обратном направлении. При

открытом транзисторе T8 диод D2 открыт и напряжение в точке A близко к нулю. Транзистор T3 при этом закрыт. Поскольку на эмиттере транзистора T1, связанном с коллектором T8, логический нуль, то транзисторы T2 и T4 - закрыты. Выходной вывод окажется отключенным от входных цепей и от обеих шин питания.

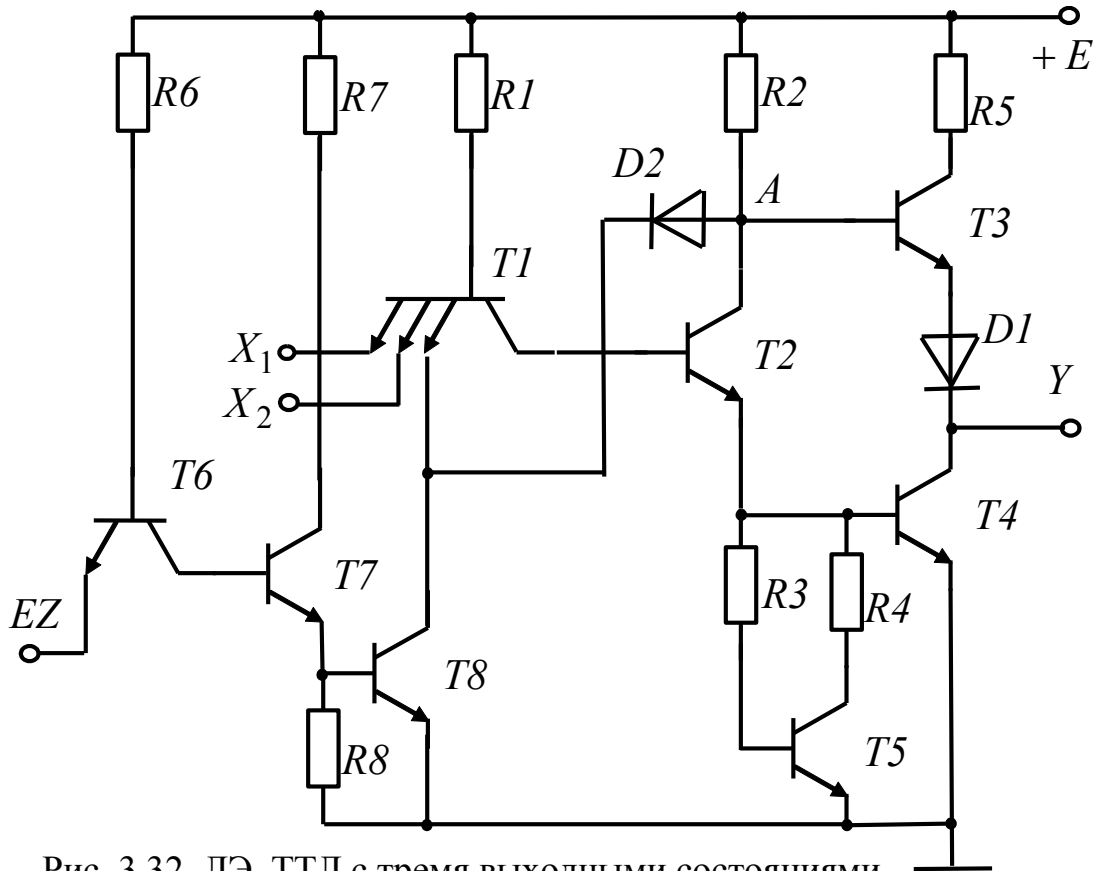


Рис. 3.32. ЛЭ ТТЛ с тремя выходными состояниями.

3.5.5. Элементы эмиттерно-связанной логики

Микросхемы на основе эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) нашли широкое применение в быстродействующих вычислительных устройствах благодаря таким преимуществам перед другими микросхемами, как высокое быстродействие, большая нагрузочная способность, высокая стабильность динамических параметров при изменении напряжения питания и рабочей температуры, независимость тока потребления от частоты переключения.

Базовый логический элемент ЭСЛ выполняет одновременно две функции: ИЛИ-НЕ и ИЛИ (рис. 3.33). Электрическая схема базового элемента состоит из трех цепей: токового переключателя, источника опорного напряжения и выходных эмиттерных повторителей.

Токовый переключатель построен на транзисторах T1-T4, резисторах R1 – R7 и диоде. Операция ИЛИ в переключателе выполняется за счет параллельного подключения транзисторов T1 и T2. Источник опорного напряжения представляет собой эмиттерный повторитель на транзисторе T5, резисторах R8, R9, термокомпенсирующих диодах D2 и D3. Один такой источник обслуживает несколько ЛЭ на одном кристалле. На транзисторах

T6, T7 собраны выходные эмиттерные повторители. На первом выходе реализуется операция ИЛИ - НЕ, а на втором – операция ИЛИ.

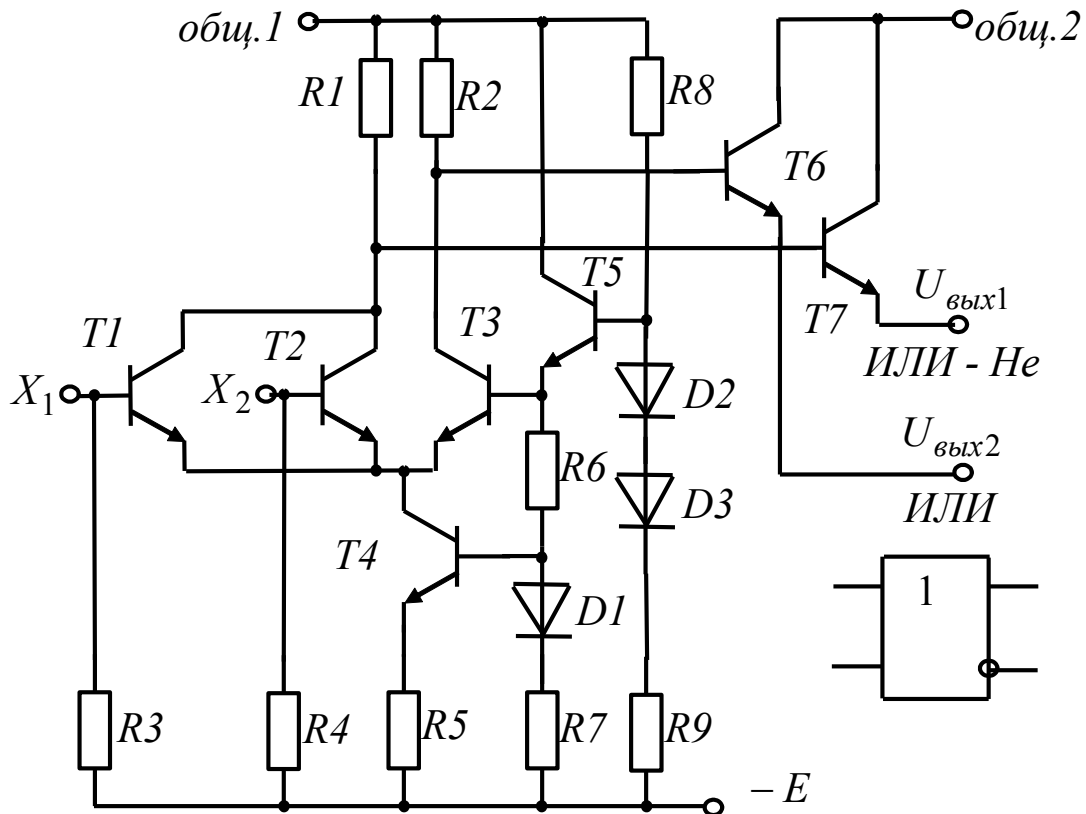


Рис. 3.33. Базовый элемент ЭСЛ.

Особенностью схемотехнического решения ЭСЛ является применение отрицательного источника питания, а также отдельного подключения шины земли к цепям токового переключателя и источника опорного напряжения с одной стороны (шина общ.1) и к цепи выходных эмиттерных повторителей – с другой стороны (шина общ.2). Следует учитывать при применении ЭСЛ ИС, что в этих цепях наблюдается различный характер потребления тока из шины электропитания в момент переключения элемента. В общей шине 1 ток практически постоянный, а в общей шине 2 – импульсный. Если эти шины разделить, то можно повысить помехоустойчивость. Заземление коллекторных цепей ЛЭ позволяет устранить влияние напряжения источника питания на уровни выходного напряжения, так как при этом напряжения $U_{вых}^1 = -U_{бэЭП}$ и $U_{вых}^0 = -(U_{бэЭП} + I_0 R_k)$, т. е. не зависят от источника E.

Выходные эмиттерные повторители подсоединяются к источнику отрицательного напряжения питания $-E_{ЭП}$ через внешние нагрузочные резисторы. Для уменьшения потребляемой мощности напряжение $-E_{ЭП}$ может быть уменьшено до 2 В. Оба входа базового ЛЭ подключаются к источнику питания $E = -5,2$ В через резисторы R3 и R4, что позволяет неиспользуемые входы ЛЭ оставлять в аппаратуре неподключенными.

Передаточная характеристика базового ЛЭ ЭСЛ приведена на рис. 3.34.

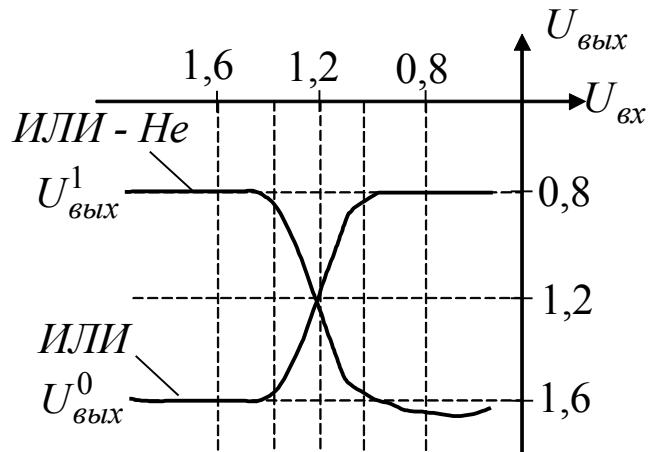
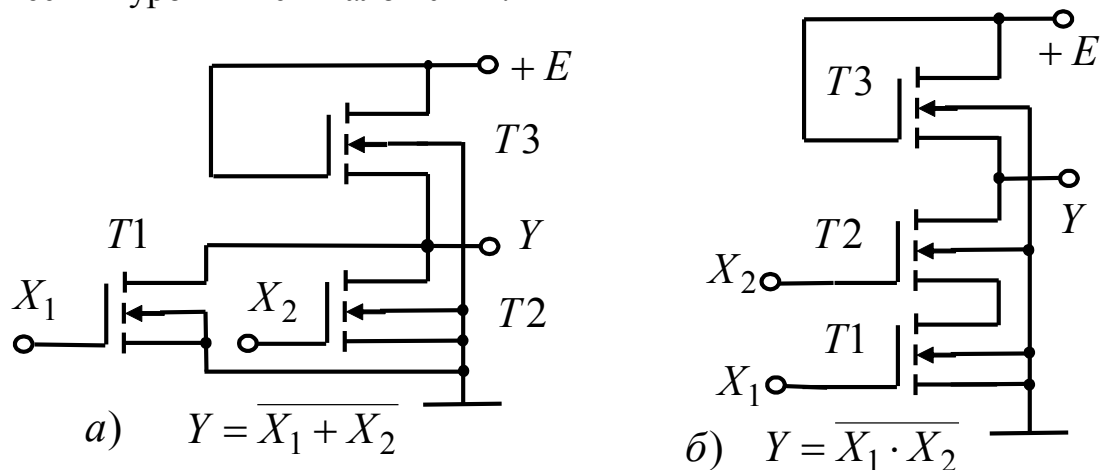


Рис. 3.34. Передаточная характеристика базового ЛЭ ЭСЛ

3.5.6. Логические элементы на МДП-транзисторах

При построении логических ИМС используют МДП-транзисторы с индуцированным n- или p-каналом. Предпочтение отдается n-канальным транзисторам, которые обеспечивают большее быстродействие логических ИМС, а самое главное – их полную совместимость по номиналу питания и логическим уровням сигналов 0 и 1.

Рис. 3.35. Базовые логические элементы n - МДП – логики:
а – ЛЭ типа ИЛИ – Не; б – ЛЭ типа И – Не.

На рис. 3.35.а приведен базовый ЛЭ n – МДП, реализующий логическую функцию ИЛИ – НЕ. При подаче высокого уровня напряжения $U_{вх}^1 > U_0$ хотя бы на один из входов схемы открывается соответствующий транзистор (Т1 или Т2) и на выходе устанавливается низкий уровень $U_{вых}^0 < U_0$ (логический 0). Если на обоих входах логический 0, то Т1 и Т2 закрыты и на выходе - высокий уровень напряжения, т.е. логическая 1. Нагрузочный транзистор Т3 всегда открыт и работает в пологой области выходной характеристики, поэтому высокий уровень напряжения равен $U_{вых}^1 = E - U_{03}$. Для обеспечения малого значения низкого уровня

напряжения $U_{вых}^0$ необходимо, чтобы сопротивление канала открытого транзистора T1 или T2 было много меньше сопротивления канала нагрузочного транзистора T3. Поэтому открытые транзисторы T1 и T2 работают в крутой области выходной характеристики.

Базовый элемент (рис. 3.35.б) реализует функцию И – НЕ. Если хотя бы один из управляющих транзисторов T1 и T2 закрыт (на его входе низкий уровень сигнала), то на выходе ЛЭ будет высокий уровень напряжения. Схема переключается по выходу в состояние логического нуля, только при подаче на все входы одновременно логической единицы. Так как при последовательном включении транзисторов T1 и T2 уменьшается эквивалентная крутизна их характеристик, то возрастает остаточное напряжение $U_{вых}^0$. 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, и зависит только от требуемого быстродействия (увеличивается емкость нагрузки C_H).

Широкое распространение получили ИМС с использованием комплементарных МДП–транзисторов (КМДП – логика). На основе инверторов КМДП–типа реализуются ЛЭ вида И–НЕ и ИЛИ–НЕ, приведенные на рис. 3.36.

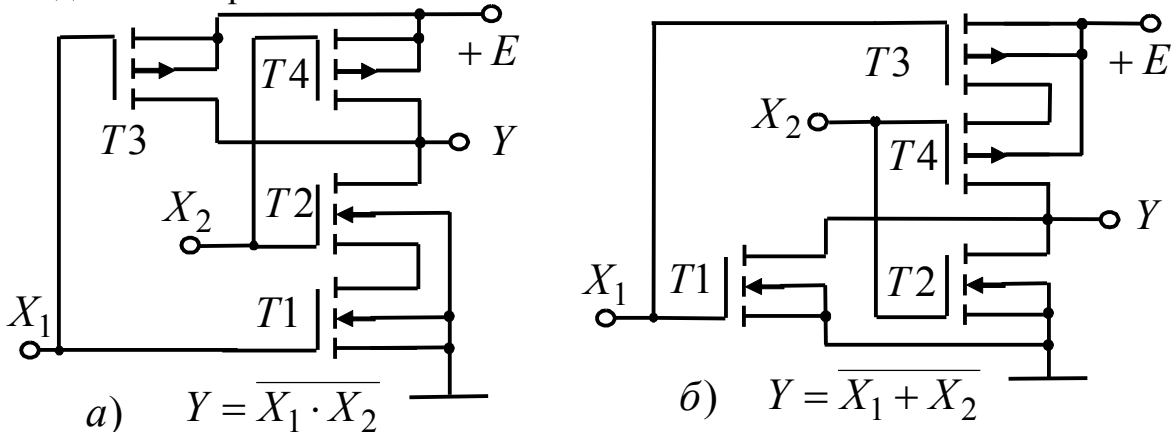


Рис. 3.36. Базовые логические элементы КМДП – логики:

а) – ЛЭ типа И – НЕ; б) – ЛЭ типа ИЛИ – НЕ.

В базовом ЛЭ И-НЕ управляющие транзисторы T1 и T2 соединены последовательно, а нагрузочные T3 и T4 – параллельно. При подаче на все входы схемы сигналов $U_{вх}^1$, управляющие транзисторы T1 и T2 открыты, а нагрузочные T3 и T4 закрыты. На выходе ЛЭ устанавливается низкий уровень сигнала $U_{вых}^0 = U_{осм1} + U_{осм2} \approx 0$. При действии низкого уровня

сигнала $U_{вх}^0$ на входах схемы оба управляющих транзистора Т1 и Т2 закрыты, а транзисторы Т3 и Т4 открыты, и на выходе ЛЭ будем иметь высокий уровень сигнала $U_{вых}^1 = E$. Состояние схемы не изменится, если напряжение $U_{вх}^0$ поступает только на один из входов, так как один из управляющих транзисторов остается закрытым, а один из нагрузочных транзисторов открыт.

В базовом элементе ИЛИ-НЕ (рис. 3.36.б) управляющие транзисторы Т1 и Т2 соединены параллельно, а нагрузочные Т3 и Т4 – последовательно. Когда на обоих входах присутствуют сигналы низкого уровня $U_{вх}^0$, управляющие транзисторы Т1 и Т2 закрыты, а нагрузочные Т3 и Т4 открыты, напряжение на выходе $U_{вых}^1 = E$. Если хотя бы на одном из входов устанавливается сигнал высокого уровня $U_{вх}^1$, один из управляющих транзисторов открыт, а парный с ним нагрузочный транзистор закрыт, напряжение на выходе имеет низкий уровень сигнала $U_{вых}^0 = 0$.

Логические элементы с большим числом входов организованы подобным же образом. Коэффициент объединения для схем И-НЕ и ИЛИ-НЕ обычно равен $m = 2 \div 4$. КМДП-логика характеризуется высокой эффективностью использования напряжения источника питания, так как логический перепад сигнала в обеих схемах $U_{лог} = U_{вых}^1 - U_{вых}^0 \approx E$. Для обеспечения совместимости КМДП и ТТЛ схем по уровням сигналов напряжение источника питания выбирают равным $E = 5 В$, однако при этом КМДП-схемы имеют низкое быстродействие. КМДП-схемы обладают высокой помехоустойчивостью $U_{ном}^1 = U_{ном}^0 = 0,3E$ $U_{ном}^0 = U_{ном}^1 = 0,3E$ (при наиболее неблагоприятных условиях) и высокой нагрузочной способностью.

Вопросы для самопроверки

1. Нарисуйте принципиальную схему насыщенного ключа на биполярном транзисторе.
2. Постройте нагрузочную прямую для ключа и отметьте на ней точки, соответствующие режиму насыщения и отсечки.
3. Приведите эквивалентную схему ключа, соответствующую режиму отсечки, и укажите на ней токи, протекающие в схеме.
4. Приведите эквивалентную схему ключа, соответствующую режиму насыщения, и укажите на ней токи, протекающие в схеме.
5. От чего зависят токи транзистора в режиме насыщения. Запишите их значения.
6. Нарисуйте временные диаграммы токов и напряжений в ключе при открывании транзистора.

7. От каких элементов схемы ключа и каким образом зависит длительность положительного фронта импульса?
8. Нарисуйте временные диаграммы токов и напряжений в ключе при закрывании транзистора.
9. Почему при закрывании транзистора ток базы становится отрицательным?
10. Как можно уменьшить время рассасывания в насыщенном ключе?
11. От каких элементов схемы ключа и каким образом зависит длительность отрицательного фронта импульса?
12. Нарисуйте принципиальную схему ключа с ускоряющей емкостью.
13. Объясните, почему включение конденсатора позволяет сократить время переходного процесса.
14. Нарисуйте принципиальную схему ключа с нелинейной обратной связью.
15. Объясните работу ключа с нелинейной обратной связью.
16. Нарисуйте принципиальную схему транзисторного переключателя тока и объясните принцип его работы.
17. Почему переключатель тока имеет высокое быстродействие?
18. Нарисуйте схему ключа на n-канальных МДП-транзисторах и объясните принцип его работы.
19. Нарисуйте схему ключа на комплементарных МДП-транзисторах и объясните принцип его работы.
20. Укажите основные достоинства ключа на комплементарных транзисторах.
21. Какие логические операции Вы знаете?
22. По каким признакам классифицируют логические элементы?
23. Назовите основные параметры логических элементов.
24. Нарисуйте простейшую схему ЛЭ ТТЛ и объясните принцип его работы.
25. Укажите основные недостатки простейшего ЛЭ ТТЛ.
26. Нарисуйте схему базового ЛЭ ТТЛ со сложным инвертором.
27. Объясните принцип работы ЛЭ ТТЛ со сложным инвертором.
28. Нарисуйте схему ЛЭ ТТЛ с тремя выходными состояниями.
29. Нарисуйте схему базового ЛЭ ЭСЛ.
30. Объясните принцип работы базового ЛЭ ЭСЛ.
31. Укажите основные достоинства и недостатки ЭСЛ.
32. Нарисуйте схему базового ЛЭ И²Л и объясните принцип его работы.
33. Укажите основные достоинства и недостатки И²Л.
34. Нарисуйте схемы ЛЭ И-НЕ и ИЛИ-НЕ n-МДП – логики и объясните принцип их работы.
35. Нарисуйте схемы ЛЭ И-НЕ и ИЛИ-НЕ КМДП – логики и объясните принцип их работы.
36. Укажите основные достоинства и недостатки КМДП – логики по сравнению с ТТЛ.

Глава четвертая

ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

4.1. Комбинационные цифровые устройства

Логические устройства разделяют на два класса: комбинационные и последовательностные.

Устройство называют комбинационным, если его выходные сигналы в некоторый момент времени однозначно определяются входными сигналами, имеющими место в этот момент времени. Закон функционирования таких устройств может быть задан либо таблицей истинности, либо системой переключательных функций.

Типичными представителями комбинационных устройств являются дешифраторы, шифраторы, преобразователи кодов, схемы сравнения, мультиплексоры, демультимплексоры, программируемые логические матрицы.

Последовательностные устройства – это чаще всего цифровые автоматы, состоящие из двух частей: комбинационной схемы и набора запоминающих элементов. Такое устройство, в отличие от комбинационной схемы, имеет некоторое конечное число внутренних состояний, фиксируемых запоминающими элементами. Поэтому состояние выходов здесь определяется не только входными сигналами в данный момент времени, но и состоянием элементов памяти, зависящим от предыстории его работы.

Типичными представителями последовательностных устройств являются регистры, счетчики, схемы синхронизации и т. д.

4.1.1. Шифраторы, дешифраторы и преобразователи кодов.

Шифратор (кодер) – это комбинационное устройство, преобразующее десятичные числа (унитарный код) в соответствующий двоичный код.

Наибольшее применение он находит в устройствах ввода информации (пультах управления) для преобразования десятичных чисел в двоичную систему счисления. Предположим, на пульте имеется 10 клавиш с гравировкой от «0» до «9». При нажатии любой из них на вход шифратора подается единичный сигнал ($X_0 \div X_9$). На выходе шифратора должен появиться двоичный код (Y_1, Y_2, Y_3, Y_4) этого десятичного числа. На основании этого словесного описания составляем таблицу истинности для шифратора (см. табл. 4.1). Из таблицы, например, следует, что на выходной шине переменная Y_1 должна иметь единичное значение, когда логическая «1» будет или на входе X_1 , или X_3 , или X_5 , или X_7 , или X_9 . Следовательно, можно записать для Y_1 (а по аналогии и для остальных выходных переменных):

Таблица 4.1.

Десятичное число	Двоичный код 8-4-2-1			
	Y4	Y3	Y2	Y1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

$$Y1 = X1 + X3 + X5 + X7 + X9$$

$$Y2 = X2 + X3 + X6 + X7$$

$$Y3 = X4 + X5 + X6 + X7$$

$$Y4 = X8 + X9$$

(4.1)

Системе уравнений (4.1) соответствует схема шифратора, представленная на рис. 4.1.

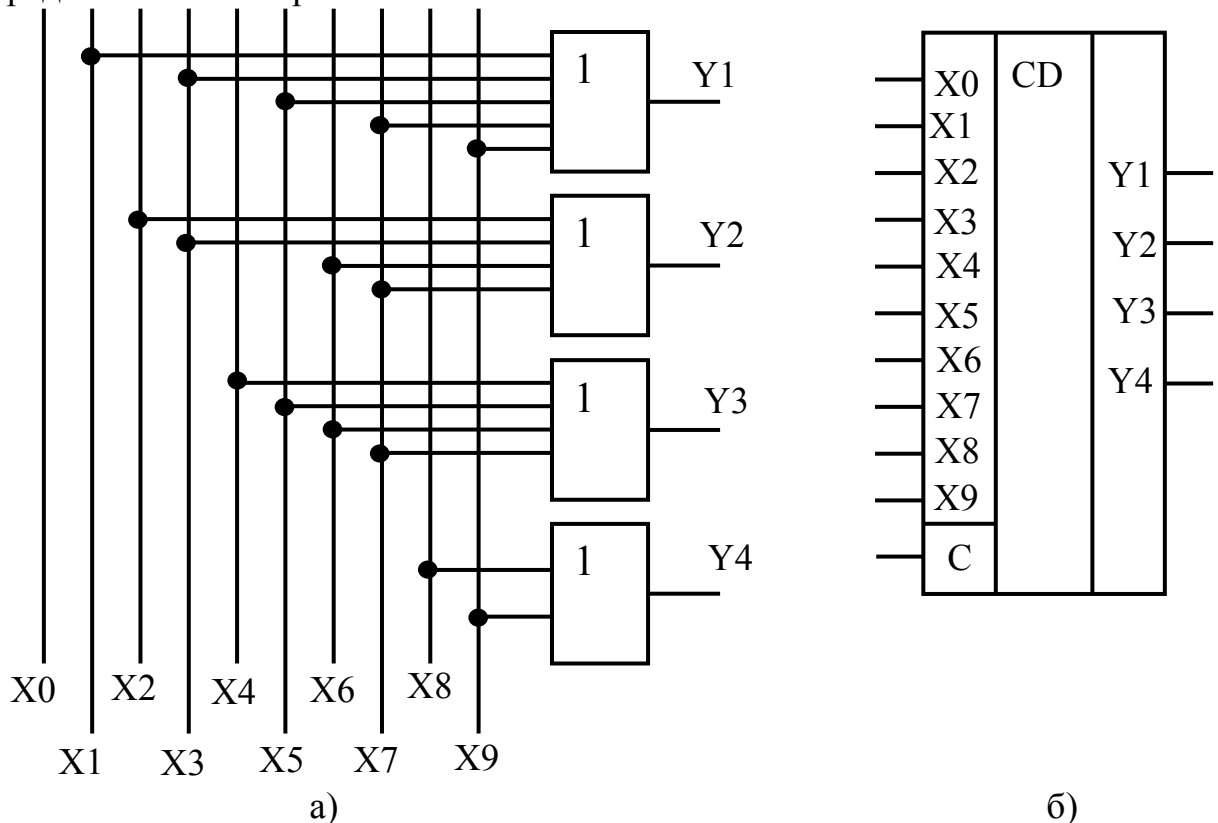


Рис. 4.1. Шифратор: а – схема, реализованная на логических элементах ИЛИ; б – условное обозначение на функциональных схемах.

Часто шифраторы делают синхронными, т.е. подают дополнительный сигнал «1» на вход *C*, разрешающий преобразование (см. рис. 4.1, б).

Дешифратор (декодер) – это комбинационное устройство, преобразующее двоичный код в сигнал «1» на одном определенном выходе при сигналах на остальных выходах равных 0 (унитарный код).

Рассмотрим дешифратор двоичного кода с n входами. Так как возможное количество чисел, закодированных n -разрядным двоичным кодом, равно количеству наборов из n аргументов $p = 2^n$, то наибольшее число выходов дешифратора равно 2^n . Такой дешифратор называют полным. Если число выходов дешифратора меньше $p = 2^n$, дешифратор называют неполным.

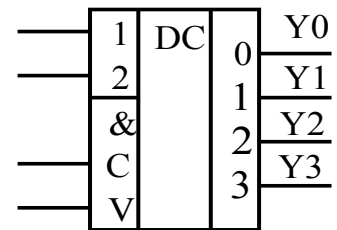
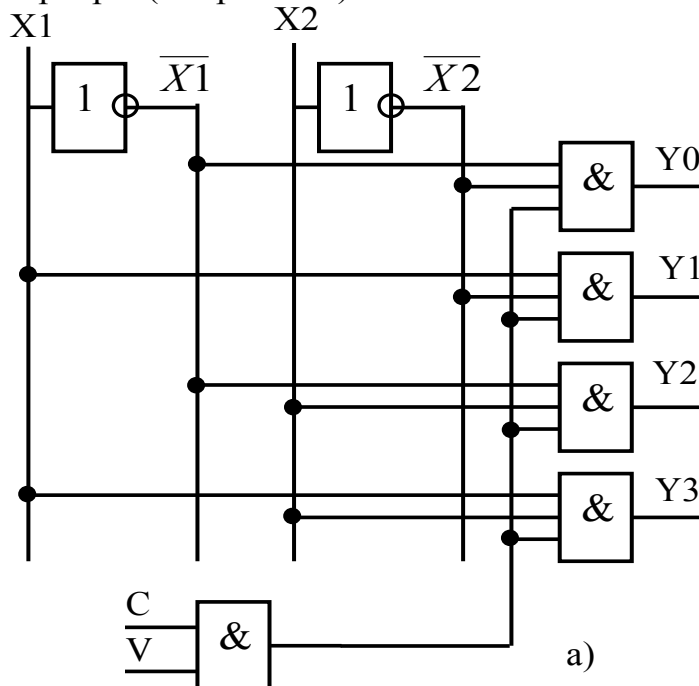
Таблица истинности полного дешифратора двухразрядных двоичных чисел (см. табл. 4.2) представляет собой ряд единиц, расположенных по диагонали таблицы, в остальных клетках которой стоят нули. Так как двухразрядный дешифратор имеет 4 выхода, его работа описывается четырьмя логическими функциями

$$\begin{aligned} Y_0 &= \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} & Y_1 &= X_1 \cdot \overline{X_2} \\ Y_2 &= \overline{X_1} \cdot X_2 & Y_3 &= X_1 \cdot X_2 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Таблица 4.2.

Номера наборов	Входы		Выходы			
	X1	X2	Y0	Y1	Y2	Y3
0	0	0	1	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0
2	0	1	0	0	1	0
3	1	1	0	0	0	1

Эти функции могут быть реализованы с помощью двухвходовых схем «И», а для получения инверсных значений входных сигналов используют инверторы (см. рис. 4.2).



б)

Рис. 4.2. Дешифратор:
а – функциональная схема,
б – условное обозначение.

Часто дешифраторы выполняют с управляемой синхронизацией, при которой дешифрация кода будет произведена во время подачи синхроимпульса, поступившего на вход C , лишь при условии, что на вход V подан управляющий (разрешающий) единичный сигнал. Для реализации такого условия на дополнительные (третьи для схемы на рис. 4.2) входы всех четырех конъюнкторов подается сигнал со схемы «И», на входы которой поступают сигналы C и V . Такие дешифраторы позволяют легко наращивать число входных сигналов путем каскадного их включения. На рис. 4.3 приведена схема четырехразрядного дешифратора, построенная на двухвходовых дешифраторах.

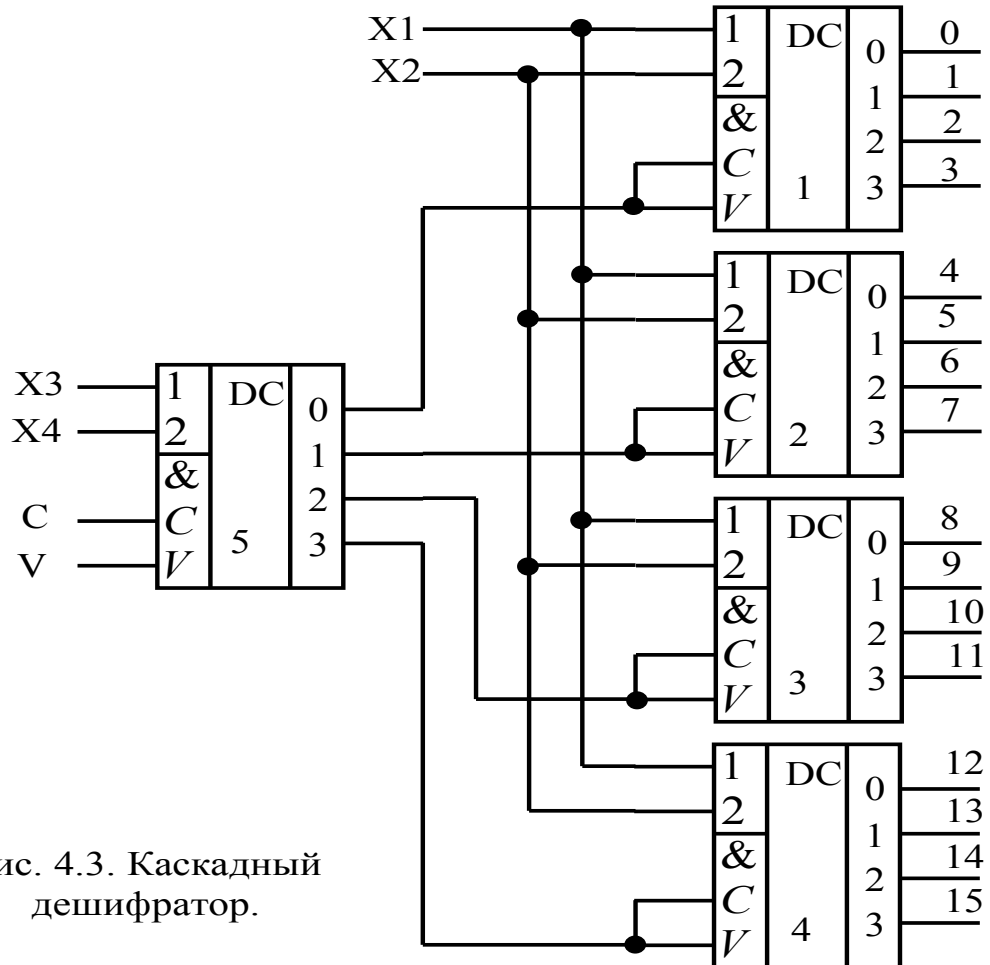


Рис. 4.3. Каскадный дешифратор.

На дешифраторе первого каскада $DC5$ при $C = V = 1$ в зависимости от значений сигналов $X3$ и $X4$ сигнал 1 появляется на одном из его выходов (например, при $X3 = X4 = 0$ на выходе 0, а при $X3 = X4 = 1$ на выходе 3). В первом случае лишь $DC1$, а во втором $DC4$ будут реагировать на сигналы $X1$ и $X2$ (остальные три дешифратора второго каскада будут блокированы поступившими на их входы сигналами $C = V = 0$). При значениях, например, $X1 = X2 = 1$ единичный выходной сигнал, соответствующий в первом случае коду 0011, появляется на выходе 3 дешифратора $DC1$, а соответствующий коду 1111 во втором случае - на выходе 3 дешифратора $DC4$, (т.е. на выходе 15 каскадного дешифратора).

4.1.2. Мультиплексоры и демультиплексоры.

Мультиплексором называют комбинационное устройство, обеспечивающее передачу цифровой информации, поступающей на несколько входов, на один общий выход в зависимости от управляющего (адресного) сигнала, заданного двоичным кодом. Иными словами, мультиплексор позволяет производить прием сигналов с разных направлений. Также мультиплексор можно уподобить бесконтактному многопозиционному переключателю.

Мультиплексоры обладают двумя группами входов и одним, а реже двумя взаимодополняющими выходами.

Одни входы информационные, а другие служат для управления. К ним относятся адресные и разрешающие (стробирующие) входы. Если мультиплексор имеет n адресных входов, то число информационных входов будет 2^n .

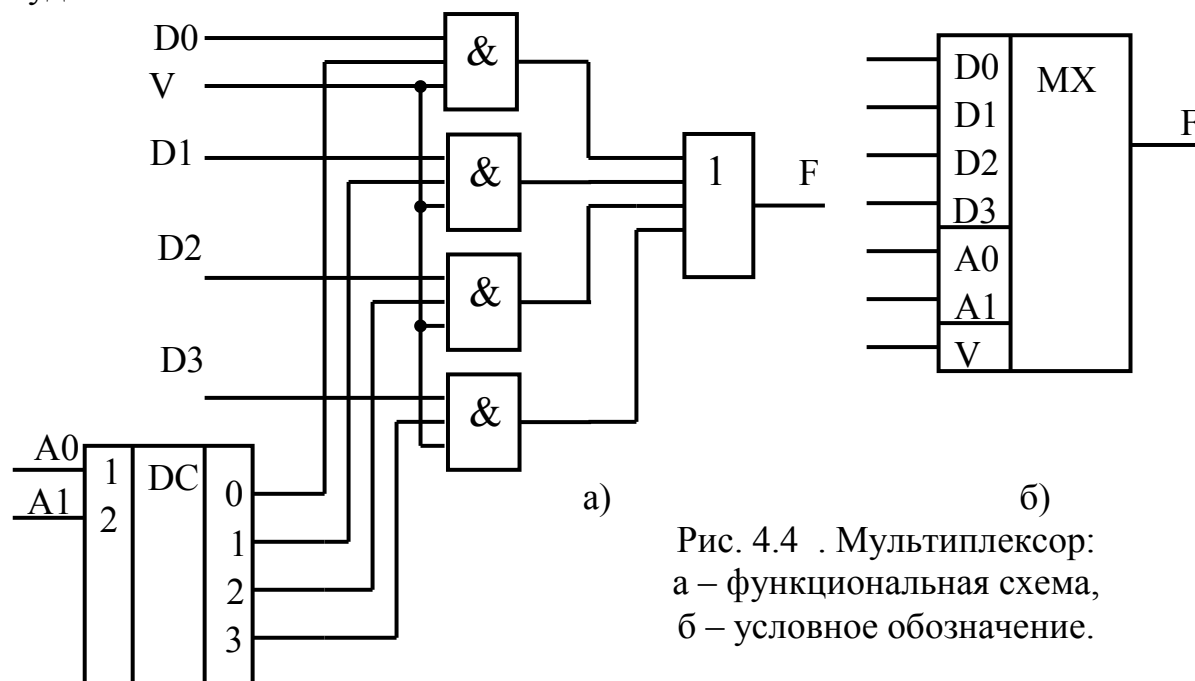


Рис. 4.4 . Мультиплексор:
а – функциональная схема,
б – условное обозначение.

Разрешающий вход стробирует одновременно все информационные входы независимо от состояния адресных входов. Наличие разрешающего входа расширяет функциональные возможности мультиплексора и позволяет наращивать разрядность мультиплексоров. Для примера рассмотрим мультиплексор с четырьмя информационными входами $D0 \div D3$, функциональная схема и условное обозначение которого представлены на рис. 4.4. На основании таблицы истинности (табл. 4.3) можно составить переключательную функцию F для выходного сигнала в виде

Входы			Выход
V	A0	A1	F
1	0	0	D0
1	1	0	D1
1	0	1	D2
1	1	1	D3
0	X	X	0

X –любое значение

$$F = V(\overline{A0} \cdot \overline{A1} \cdot D0 + A0 \cdot \overline{A1} \cdot D1 + \overline{A0} \cdot A1 \cdot D2 + A0 \cdot A1 \cdot D3)$$

На одном выходе дешифратора формируется единичный сигнал, который совместно с сигналом V подготавливает соответствующий логический элемент «И» для пропускания на вход F через схему дизъюнктора «ИЛИ» соответствующего информационного сигнала D .

При необходимости построения мультиплексов с большим числом входов используются каскадные схемы. На рис. 4.5 приведена в качестве примера двухкаскадная схема, составленная из четырехходовых мультиплексов.

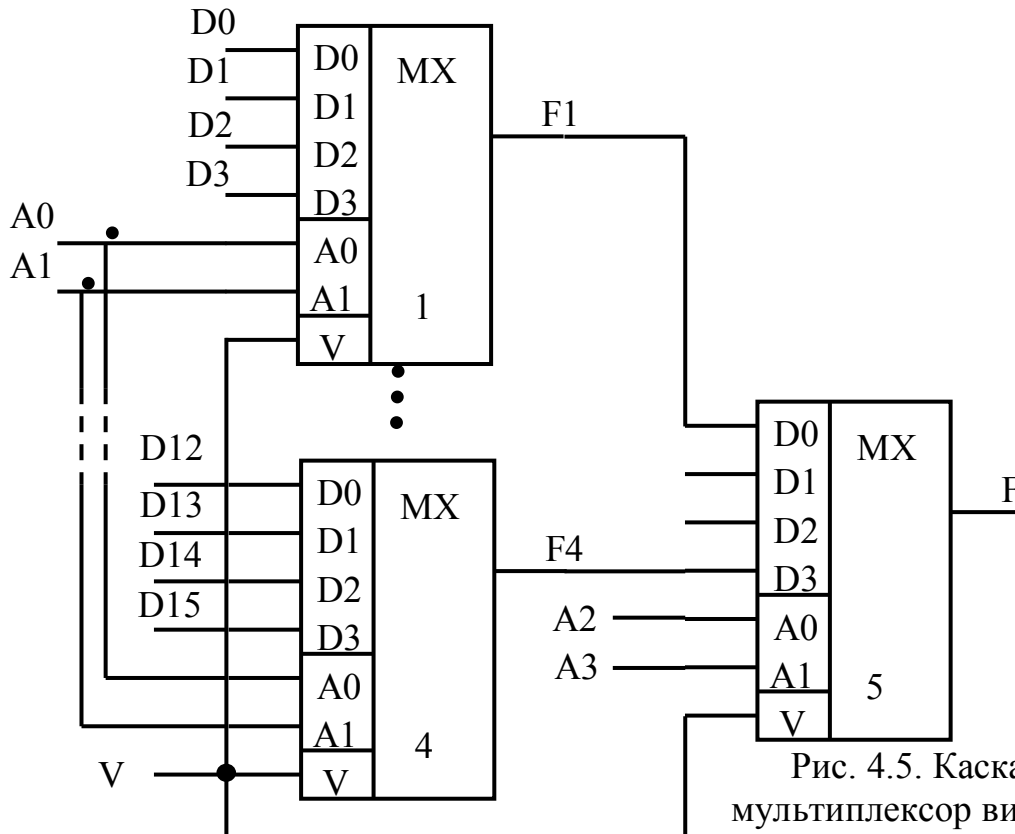


Рис. 4.5. Каскадный мультиплексор вида 16 : 1 .

Демультимплексор (распределитель) - это устройство, передающее поступающий на его вход X сигнал на один из своих выходов в зависимости от управляющего (адресного) сигнала, заданного двоичным кодом. Демультимплексоры в функциональном отношении противоположны мультиплексорам. Логическая структура простого демультимплексора вида 1:4 представлена на рис. 4.6. Здесь $A0, A1$ - адресные входы, X - информационный вход, V - разрешающий вход, C - синхронизирующий вход. Номера выходных сигналов Y соответствуют двоичному коду на адресных входах $A0, A1$.

Работу устройства описывают следующие переключательные функции:

$$Y0 = C \cdot V \cdot X \cdot \overline{A0} \cdot \overline{A1}$$

$$Y1 = C \cdot V \cdot X \cdot A0 \cdot \overline{A1}$$

$$Y2 = C \cdot V \cdot X \cdot \overline{A0} \cdot A1$$

$$Y3 = C \cdot V \cdot X \cdot A0 \cdot A1$$

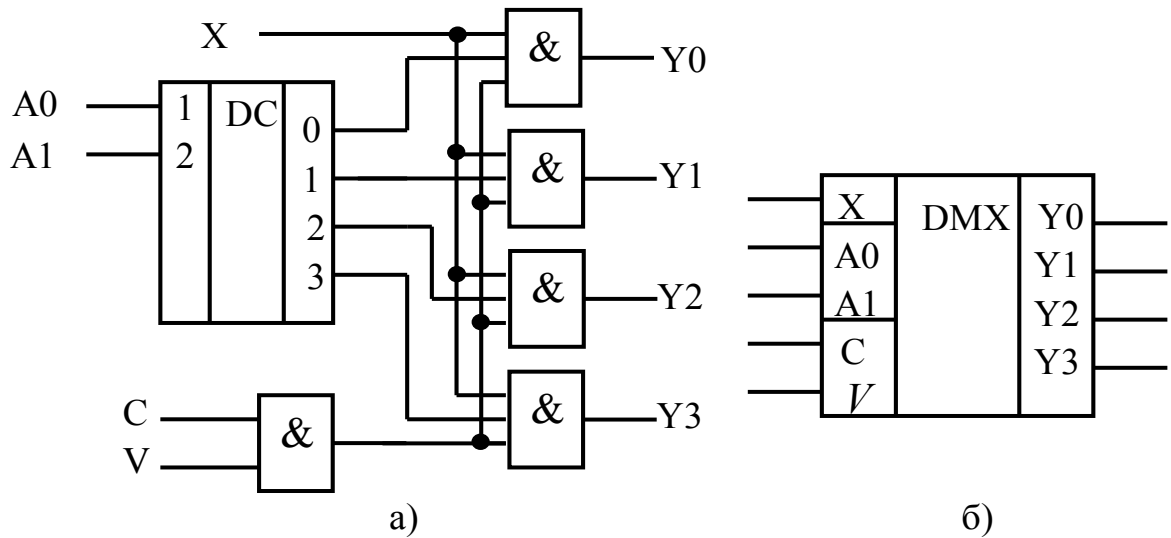


Рис. 4.6. Демультимплексор: а – функциональная схема, б – условное обозначение.

В качестве демультимплексора можно применить дешифратор, изображенный на рис. 4.2, если использовать в качестве информационного входа X разрешающий вход V, а в качестве адресных входов – входы X1 и X2

4.1.3. Сумматоры.

Все многообразие математических операций (сложение, вычитание, умножение, деление, возведение в степень, извлечение корня и т.д.) можно свести к единственной операции сложения прямых и обратных сдвинутых влево и вправо на то или иное число разрядов кодов чисел. Поэтому сумматоры являются одним из основных узлов арифметических устройств ЭВМ. Сумматоры многоразрядных чисел строятся на основе одноразрядных сумматоров.

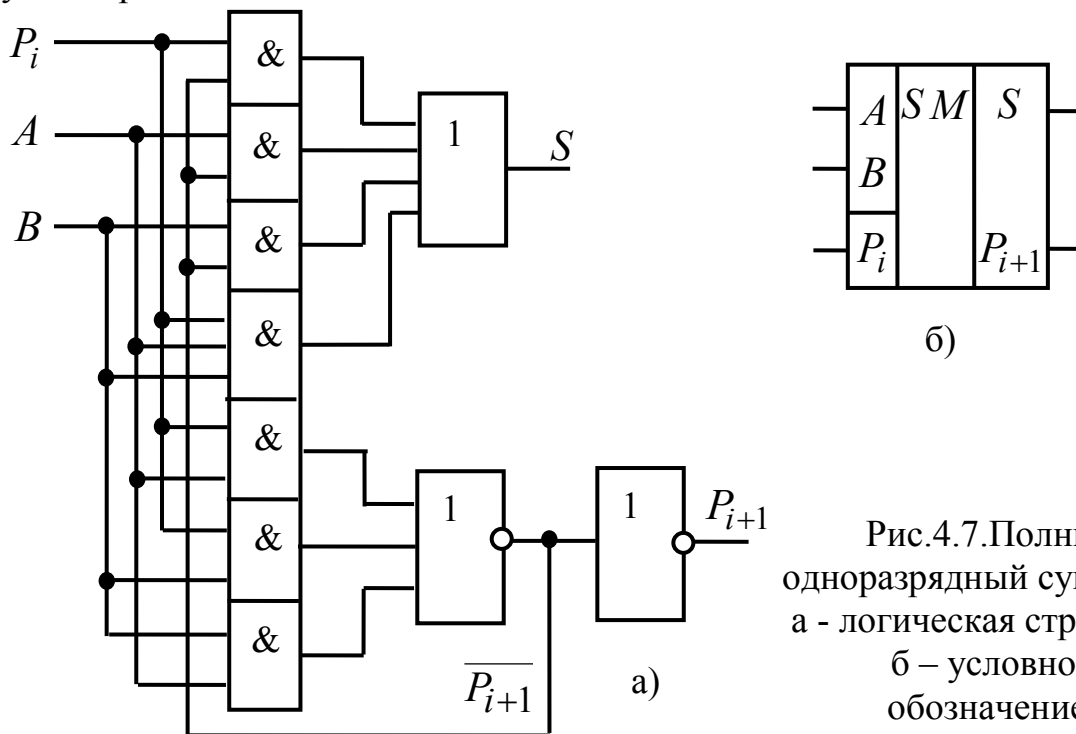


Рис.4.7. Полный одноразрядный сумматор: а - логическая структура, б – условное обозначение.

Полный одноразрядный сумматор имеет два входа слагаемых чисел A и B , а также дополнительный третий вход P сигнала переноса из предыдущего младшего разряда, и два выхода S (сумма) и P_{i+1} (перенос в следующий старший разряд) (см. рис. 4.7,б).

Исходя из таблицы истинности полного сумматора (см. табл. 4.4), можно записать логические функции для сигналов суммы и переноса

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{A_i} \cdot \overline{B_i} \cdot P_i + \overline{A_i} \cdot B_i \cdot \overline{P_i} + A_i \cdot \overline{B_i} \cdot \overline{P_i} + A_i \cdot B_i \cdot P_i \\ P_{i+1} &= \overline{A_i} \cdot B_i \cdot P_i + A_i \cdot \overline{B_i} \cdot P_i + A_i \cdot B_i \cdot \overline{P_i} + A_i \cdot B_i \cdot P_i \end{aligned} \quad (4.3)$$

Таблица 4.4.

№ п/п	Входы			Выходы	
	A_i	B_i	P_i	S_i	P_{i+1}
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0
3	0	1	1	0	1
4	1	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1
6	1	1	0	0	1
7	1	1	1	1	1

Уравнения (4.3) поддаются минимизации, в результате которой получается

$$\begin{aligned} S_i &= A_i \cdot \overline{P_{i+1}} + B_i \cdot \overline{P_{i+1}} + P_i \cdot \overline{P_{i+1}} + A_i \cdot B_i \cdot P_i \\ P_{i+1} &= B_i \cdot P_i + A_i \cdot P_i + A_i \cdot B_i \end{aligned} \quad (4.4)$$

Легко убедиться, что оба уравнения удовлетворяют таблице истинности полного сумматора.

Схема полного одноразрядного сумматора, реализующего уравнения (4.4), приведена на рис. 4.7,а.

В частном случае, когда входной сигнал переноса равен $P_i = 0$, как это имеет место в первом разряде многоразрядного сумматора, систему уравнений (4.3) можно представить в виде

$$\begin{aligned} S_i &= \overline{A_i} \cdot B_i + A_i \cdot \overline{B_i} \\ P_{i+1} &= A_i \cdot B_i \end{aligned} \quad (4.5)$$

Элементарное суммирующее устройство, реализующее уравнения (4.5), называют полусумматором HS , логическая схема которого приведена на рис.4.8,а. При необходимости на основе двух полусумматоров может быть

построен полный одноразрядный сумматор, изображенный на рис. 4.8,с.

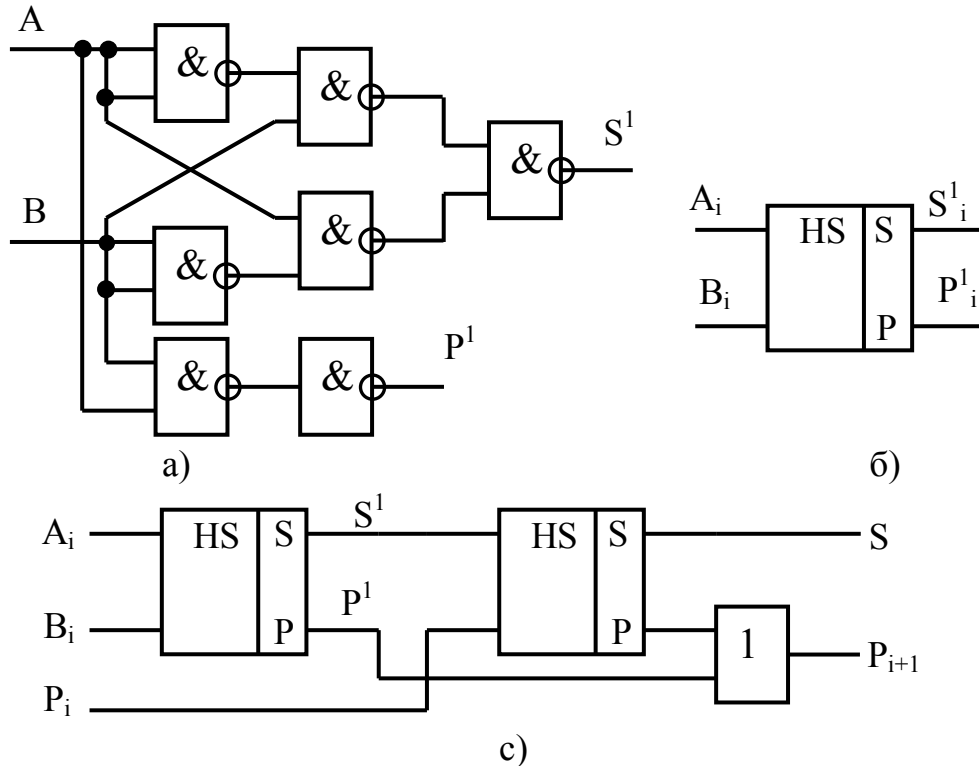


Рис. 4.8. Полусумматор на элементах И-НЕ (а), его условное обозначение (б) и полный одноразрядный сумматор на двух полусумматорах (с).

В многоразрядных комбинационных сумматорах для выполнения операции суммирования применяются два метода: последовательный и параллельный.

При последовательном методе в сумматоре производится поразрядная обработка поступающих данных (разряды чисел поступают последовательно один за другим, начиная с младшего разряда). Сумматор, использующий данный метод, называют последовательным. Его характерной особенностью является наличие лишь одного полного одноразрядного сумматора и элемента задержки, включенного между выходом P_{i+1} и входом P_i (рис. 4.9,а). Если время задержки элемента равно одному такту (например, использован D -триггер), то сигнал переноса от предыдущего разряда поступит на нижний вход сумматора P только в следующем такте, когда на входы a и b поданы значения следующего разряда чисел A и B . В результате на выходе S разряд за разрядом будет формироваться в виде последовательного кода двоичное число, равное сумме чисел A и B .

Достоинством последовательного сумматора является простота схемы, требующая минимального количества оборудования, недостатком – низкое быстродействие, так как для сложения кодов n -разрядных чисел требуется (учитывая возможность переполнения) $n + 1$ такт работы сумматора.

Значительно меньшее время выполнения операции при построении на тех же логических элементах имеет параллельный многоразрядный сумматор

(рис.4.9,б). В этом устройстве операция сложения производится одновременно (за один такт) во всех n разрядах чисел A и B , поступающих в параллельном коде. Для этого параллельный сумматор составляют из n одноразрядных сумматоров, соединяя выход переноса i -го разряда со входом переноса $(i + 1)$ -го разряда.

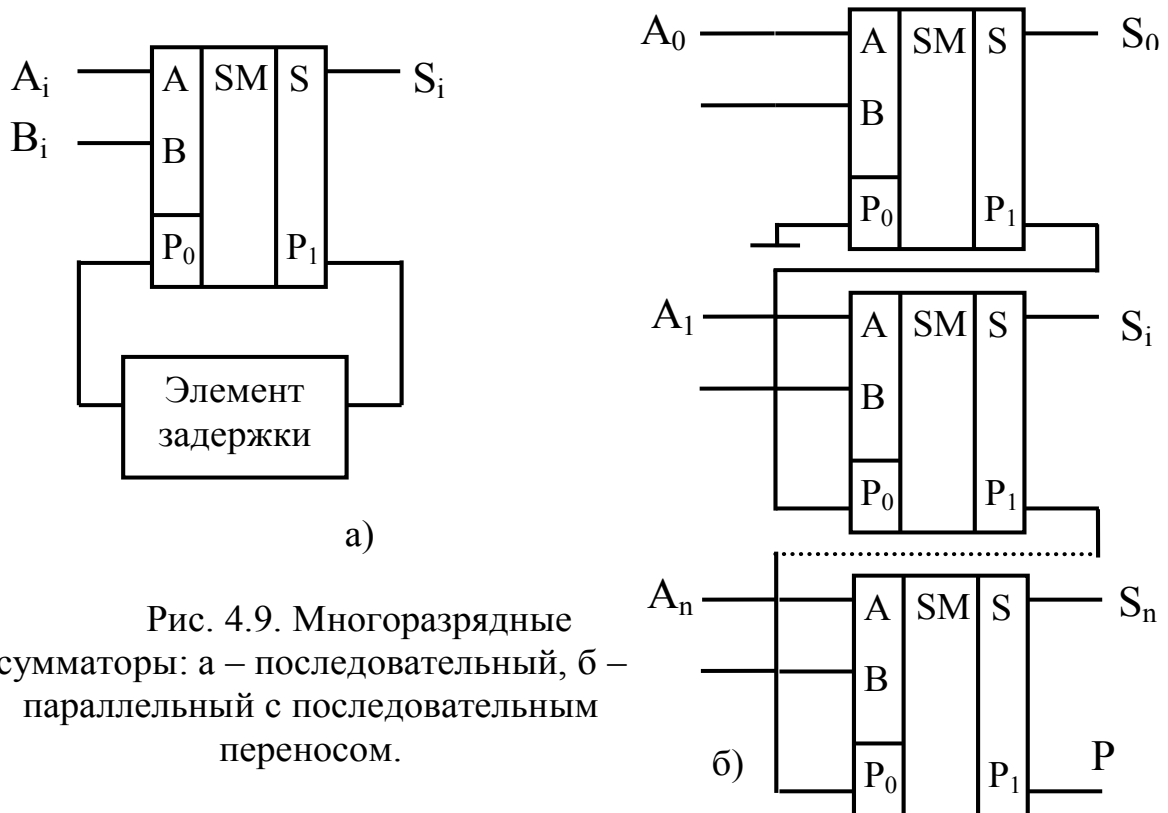


Рис. 4.9. Многоразрядные сумматоры: а – последовательный, б – параллельный с последовательным переносом.

Длительность формирования результата определяется временем установления выходных сигналов (как суммы, так и переноса) в каждом из одноразрядных сумматоров. В параллельном сумматоре с последовательным поразрядным переносом (см. рис. 4.9,б) время распространения переноса равно $T_{пер} = t_{зад} \cdot n$ ($t_{зад}$ - задержка формирования переноса в одном разряде) и при большой разрядности чисел может оказаться большим.

Свести к минимуму длительность формирования переноса позволяет сумматор с параллельным переносом, но достигается это за счет усложнения его схемы и здесь не рассматривается.

4.1.4. Цифровые компараторы.

Цифровые компараторы выполняют сравнение двух чисел, заданных в двоичном (двоично-десятичном) коде. В зависимости от схемного исполнения компараторы могут определять равенство $A=B$ (A и B - независимые числа с равным количеством разрядов), либо вид неравенства: $A < B$ или $A > B$. Результат сравнения отображается на выходе соответствующим логическим уровнем.

Цифровые компараторы формируют на выходе сигнал $F=1$ при равенстве подаваемых на входы двух двоичных многоразрядных чисел A (поразрядно записываем $A_1, A_2, A_3, A_4 \dots$) и B ($B_1, B_2, B_3, B_4 \dots$).

Другими словами, $F = 1$, если $A_1 = B_1, A_2 = B_2, A_3 = B_3$, и т.д. Это условие можно реализовать, применив многоразрядный сумматор (рис. 4.10). Действительно, если $A_1 = B_1$, то сумма A_1 и $\overline{B_1}$ $S_1 = 1$ и сигнал переноса $P_1 = 0$ при $P_0 = 0$ (смотри таблицу истинности сумматора табл. 4.4). Аналогично во втором разряде при $A_2 = B_2$ сумма A_2 и $\overline{B_2}$ $S_2 = 1$, $P_2 = 0$. Точно так же и в остальных разрядах $S_i = 1, P_i = 0$. Таким образом, при поразрядном равенстве кодов чисел А и В на выходе сумматора $S_1 = S_2 = S_3 = S_4 = 1$. В результате на выходе элемента И формируется выходной сигнал $F = 1$.

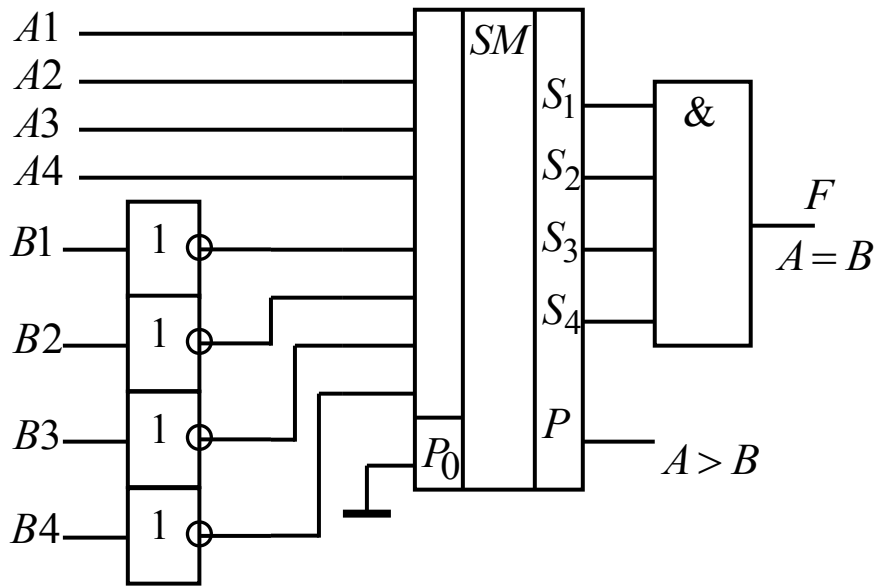


Рис. 4.10. Цифровой компаратор на базе схемы сумматора.

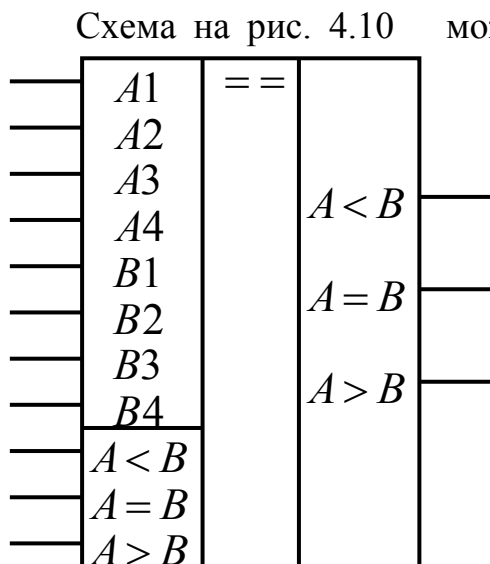


Рис. 4.11. Четырехразрядный компаратор.

Легко убедиться, что при коде числа А большем кода числа В сигнал переноса на выходе сумматора $P = 1$. Если же $A < B$, то устройство регистрирует эту ситуацию, формируя сигналы $F = 0$ и $P = 0$.

Цифровые компараторы выпускают, как правило, в виде специализированных микросхем. Четырехразрядный компаратор изображен на рис. 4.11. Данная микросхема имеет дополнительные входы $A < B, A = B$ и $A > B$, что позволяет наращивать разрядность сравниваемых чисел.

Цифровые компараторы широко применяются для выявления нужного

числа (слова) в потоке цифровой информации, для отметки времени в часовых приборах, для выполнения условных переходов в вычислительных устройствах.

4.2. Последовательностные цифровые устройства.

4.2.1. Триггеры.

Триггер – простейшее последовательностное устройство, которое может находиться в одном из двух возможных устойчивых состояний и переходить скачкообразно из одного состояния в другое под воздействием входных сигналов. В схемном отношении элементарный триггер представляет собой чаще всего двухкаскадный усилитель, охваченный положительной обратной связью. Наличие у логических элементов И-НЕ и ИЛИ-НЕ инверторов позволяет использовать их для создания триггеров. Их логические входы используются в цепях управления триггеров. Входы триггеров разделяют на информационные и вспомогательные. Информационные входы используются для управления состоянием триггера, а вспомогательные для установки триггера в некоторое исходное состояние и синхронизации его работы. Чаще всего при использовании логических элементов триггеры имеют симметричную структуру и имеют два выхода: прямой Q и инверсный \bar{Q} . Состояние триггера определяется значением прямого выхода Q . Говорят, что триггер находится в единичном состоянии, если $Q = 1$, и в нулевом, если $Q = 0$.

Разработано большое число типов триггеров, которые по функциональному признаку можно разделить на четыре основных типа:

1. триггеры с установочными входами – RS-триггеры;
2. триггеры со счетным входом – T-триггеры;
3. триггеры задержки – D-триггеры;
4. универсальные триггеры с несколькими входами (например, JK-триггеры).

Триггеры могут быть асинхронными и синхронными (тактируемыми). В асинхронных триггерах изменения состояния происходят непосредственно с приходом информационных сигналов, а в синхронных – лишь при подаче синхронизирующего (тактового) сигнала в соответствии со значениями информационных сигналов.

Синхроимпульсы вводят для устранения ошибок, которые могут возникнуть за счет «состязаний» в логических цепях, переходных процессов, а также для синхронизации работы отдельных узлов и блоков сложных электронных устройств, задания определенных алгоритмов их работы.

Триггеры могут иметь статические и динамические входы. Входы, управляемые потенциалами (уровнями напряжения) называют статическими, а управляемые перепадами потенциалов (фронтами импульсов напряжения) – динамическими.

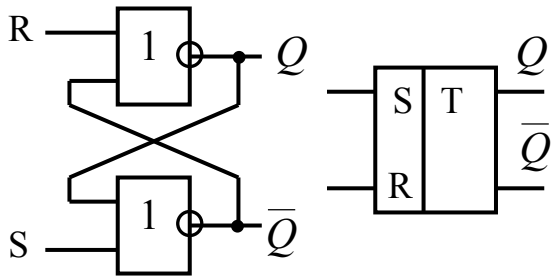


Рис. 4.12. Асинхронный RS – триггер на элементах ИЛИ-НЕ.

единичное состояние по выходу Q , а вход R - отдельным входом установки в нулевое состояние по выходу Q .

Рассмотрим таблицу истинности RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ (табл. 4.5). Когда на обоих информационных входах существуют логические нули ($S^n = R^n = 0$), сигнал на выходе Q может иметь одно из двух значений: либо $Q^{n+1} = 0$, либо $Q^{n+1} = 1$. В этом легко убедиться, учитывая, что каждый элемент ИЛИ-НЕ инвертирует входной сигнал и переключаящим для него является сигнал 1.

Допустим, что $Q^n = 0$, тогда на входах нижнего элемента действуют два нулевых сигнала и создают на выходе \overline{Q}^n сигнал 1. В свою очередь

на входах верхнего элемента действуют сигнал $R=0$ и сигнал с выхода \overline{Q} , равный 1. Такая комбинация входных сигналов обеспечивает на выходе $Q^{n+1} = 0$. Состояние это устойчивое. Можно также показать, что второе возможное состояние по выходу $Q^{n+1} = 1$ – устойчивое.

Комбинацию входных сигналов $S^n = R^n = 0$ называют нейтральной, или режимом хранения информации, или памятью. При ней триггер хранит состояние, в котором он был в предыдущем такте. На этой способности триггера и основано его использование в качестве элемента памяти.

Если на один из входов подать единичный сигнал, сохраняя нулевой на другом, триггер перейдет в состояние, которое однозначно определяется входной информацией. Действительно, если, например, $S^n = 1$, а $R^n = 0$, то на выходе нижнего логического элемента установится сигнал $\overline{Q}^{n+1} = 0$, в каком бы он состоянии до этого не был. Тогда на входах верхнего элемента действуют два нуля ($R^n = 0$ и $\overline{Q}^{n+1} = 0$) и на его выходе Q^{n+1} установится

Асинхронный RS-триггер на элементах ИЛИ-НЕ приведен на рис. 4.12. Этот триггер (бистабильная ячейка) обладает двумя устойчивыми состояниями благодаря наличию перекрестных обратных связей. Свободные входы служат для управления и называются информационными. Вход S называют отдельным входом установки в

Таблица 4.5.

Такт t^n			Такт t^{n+1}	
S^n	R^n	Q^n	Q^{n+1}	\overline{Q}^{n+1}
0	0	0	0	1
0	0	1	1	0
1	0	0	1	0
1	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	1	0	x	x
1	1	1	x	x

сигнал 1, в каком бы состоянии он ни был в предыдущем такте (третья и четвертая строки таблицы истинности).

При $R^n = 1$ и $S^n = 0$, триггер однозначно переходит в состояние $Q^{n+1} = 0$.

Таким образом, при появлении управляющего сигнала на одном из входов, происходит либо опрокидывание триггера (переход в новое устойчивое состояние), либо подтверждение существующего состояния, если оно совпадает с требуемым.

Если одновременно подать единичные управляющие сигналы на оба входа (комбинация $S^n = R^n = 1$), на обоих выходах появятся логические нули

($Q^{n+1} = \overline{Q^{n+1}} = 0$) и устройство утратит свойства триггера. Если затем на одном из входов, например R^n ,

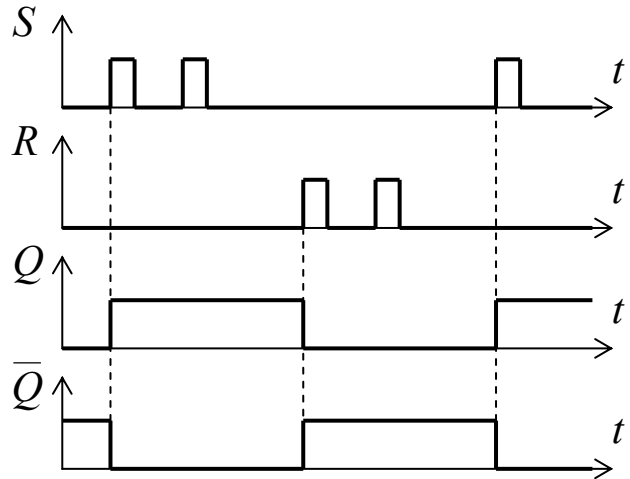


Рис. 4.13. Временные диаграммы RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ.

установится ноль, качество триггера восстановится, то есть на выходе Q^{n+1} установится 1. Если же входная комбинация сигналов $S^n = R^n = 1$ сменится нейтральной $S^n = R^n = 0$, то состояние выходов восстановится, но с равной вероятностью оно может стать как единичным, так и нулевым.

Таблица 4.6.

Такт t^n		Такт t^{n+1}
S^n	R^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n
1	0	1
0	1	0
1	1	X

Поэтому комбинацию сигналов $S^n = R^n = 1$ называют запрещенной и при использовании триггера нужно принимать меры для ее исключения. Действительно, нельзя одновременно подавать команды установить единицу (S) и установить ноль (R). Таблицу истинности можно минимизировать и представить в виде, показанном в таблице 4.6. Временные диаграммы, иллюстрирующие действие этого триггера показаны на рис.

4.13.

Логическая формула для RS-триггера на элементах ИЛИ-НЕ имеет вид

$$Q^{n+1} = S^n + \overline{R^n} \cdot Q^n.$$

Для того, чтобы не повторяться в дальнейшем, проверим ее:

$$\text{если } S^n = 0, R^n = 0, \text{ то } Q^{n+1} = 0 + 1 \cdot Q^n = Q^n;$$

если $S^n = 1, R^n = 0$, то $Q^{n+1} = 1 + 1 \cdot Q^n = 1$;

если $S^n = 0, R^n = 1$, то $Q^{n+1} = 0 + 0 \cdot Q^n = 0$.

Логическая структура и способ изображения RS-триггера на элементах И-НЕ приведена на рис. 4.14. Схемно он не отличается от триггера на элементах ИЛИ-НЕ. Но закон функционирования имеет иной, поскольку элементы И-НЕ переключаются сигналами

Таблица 4.7.

Такт t^n		Такт t^{n+1}
S^n	R^n	Q^{n+1}
0	0	X
1	0	1
0	1	0
1	1	Q^n

логического нуля ($S^n = 0$ или $R^n = 0$). Этот вариант триггера называют RS-триггером с инверсными входами (что отражено на графическом обозначении знаком инверсии на входах). Его работа определяется таблицей истинности (табл. 4.7). Временные диаграммы, иллюстрирующие действие RS-триггера с инверсными входами, приведены на рис. 4.15.

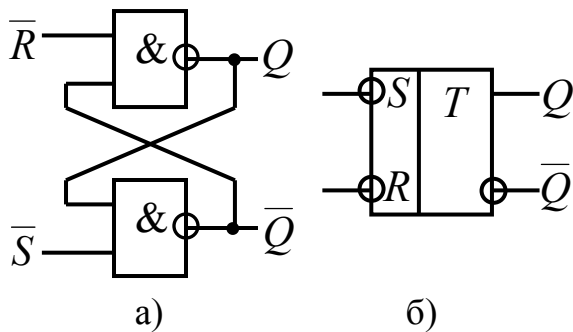


Рис. 4.14. RS-триггер на логических элементах И-НЕ:

а – логическая структура,
б – условное обозначение.

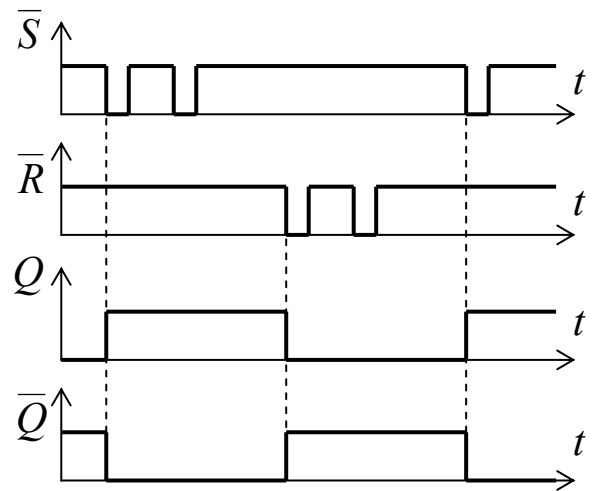


Рис. 4.15. Временные диаграммы RS-триггера на элементах И-НЕ.

Синхронные RS-триггеры получают из асинхронных путем

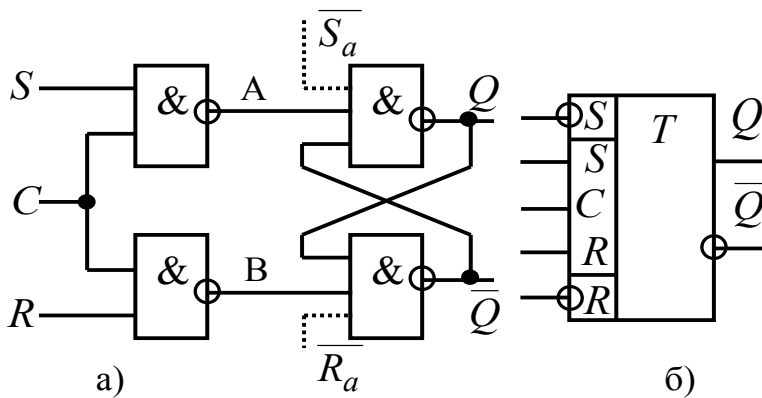


Рис. 4.16. RSC-триггер на элементах И-НЕ: а – логическая структура; б – условное обозначение.

подключения к их входам дополнительной логической схемы управления. На рис. 4.16 показана логическая структура синхронного RS-триггера со статическим управлением на элементах И-НЕ, а на рис. 4.17 – его временные диаграммы.

Информация со

входов S и R передается на входы непосредственно RS-триггера A и B только при наличии на синхронизирующем входе C сигнала 1.

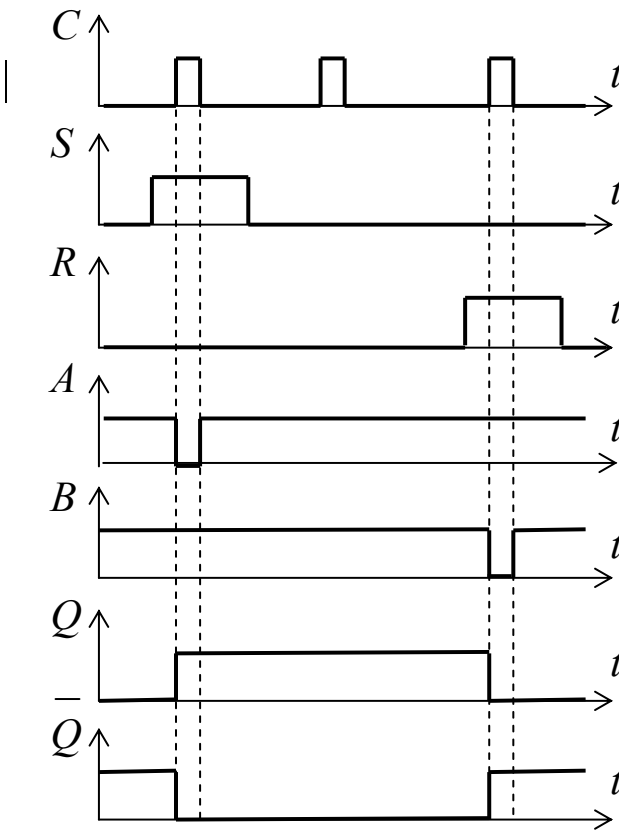


Рис. 4.17. Временные диаграммы RSC-триггера на элементах И-НЕ.

при наличии на синхронизирующем входе C сигнала 1.

Когда $C=0$ $A=B=1$, что является нейтральной комбинацией для собственно триггера, который хранит записанную ранее информацию, а состояния входов S и R безразличны (первая строка таб. 4.8).

При $C=1$ информация со входов S и R в инвертированном виде поступает на входы A и B и триггер функционирует аналогично RS-триггеру с инверсными входами на элементах И-НЕ, описанному ранее.

Входная комбинация $S=R=C=1$ недопустима, так как на промежуточных входах возникает сочетание $A=B=0$, которое создает неопределенное состояние на выходах $Q^{n+1} = \overline{Q^{n+1}} = 1$. На рис. 4.16, а штриховыми линиями показаны

также входы S_a и R_a для асинхронной установки триггера в единичное и нулевое состояние, минуя информационные входы S , R и тактирующий вход C .

При синхронной работе на асинхронных входах следует поддерживать нейтральную комбинацию $S_a = R_a = 1$.

Минимальная длительность синхронизирующих импульсов должна быть $\tau_u \geq t_{пер} = 2t_{зад.р.ср}$, где $t_{пер}$ - время переключения асинхронного триггера.

Синхронные триггеры со статическим управлением во время тактового импульса действуют как асинхронные. Поэтому смена сигналов на информационных входах должна происходить только во время паузы между тактовыми импульсами, иначе возникнут нарушения в работе триггера.

Синхронный RS-триггер может быть выполнен на элементах ИЛИ-НЕ (рис. 4.18) и по структуре аналогичен ранее рассмотренному. Отличие состоит в способе управления: опрокидывание триггера осуществляется

Таблица 4.8.

C	S^n	R^n	Q^{n+1}
0	X	X	Q^n
1	0	0	Q^n
1	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	X

сигналами $S^n = 0$ и $R^n = 0$ при $C^n = 0$, то есть нулевыми логическими уровнями.

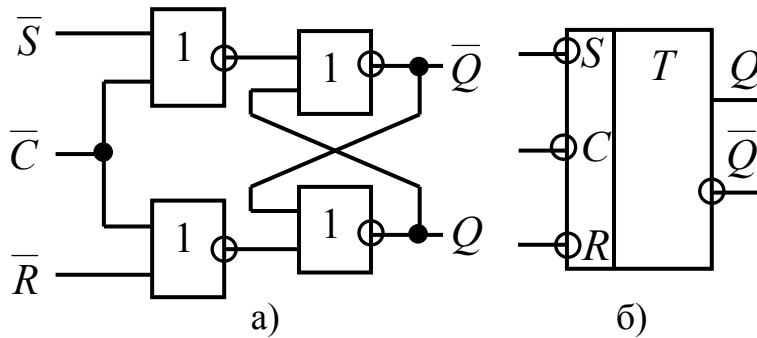


Рис. 4.18 . RSC-триггер на элементах ИЛИ-НЕ: а – логическая структура, б – условное обозначение.

Рассмотренные выше триггеры имеют одну ячейку памяти. На рис.4.19 приведена схема и условное обозначение двухступенчатого синхронного RS-триггера, MS-структуры (от английского «master», «slave», что

переводят обычно как «ведущий» и «ведомый») на элементах И-НЕ. Он состоит из двух одинаковых RSC-триггеров со статическим управлением. Тактовый вход ведущего триггера связан с тактовым входом ведомого через инвертор (см. рис. 4.19,а).

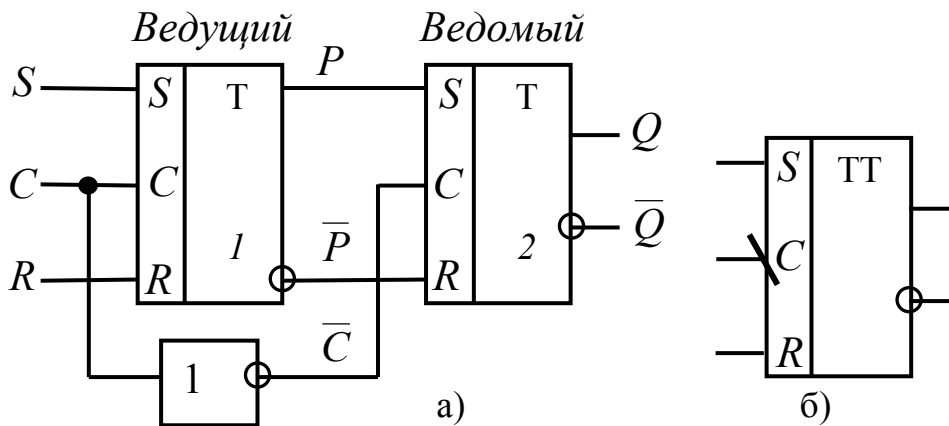


Рис. 4.19. Двухступенчатый синхронный RS-триггер MS - типа: а – логическая структура; б – условное обозначение.

При входном сигнале $C = 0$ на входе C ведомого триггера действует сигнал $\bar{C} = 1$ и информация с выходов ведущего триггера переписывается в ведомый, то есть $P=Q$. В момент t_1 (см. рис. 4.20) при поступлении на вход C ведущего триггера 1 он переходит в состояние, определяемое входными сигналами S и R . Ведомый RS-триггер при этом сохраняет предыдущее состояние, так как на его тактирующем входе устанавливается сигнал 0.

По окончании входного тактирующего импульса в момент t_2 , когда на входе C ведущего триггера устанавливается ноль ведущий триггер переходит в режим хранения, а в ведомый триггер переписывается информация с выходов P и \bar{P} ведущего триггера.

Таким образом, двухтактный RS-триггер MS-типа обладает внутренней задержкой на время длительности тактового импульса на входе C и его можно рассматривать как триггер с динамическим тактирующим входом C , у

которого выходной сигнал Q изменяется при переходе тактового импульса из 1 в 0 (при отрицательном перепаде напряжения), что отражено в его обозначении на рис. 4.19 наклонной чертой у входа C .

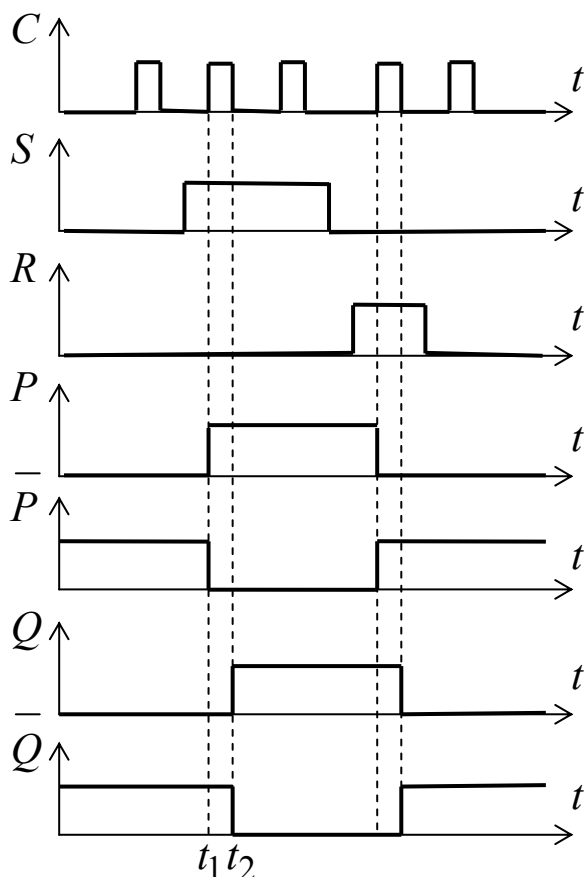


Рис. 4.20. Временные диаграммы двухступенчатого RS-триггера MS-структуры.

В течение тактового импульса на выходе такого триггера сохраняется предшествующее состояние Q^n и эта информация на выходе в виде сигнала обратной связи может быть использована при определении направления его переключения, поэтому такие триггеры обладают большими логическими возможностями, чем асинхронные.

На основе синхронного RS-триггера MS-типа с динамическим входом выпускаются в интегральном исполнении ряд триггеров – T-триггеры, D-триггеры, JK-триггеры.

Довольно часто, особенно при построении регистров, используют D-триггеры, имеющие один информационный вход D. Функциональная особенность триггеров этого типа состоит в том, что сигнал на выходе Q в такте $n + 1$ повторяет входной

сигнал D^n в предыдущем такте n и сохраняет (запоминает) это состояние до следующего тактового импульса. Другими словами, D-триггер задерживает на один такт информацию, существующую на входе D. Поэтому

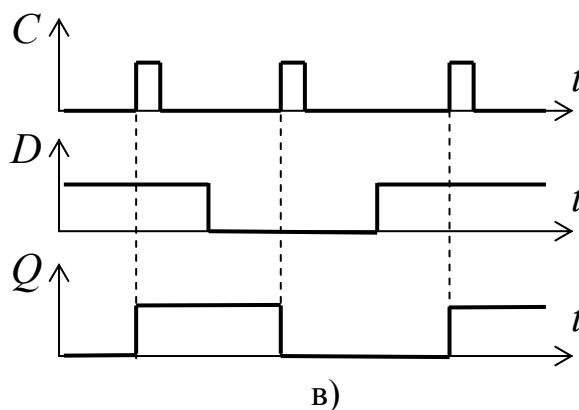
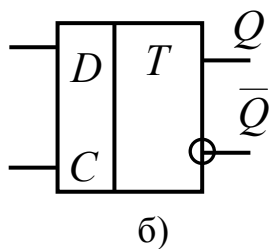
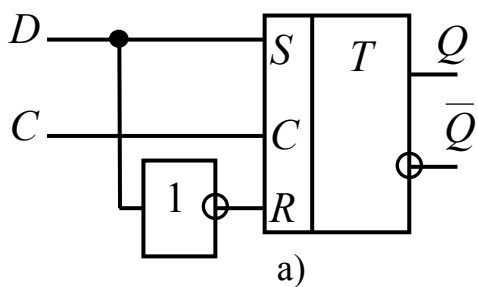


Рис. 4.21. Однотактный D-триггер: а – логическая структура; б – условное обозначение; в – временные диаграммы.

сигнал D^n в предыдущем такте n и сохраняет (запоминает) это состояние до следующего тактового импульса. Другими словами, D-триггер задерживает на один такт информацию, существующую на входе D. Поэтому

D-триггеры часто так и называют – триггерами задержки (от английского слова delay - задержка).

Функциональную схему D-триггера (рис. 4.21) можно построить, используя одноступенчатый RSC-триггер с дополнительным инвертором между входом S (выступающим в качестве информационного входа D) и выходом R. Условное обозначение и временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы D-триггера, приведены на рис. 4.21, б, в.

Широкое применение в счетчиках и делителях частоты импульсов нашли триггеры со счетным запуском (Т-триггеры). Характерным свойством Т-триггера является его переключение в противоположное состояние с приходом каждого очередного входного импульса, подаваемого на счетный вход T. Чаще всего Т-триггеры (рис. 4.22,а) выполняют на базе двухтактных RSC-триггеров MS-типа, введя перекрестную обратную связь с выходов Q и \bar{Q} на входы R и S соответственно. Тактирующий вход C выполняет функции информационного входа T.

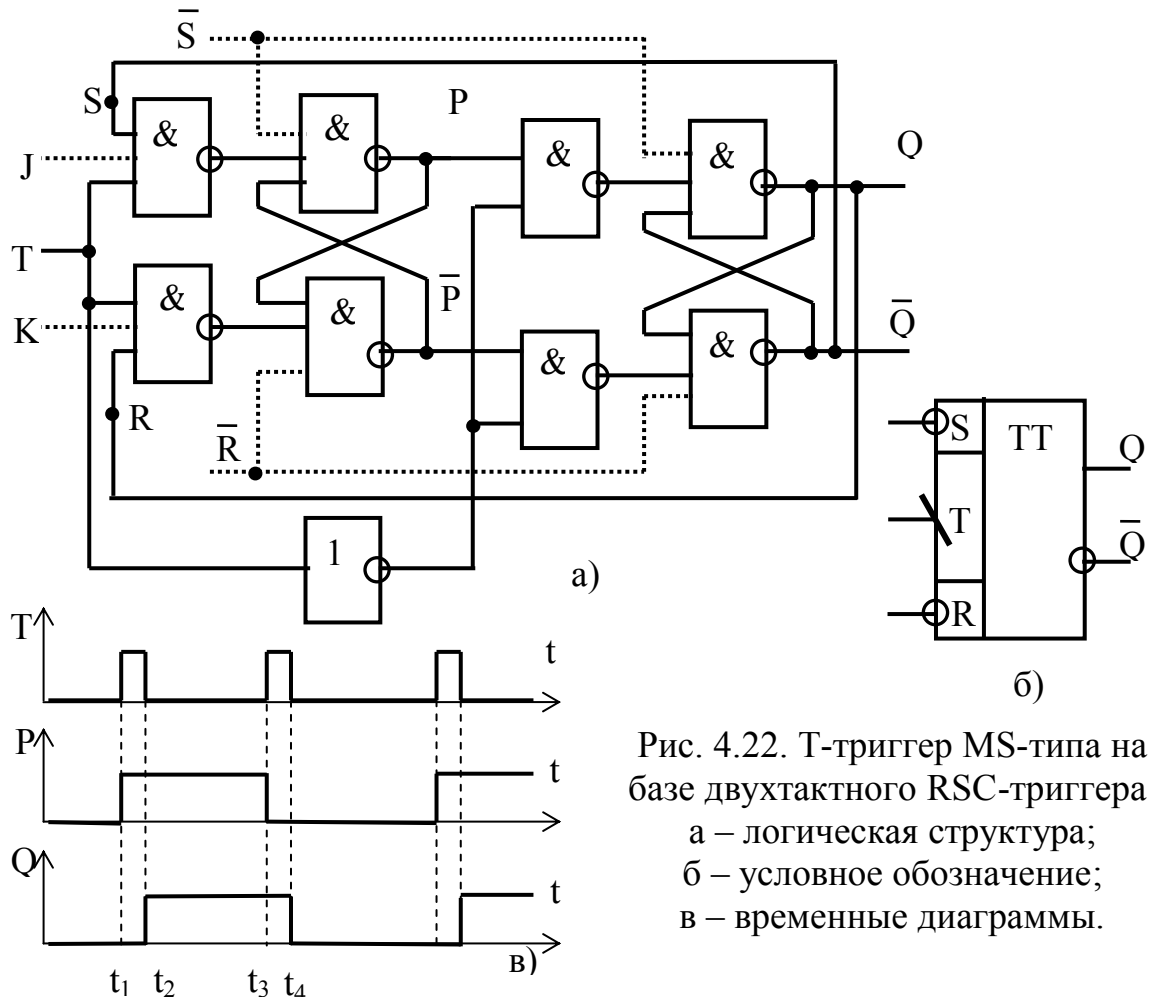


Рис. 4.22. Т-триггер MS-типа на базе двухтактного RSC-триггера:
 а – логическая структура;
 б – условное обозначение;
 в – временные диаграммы.

Из временных диаграмм (рис.4.22,в) видно, что с приходом очередного импульса на вход T на выходе ведущего триггера P в момент t_1 устанавливается сигнал 1, так как по цепи перекрестной обратной связи на входы S и R этого триггера поданы с выходов \bar{Q} и Q 1 и 0 соответственно. По заднему фронту импульса в ведомый триггер переписывается

информация с выходов P и \bar{P} , то есть $Q=1$ и $\bar{Q}=0$. Очередной импульс вызывает очередное опрокидывание триггера. Очевидно, что частота выходных импульсов оказывается в два раза ниже входных.

T-триггер - единственный вид триггера, текущее состояние которого определяется не информацией на входах, а состоянием его в предыдущем такте. Уравнение T-триггера имеет вид

$$Q^{n+1} = Q^n \cdot \bar{T}^n + \bar{Q}^n \cdot T^n.$$

Поскольку T-триггер управляется по одному входу, то он не имеет запрещенных состояний.

Для начальной установки триггера в 0 или 1 без использования синхроимпульсов в схему могут быть введены дополнительные асинхронные входы \bar{R} и \bar{S} , показанные на рис.4.22,а пунктиром.

JK-триггер получают на основе T-триггера (рис.4.22,а) путем использования в его входных цепях трехвходовых элементов И-НЕ,

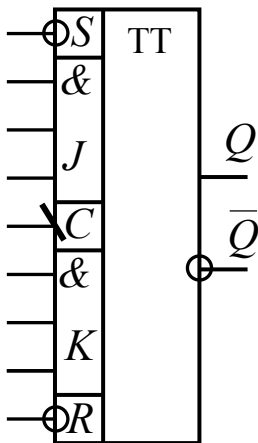


Рис. 4.23.
Условное
обозначение
универсального
JK-триггера.

позволяющих иметь два дополнительных входа J и K (пунктирные линии на рис.4.22,а). Наличие двух дополнительных входов расширяет функциональные возможности триггера, в связи с чем JK-триггер называют универсальным. Входы J и K эквивалентны по действию входам S и R RSC-триггера. Количество входов J и K при необходимости может быть увеличено до 2 – 3, что расширяет логические возможности триггера. Обозначение JK-триггера представлено на рис.4.23.

Особенностью универсального JK-триггера является способность работать в любом из известных режимов. Варианты использования JK-триггера в качестве RS-, RSC-, T-, D-триггеров приведены на рис.4.24.

Асинхронный режим управления по входам S , R (см. рис.4.24,а) заключается в том, что независимо от состояний входов J , K , C на выходе триггера может быть установлен сигнал 0 ($\bar{S}=1$, $\bar{R}=0$), либо сигнал 1 ($\bar{S}=0$, $\bar{R}=1$). Пассивное состояние обеспечивается при $\bar{S}=\bar{R}=1$, а запрещенная комбинация – при $\bar{S}=\bar{R}=0$.

Синхронизируемый RS-триггер можно получить, используя входы J и K как S и R соответственно. При $S=1$ и $R=0$ по срезу тактового импульса C на выходе Q будет установлена 1, при $S=0$ и $R=1$ на выходе установится 0, при $S=R=0$ – режим хранения предыдущей информации. В отличие от одноступенчатого триггера управляющая комбинация $S=R=1$ не является запрещенной: она переводит универсальный JK-триггер в счетный режим. На

основании этого Т-триггер можно получить, объединив входы J, K и C (см. рис. 4.24, в).

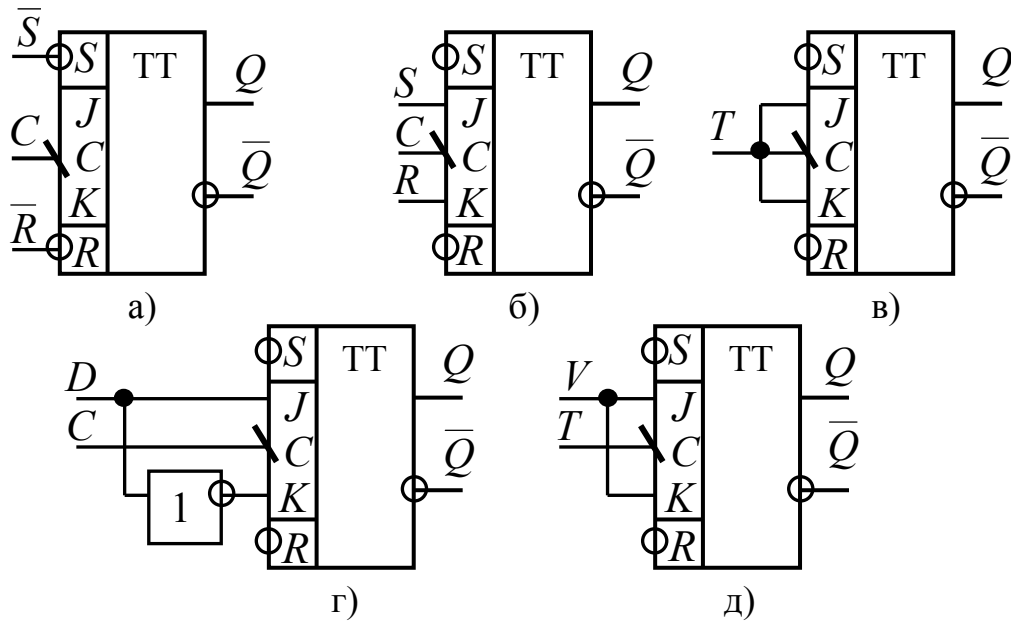


Рис. 4.24. Схемы вариантов включения универсального JK-триггера:
 а – RS-триггер, б – RSC-триггер, в – Т – триггер,
 г – D-триггер, д – VT-триггер.

JK-триггер можно перевести в режим работы D-триггера. Для этого необходимо управляющий сигнал D подать на вход J, а его инверсное значение - на вход K, как показано на рис. 4.24, г.

JK-триггер можно перевести в любой из известных режимов с дополнительным управлением по входу V (V – разрешающий, управляющий вход). Для этого объединяются входы J и K и на них подается управляющее напряжение V. Например, на рис. 4.24, д приведен VT-триггер со входом V, позволяющим управлять режимом счета (разрешать). Входы V и T являются равноценными, их можно менять местами.

4.2.2. Регистры.

Регистр – это последовательное логическое устройство, используемое для хранения многоразрядных двоичных чисел и выполнения преобразований над ними. В качестве регистров в зависимости от назначения используются наборы или цепочки триггеров (чаще синхронные D-триггеры либо RS (JK)-триггеры с динамическим или статическим управлением) – по количеству разрядов числа. В схемы регистров входят также комбинационные элементы, роль которых в данном случае вспомогательная.

Занесение информации в регистр называют операцией ввода или записи. Выдача информации к внешним устройствам характеризует операцию вывода или считывания.

Все регистры в зависимости от функциональных свойств делят на две категории: накопительные (регистры памяти, хранения) и сдвигающие.

В свою очередь сдвигающие регистры делятся:

- по способу ввода и вывода информации на последовательные, параллельные и комбинированные (параллельно-последовательные и последовательно-параллельные);
- по направлению передачи (сдвига) информации на однонаправленные и реверсивные.

В качестве примера рассмотрим работу параллельного регистра памяти на RS-триггерах, приведенную на рис. 4.25.

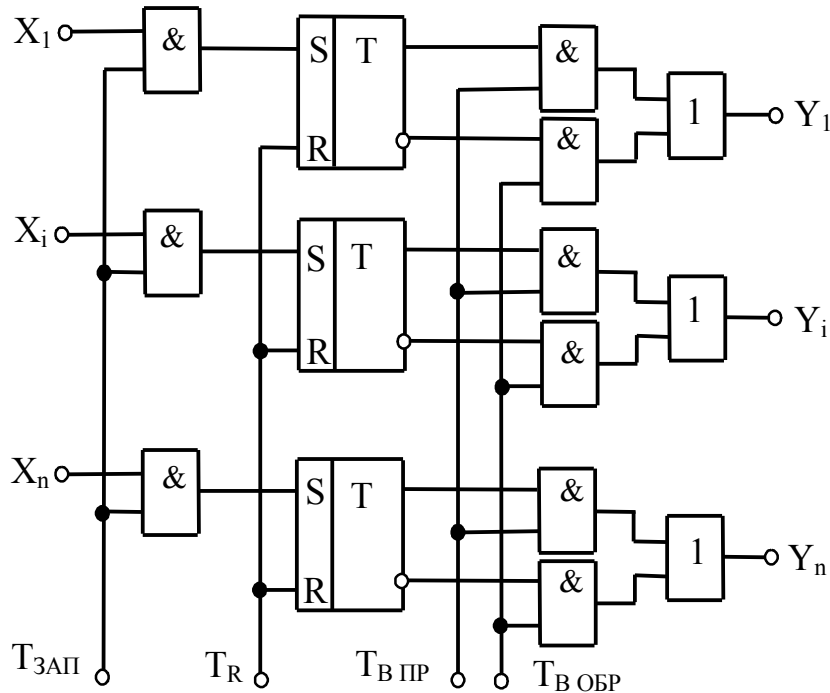


Рис. 4.25. Параллельный регистр памяти на RS – триггерах.

В исходное (нулевое) состояние все n триггеров регистра переводятся подачей единичного сигнала на вход T_R (установка нуля). Для запоминания числа X_i значения всех его n разрядов подаются параллельным кодом на входы X_i соответствующих входных схем И. Информация на входы S всех n триггеров поступит в момент подачи управляющего сигнала $T_{ЗАП}$ (запись), подаваемого на нижние входы схем И. Вывод числа производится через ту из двух систем выходных схем И, на которую поступает единичный сигнал $T_{В ПР}$ (вывод в прямом коде) или $T_{В ОБР}$ (вывод в инверсном коде). При этом на выходные шины Y_i поступят сигналы либо с прямых, либо с инверсных выходов триггеров. Таким образом, наряду с хранением числа данный регистр может преобразовывать прямой код числа X в обратный код.

Параллельный регистр памяти можно выполнить на D-триггерах (рис. 4.26). В параллельном регистре на тактируемых D-триггерах код запоминаемого числа подается на информационные входы всех триггеров и записывается в регистр с приходом тактового импульса C .

Предварительный сброс триггеров в данном случае не требуется. Выходная информация обновляется с подачей следующего слова и приходом следующего импульса записи на вход C .

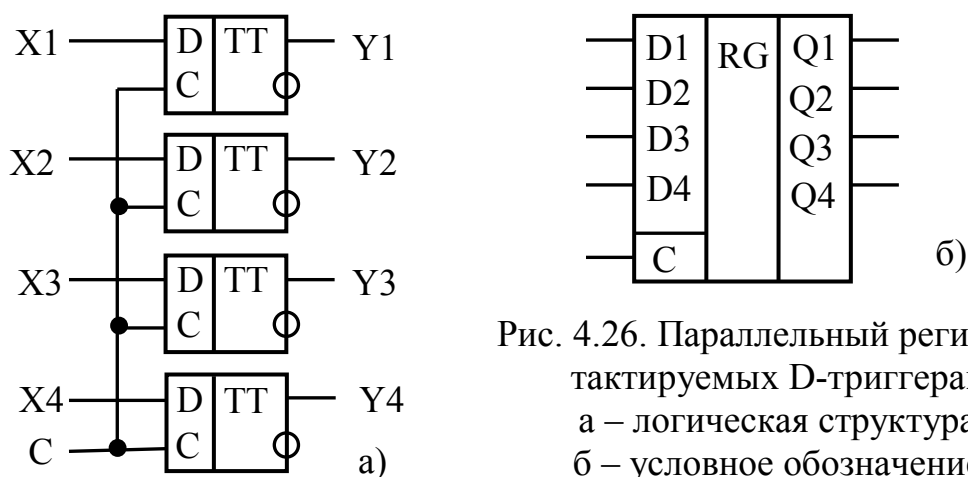
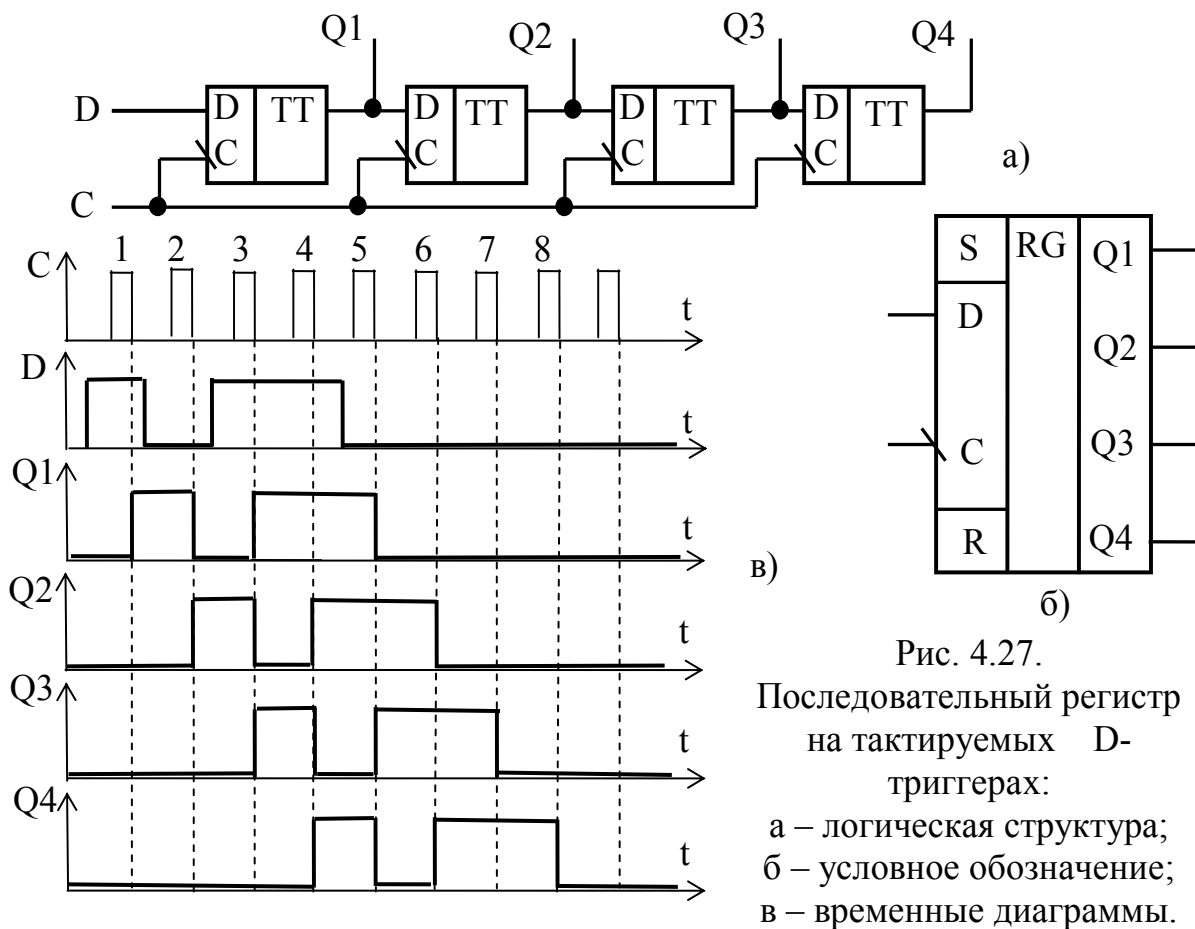


Рис. 4.26. Параллельный регистр на тактируемых D-триггерах:
а – логическая структура,
б – условное обозначение.



в)

б)

Рис. 4.27.

Последовательный регистр на тактируемых D-триггерах:
а – логическая структура;
б – условное обозначение;
в – временные диаграммы.

Схема последовательно-параллельного регистра на D-триггерах MS-типа и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, приведены на рис. 4.27. В отличие от параллельного регистра для ввода многоразрядной информации в последовательный регистр используется только один вход D. Поступление разрядов двоичного числа в регистр происходит синхронно с подачей тактовых импульсов на вход C.

С приходом первого тактового импульса в ведущий триггер первого разряда запишется сигнал с входа D, а в ведущие триггеры последующих разрядов запишутся сигналы, которые были установлены на выходах ведомых триггеров предыдущих разрядов. По заднему фронту тактового

импульса C происходит перепись информации из ведущих триггеров в ведомые внутри каждого разряда. При последовательном вводе числа в регистр для записи n -разрядного двоичного кода необходимо n тактов сдвига. На временных диаграммах (рис. 4.27,в) видно, что четырехразрядное число 1011 было записано в соответствующие разряды регистра ($1 - Q_4$, $0 - Q_3$, $1 - Q_2$ и $1 - Q_1$) после прихода четвертого тактового импульса. До прихода следующего тактового импульса это число хранится в регистре в виде параллельного кода на выходах $Q_4 - Q_1$ и может быть многократно считано без потери информации.

Если необходимо получить хранимую информацию в последовательном коде, то ее снимают с выхода Q_4 в момент прихода следующих четырех тактовых импульсов (5 - 8).

Таким образом, рассмотренный выше регистр обеспечивает последовательный ввод, хранение и последовательный вывод информации; может применяться для преобразования последовательного кода числа в параллельный.

Во многих случаях при построении арифметических устройств возникает необходимость сдвига информации как вправо, так и влево. Последовательные регистры, обладающие способностью сдвига информации в обоих направлениях, называются реверсивными. На рис. 4.28 представлены два разряда реверсивного сдвигающего регистра, построенного на основе последовательного регистра на D-триггерах (рис. 4.27).

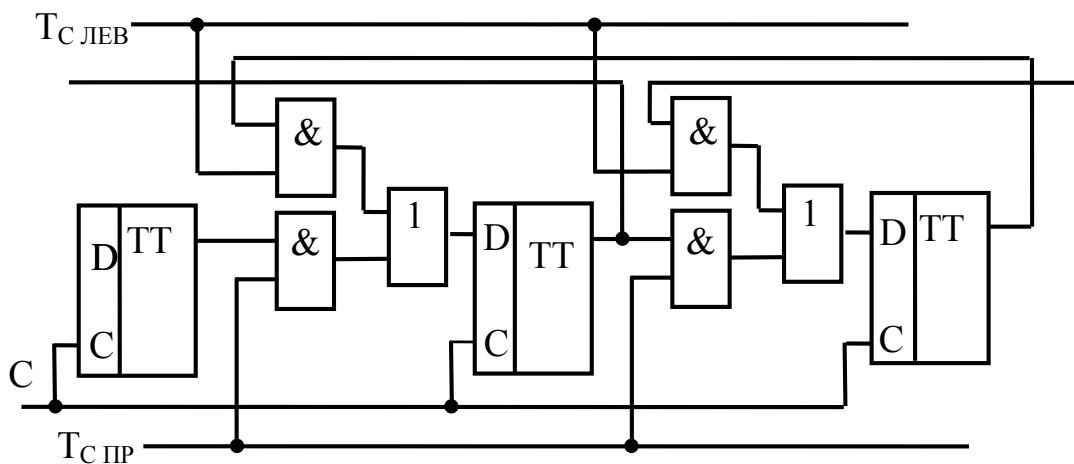


Рис. 4.28. Реверсивный сдвигающий регистр

Для обеспечения реверса сдвига между триггерами регистра включены логические устройства управления направлением сдвига. Эти устройства в зависимости от единичного сигнала, поступившего либо по управляющей шине $T_{C\text{ПР}}$, либо по управляющей шине $T_{C\text{ЛЕВ}}$, подключают входы каждого триггера регистра к выходам предыдущих или к выходам последующих триггеров.

4.2.3. Счетчики.

Счетчиком называют устройство, сигналы, на выходе которого в определенном коде отображают число импульсов, поступивших на счетный

вход. Счетчик, образованный цепочкой из m триггеров, сможет подсчитать в двоичном коде 2^m импульсов. Каждый из триггеров такой цепочки называют разрядом счетчика. Число m определяет количество разрядов двоичного числа, которое может быть записано в счетчик. Число $K_{СЧ} = 2^m$ называют коэффициентом (модулем) счета.

Информация снимается с прямых и (или) инверсных выходов всех триггеров. В паузах между входными импульсами триггеры сохраняют свои состояния, то есть счетчик запоминает число поступивших на вход импульсов.

Когда число входных импульсов $N_{ВХ} > K_{СЧ}$ происходит переполнение, после чего счетчик возвращается в нулевое состояние и повторяет цикл работы. После каждого цикла счета на выходах последнего триггера счетчика возникают перепады напряжения. Это свойство определяет второе назначение счетчиков: деление числа входных импульсов. Если входные импульсы периодичны и следуют с частотой $f_{ВХ}$, то частота выходных импульсов будет $f_{ВЫХ} = f_{ВХ} / K_{СЧ}$.

Основными эксплуатационными показателями счетчика являются емкость и быстродействие. Емкость счетчика численно равна коэффициенту счета $K_{СЧ}$. Быстродействие счетчика определяется двумя параметрами: разрешающей способностью $t_{РАЗ. СЧ}$ и временем установки кода счетчика. Под разрешающей способностью подразумевают минимальное время между двумя входными сигналами, при котором еще не возникают сбои в работе счетчика. Обратная величина $f_{МАХ} = 1/t_{РАЗ. СЧ}$ называется максимальной частотой счета. Время установки кода $t_{УСТ}$ равно времени между моментом поступления входного сигнала и переходом счетчика в новое устойчивое состояние.

Классифицируют счетчики по нескольким параметрам:

- по модулю счета: двоичные, двоично-десятичные (декадные) или с другим основанием счета, с произвольным постоянным модулем, с переменным модулем;
- по направлению счета: суммирующие, вычитающие, реверсивные;
- по способу организации внутренних связей: с последовательным переносом, с параллельным переносом, с комбинированным переносом, кольцевые.

Классификационные признаки независимы и могут встречаться в различных сочетаниях.

Счетчики могут быть асинхронными и синхронными (тактируемыми).

Рассмотрим примеры счетчиков. Двоичный трехразрядный суммирующий счетчик с последовательным переносом представлен на рис. 4.29.

Перед началом счета, то есть в исходном состоянии все триггеры по выходам устанавливаются в 0, подав импульс на вход R (установка «0»). Каждый триггер счетчика срабатывает при переходе своего входного сигнала из 1 в 0 (на отрицательный перепад входного сигнала), поэтому, как видно из

временных диаграмм, каждый триггер делит частоту входного сигнала на два, что и используется в делителях частоты. Модуль счета счетчика $K_{сч}=2^3=8$, т.е. через каждые восемь импульсов цикл повторяется. Из временных диаграмм видно, что количеству поступивших на вход счетчика импульсов от 0 до 7 соответствует двоичное число, определяемое состояниями триггеров. Причем код числа возрастает на 1 при поступлении очередного входного импульса, поэтому счетчик называют суммирующим.

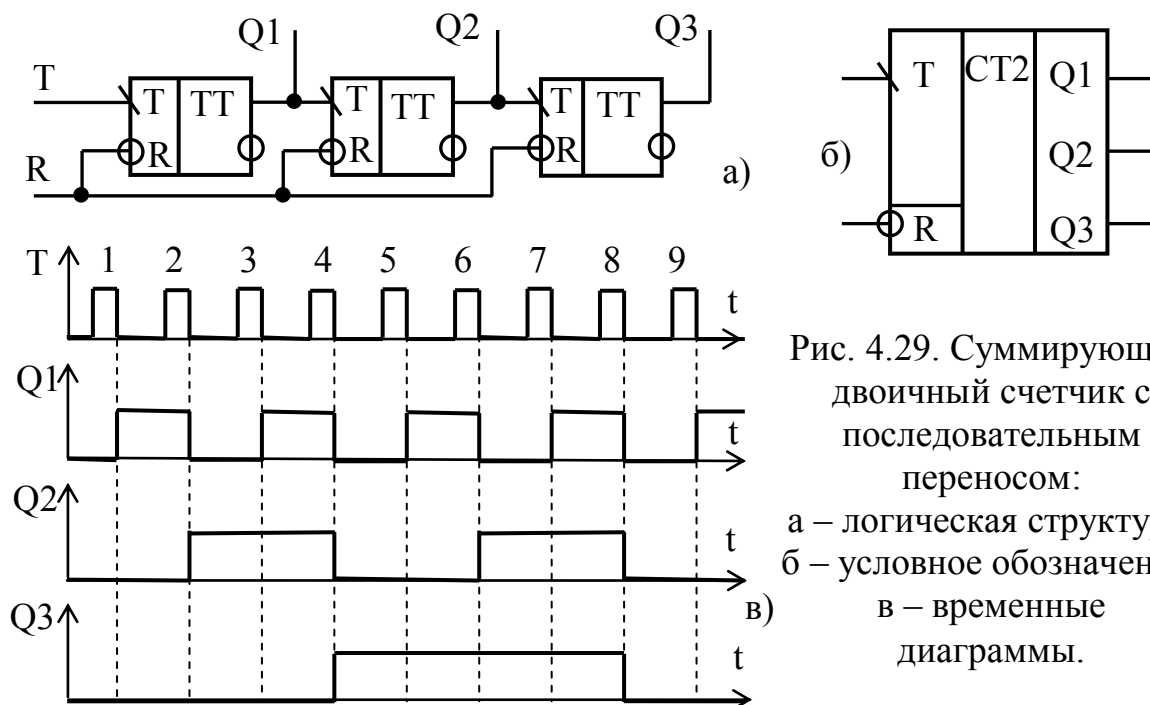


Рис. 4.29. Суммирующий двоичный счетчик с последовательным переносом:
а – логическая структура;
б – условное обозначение;
в – временные диаграммы.

Для получения вычитающего счетчика (рис. 4.30) в цепочке триггеров счетный вход каждого последующего триггера подключают к инверсному выходу предыдущего, а не к основному, как в предыдущем случае.

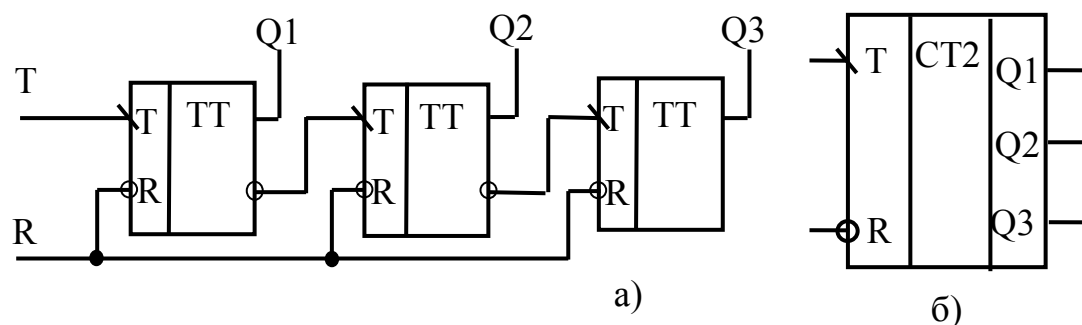
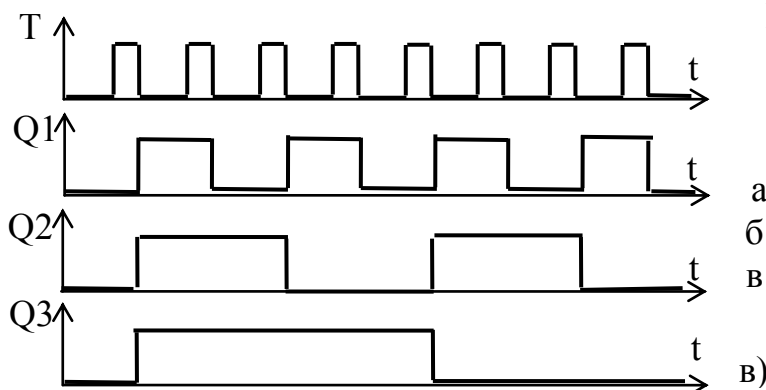


Рис. 4.30. Вычитающий двоичный счетчик с последовательным переносом:
а – логическая структура;
б – условное обозначение;
в – временные диаграммы



Из временных диаграмм вычитающего счетчика (рис. 4.30,а) видно, что с приходом первого счетного импульса в счетчике устанавливается максимальное двоичное число 111 (двоичное число 7), а при подаче каждого последующего импульса уменьшается на единицу.

Часто возникает необходимость в счетчиках, которые под действием дополнительного управляющего сигнала могли бы осуществлять либо сложение, либо вычитание. Такие счетчики называют реверсивными. Один из вариантов такого счетчика приведен на рис. 4.31.

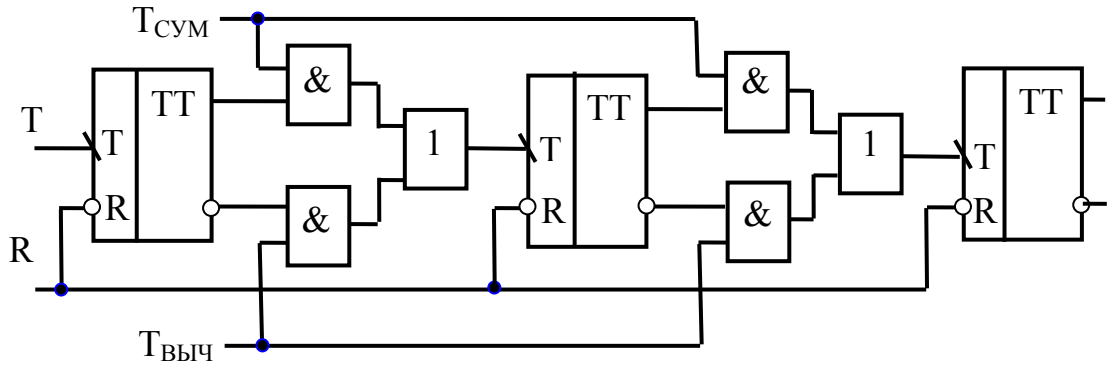


Рис. 4.31. Реверсивный счетчик.

При подаче на шину $T_{\text{СУМ}}$ единицы, а на шину $T_{\text{ВЫЧ}}$ нуля получаем суммирующий счетчик, так как прямые выходы триггеров соединяются со счетным входом последующих через верхние логические элементы И. При сигналах на шинах $T_{\text{СУМ}}=0$ и $T_{\text{ВЫЧ}}=1$ счетчик переключается на вычитание. Теперь сигналы с инверсных выходов предыдущих триггеров поступают на счетные входы последующих через нижние логические элементы И.

Основной недостаток счетчиков с последовательным переносом – сравнительно низкое быстродействие, поскольку триггеры здесь переключаются последовательно один за другим.

Для повышения быстродействия используются схемы счетчиков с параллельной (сквозной) передачей единиц переноса. Принцип построения таких счетчиков основан на особенности сложения двоичных чисел, заключающейся в том, что если к двоичному числу прибавить единицу младшего разряда, то результат может быть получен заменой в этом числе первого нуля в младших разрядах (считая, справа налево) единицей, а всех единиц, расположенных справа от этого нуля, – нулями. Например,

$$\begin{array}{r} 1011 \\ +001 \\ \hline 1100 \end{array}$$

Здесь первым нулем в числе является 0 в третьем разряде, ему предшествуют единицы в первом и втором разрядах. Как видно из примера, заменив этот нуль единицей, а предшествующие ему единицы – нулями, получим число на единицу больше исходного.

Вариант счетчика со сквозным переносом показан на рис. 4.32.

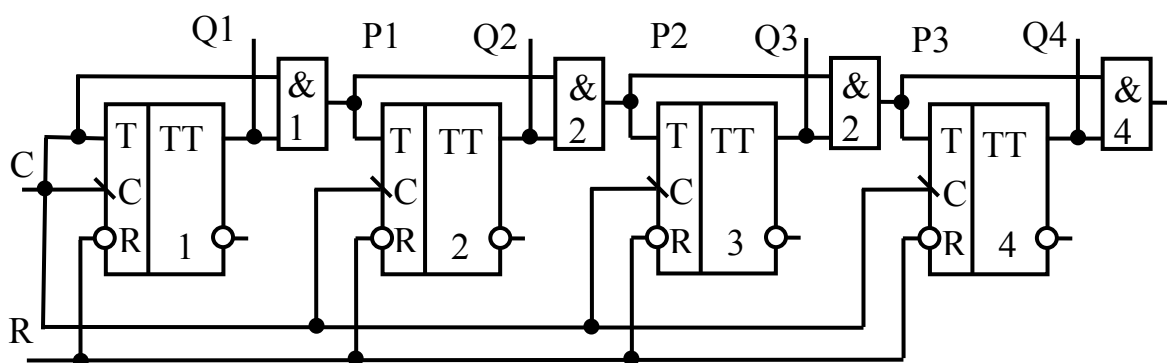


Рис. 4.32. Четырехразрядный двоичный счетчик со сквозным переносом.

Предположим, что к моменту поступления очередного входного импульса триггеры первый и второй находились в положении 1, а триггер

Таблица 4.9.

Число импульсов	Выходы			
	Q1	Q2	Q3	Q4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1 !
12	0	0	1	1 !
13	1	0	1	1 !
14	0	1	1	1 ! →
15	1	1	1	1 !
16	0	0	0	0

третий – положении 0 (таблица 4.9, третья строчка). Входной импульс поступает одновременно на вход T первого триггера и вход элемента И1. Так как с выходов триггеров 1 и 2 подаются разрешающие потенциалы на нижние входы соответственно элементов И1 и И2, то входной импульс проходит через элементы И1 и И2 и на счетный вход триггера 3 и переводит его в положение 1. Одновременно этот импульс переводит в положение 0 триггеры 1 и 2. Состояние триггера 4 не меняется. Таким образом, показание счетчика увеличивается на единицу. Цепь сквозного переноса единиц обладает малой задержкой и время установления счетчика практически определяется длительностью опрокидывания одного триггера. Обнуление счетчика производится при подаче на общую шину R сигнала 0.

Довольно часто требуется построить счетчик, работающий в системе счисления, основание которой не равно целой степени числа 2 ($K_{Сч} \neq 2^m$). В общем случае задача формулируется следующим образом. Требуется получить счетчик с коэффициентом пересчета $K_{Сч} \neq 2^m$, причем $2^{m-1} < K_{Сч} < 2^m$.

Для этого необходимо m триггеров и исключить $2^m - K_{Сч}$ линейных состояний в счетчике. Это условие можно реализовать различными способами.

Наибольшее распространение получили десятичные (декадные) счетчики, работающие с привычным $K_{Сч} = 10$. Если десятичный счет осуществляется в двоично-десятичном коде (двоичный – по коду счета,

десятичный – по числу состояний), то такой счетчик называют двоично-десятичным.

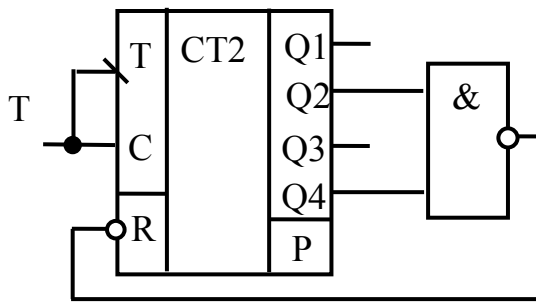


Рис. 4.33. Двоично-десятичный счетчик.

Для построения такого счетчика необходим четырехразрядный двоичный счетчик, имеющий $K_{СЧ}=2^4=16$. Избыточные шесть состояний исключаются за счет обратных связей. На рис. 4.33 приведена схема двоично-десятичного счетчика, который построен на основе двоичного четырехразрядного счетчика, изображенного на рис. 4.32. В цепи обратной связи включен логический

элемент И-НЕ. Счетчик производит счет в двоичном коде до момента, когда на вход приходит 10-й импульс (10 строка табл. 4.10). При этом на обоих входах элемента И-НЕ устанавливается сигнал 1. Низким уровнем выходного импульса элемента И-НЕ, подаваемого на вход R счетчика, счетчик обнуляется, исключая лишние состояния. Начинается новый цикл счета.

Если входы элемента И-НЕ подключить к выходам $Q3$ и $Q4$ счетчика получим счетчик с коэффициентом пересчета $K_{СЧ}=12$ и так далее.

4.3. Запоминающие устройства

Запоминающие устройства (ЗУ) предназначены для записи, хранения и считывания (выборки) цифровой информации. Микросхемы памяти представляют собой функционально - и конструктивно-законченные микроэлектронные изделия, предназначенные для реализации запоминающих устройств (ЗУ).

Общепринятой является классификация микросхем памяти по следующим признакам: функциональное назначение, способ хранения информации, степень зависимости от источников питания, схемно-технологическое исполнение .

По функциональному назначению микросхемы памяти подразделяют на микросхемы оперативных ЗУ (ОЗУ) и постоянных ЗУ (ПЗУ). Оперативные ЗУ предназначены для хранения переменной информации: программ и промежуточных результатов обработки данных. Такие ЗУ работают в режимах записи, хранения и считывания информации и допускают оперативную смену своего информационного содержания. Постоянные ЗУ предназначены для хранения информации, неменяющейся в процессе работы устройства: стандартных программ, табличных данных, коэффициентов, констант и т. п. Такие ЗУ работают в режимах хранения и считывания информации, которая заносится в них предварительно, например, при их изготовлении, и во время работы не изменяется.

Основной составной частью структуры любой микросхемы памяти является матрица накопителя, представляющая собой однородный массив элементов памяти. Элемент памяти (ЭП) может хранить один бит (0 или 1) информации. Схемотехнический принцип построения элемента памяти в

значительной степени определяет способ хранения информации в накопителе. По этому признаку микросхемы памяти можно разделить на статические и динамические запоминающие устройства.

В микросхемах статических ЗУ информация в режиме хранения неподвижна, т. е. находится в статическом состоянии. В этот класс микросхем памяти входят микросхемы ОЗУ, у которых элементом памяти является статический триггер, и микросхемы ПЗУ.

В микросхемах динамических ЗУ записанная в накопитель информация в режиме хранения периодически перезаписывается с целью ее восстановления (регенерации). К этому классу микросхем памяти относят микросхемы динамических ОЗУ. Элементом памяти в таких микросхемах является МДП - конденсатор, сформированный внутри полупроводникового кристалла. Информация, имеющая форму уровня напряжения (заряда) на конденсаторе, из-за наличия токов утечки в объеме и на поверхности полупроводникового кристалла не может сохраняться длительное время и поэтому нуждается в периодическом восстановлении.

Микросхемы динамических ОЗУ имеют большую информационную емкость, чем микросхемы статических ОЗУ, что обусловлено меньшим числом компонентов в одном элементе памяти и, следовательно, более плотным их размещением в полупроводниковом кристалле. Однако динамические ОЗУ сложнее в применении, поскольку нуждаются в организации принудительной регенерации, а значит, в дополнительном оборудовании и в усложнении устройств управления.

Для хранения небольших объемов информации широко применяют регистровые ЗУ. В обширной номенклатуре микросхем регистров некоторая их часть содержит многорегистровые структуры, которые можно использовать для одновременного хранения нескольких слов. Возможности таких микросхем зависят от их структурного построения и способа адресации регистров. Некоторые допускают адресное обращение к каждому из регистров (регистровые файлы). Другие работают по принципу «магазинного» ЗУ, заполняясь информацией по мере ее поступления и освобождаясь от нее в порядке ее поступления по правилу «первым вошел - первым вышел» (FIFO – First Input First Output) или в обратном порядке «последним вошел - первым вышел» (LIFO - Last Input First Output). Магазинные ЗУ нередко называют стеком (Stack - штабель). Стековые регистровые ЗУ широко применяют в калькуляторах, микропроцессорных контроллерах и других вычислительных устройствах.

В микросхемах ПЗУ функции элементов памяти выполняют перемычки между линиями строк и столбцов в накопителе. Эти перемычки представляют собой либо тонкопленочные проводники, либо диоды и транзисторы. Наличие перемычки кодируется 1, ее отсутствие - 0. Возможна и обратная кодировка.

Занесение информации в микросхемы ПЗУ, т. е. их программирование, осуществляют в основном двумя способами. Один из них заключается в формировании перемычек в накопителе на заключительной стадии

изготовления микросхемы с использованием трафарета (маски). Такие микросхемы получили название масочных ПЗУ (МПЗУ). Другой способ состоит в пережигании легкоплавких токопроводящих перемычек в тех точках накопителя, где должен быть записан 0 или 1 в зависимости от принятого кодирования состояний перемычек. Программирование микросхем ПЗУ осуществляет пользователь с помощью специального устройства - программатора.

Микросхемы масочных ПЗУ и программируемых пользователем ПЗУ (ППЗУ) допускают однократную запись информации, поскольку при программировании происходит необратимое разрушение соединений в накопителе. Существует разновидность ПЗУ, допускающая неоднократное программирование, т. е. перепрограммирование (репрограммирование). Этим свойством репрограммируемые ПЗУ (РПЗУ) обладают благодаря использованию в них элементов памяти на основе МДП-транзисторов специальной конструкции, способных переходить из непроводящего состояния в проводящее и обратно под воздействием внешнего программирующего напряжения. Причем оба состояния могут сохраняться длительное время (тысячи часов) без напряжения питания.

По способу стирания информации в накопителе микросхемы РПЗУ разделяют на два вида, которые называют программируемыми ПЗУ со стиранием электрическим сигналом (ЭСППЗУ) и ультрафиолетовым излучением (СППЗУ).

Наряду с полупроводниковыми микросхемами ОЗУ и ПЗУ промышленность выпускает микросхемы памяти на тонких магнитных пленках, элементами памяти в которых являются цилиндрические магнитные домены (ЦМД). Микронные размеры ЦМД позволяют разместить в тонкой пленке магнитного материала на диэлектрической подложке размерами 100*100 мм² накопитель с информационной емкостью в десятки миллионов бит. Микросхемы памяти на ЦМД предназначены для реализации внешних запоминающих устройств, отличающихся от устройств на магнитных лентах и дисках более высокой надежностью функционирования и быстродействием благодаря полностью электронной системе записи и считывания информации.

Рассмотренные разновидности микросхем памяти систематизированы в классификационной диаграмме, приведенной на рис. 4.34.

Здесь же показаны международные буквенные обозначения микросхем памяти различных видов и типов, которые помещают на их условных графических изображениях.

По степени зависимости от источников питания различают энергозависимые и энергонезависимые ЗУ. В энергозависимых ЗУ при отключении и сбоях питания информация разрушается. Такими являются микросхемы ОЗУ. В энергонезависимых ЗУ электропитание необходимо только при записи и считывании, а в режиме хранения оно может быть отключено. К таким ЗУ относятся микросхемы ПЗУ.

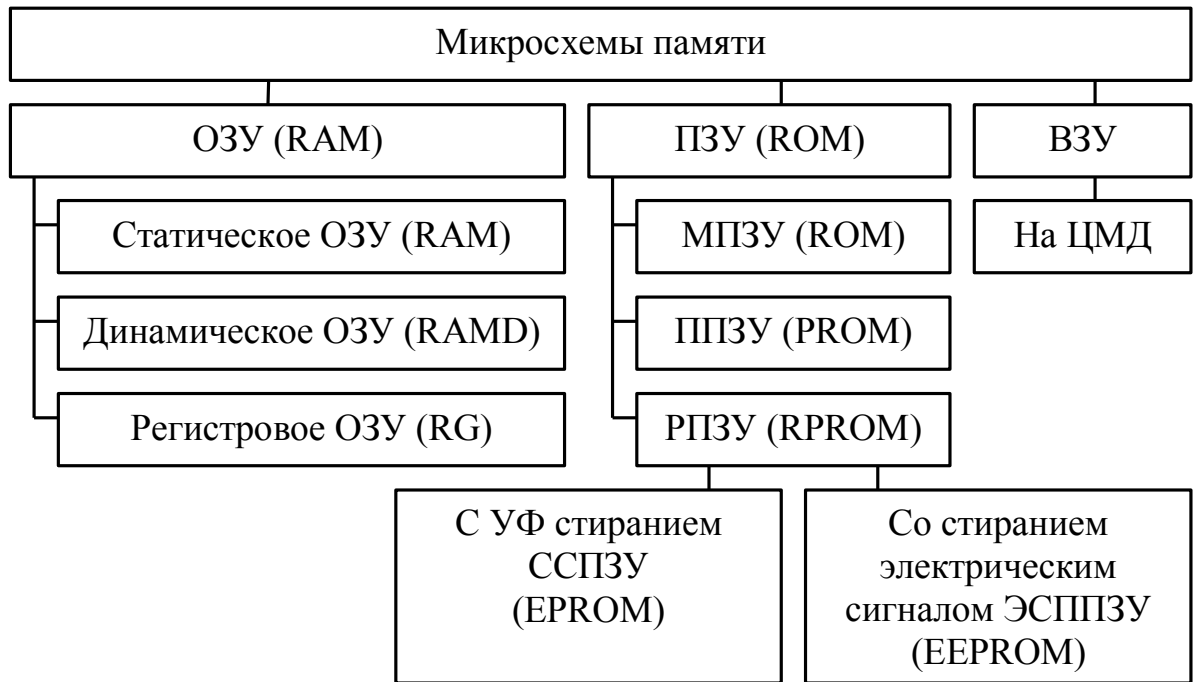


Рис. 4.34. Классификация микросхем памяти.

Микросхемы памяти выпускают сериями. Серия представляет собой совокупность микросхем, имеющих единое конструктивно-технологическое исполнение, совместимые электрические, эксплуатационные и надежность показатели и отличающихся информационной емкостью, быстродействием и некоторыми другими характеристиками, например наличием дополнительных входов для сигналов управления.

По физико-технологическому признаку микросхемы памяти можно разделить на два класса: биполярные и униполярные. Первые изготавливают по технологии биполярных транзисторов, вторые — по технологии полевых транзисторов, в основном МДП-транзисторов.

По схемно-технологическому признаку биполярные микросхемы обычно классифицируют на микросхемы эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ), транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) и ТТЛ с диодами Шоттки (ТТЛШ), интегральной инжекционной логики (ИИЛ). Обычным является применение комбинаций схемно-технологических решений при производстве микросхем памяти, например ЭСЛ и ТТЛШ или ТТЛ и ИИЛ и т. д.

Для биполярных микросхем памяти, в частности для ЭСЛ - и ТТЛШ - микросхем, характерны высокое быстродействие, значительная нагрузочная способность, повышенное энергопотребление.

В классе униполярных микросхем памяти наиболее широко представлены микросхемы на МДП-транзисторах с каналом n - типа и микросхемы на комплементарных парах МДП-транзисторов (КМДП - микросхемы). Для nМДП - микросхем памяти характерно сравнительно высокое быстродействие, соизмеримое с быстродействием ТТЛШ - микросхем, а для КМДП - микросхем — самый низкий уровень энергопотребления и способность функционировать в условиях значительных изменений напряжения питания.

Обобщенная структурная схема запоминающего устройства, характерная для ОЗУ и ПЗУ, представлена на рис. 4.35. Она включает следующие функциональные узлы: накопитель, дешифратор кода адреса (ДШ), устройство ввода-вывода (УВВ), устройство управления (УУ).

Накопитель представляет собой совокупность элементов памяти (ЭП), объединенных в матрицу. В матрице ЭП находятся на пересечениях горизонтальных и вертикальных проводников, называемых соответственно строками и столбцами. Каждый ЭП может хранить один бит (0 или 1) информации. Для хранения n - разрядного слова требуются n элементов памяти. Совокупность элементов памяти, предназначенная для хранения одного слова, называется ячейкой памяти (ЯП).

Накопитель может иметь одноразрядную и многоразрядную (словарную) организацию. Их принципиальное различие состоит в следующем. При обращении к накопителю с одноразрядной организацией в него можно записать или из него вывести только один бит информации, т.е. одноразрядное слово. Накопитель со словарной организацией позволяет за одно обращение к нему записать или считать n разрядов, составляющих слово. На рис. 4.35. представлена структура микросхемы памяти со словарной организацией. Как видно, она имеет n информационных входов и столько же выходов, что позволяет записывать и считывать информацию n - разрядным параллельным кодом. Микросхема с одноразрядной организацией имеет один информационный вход и один выход.

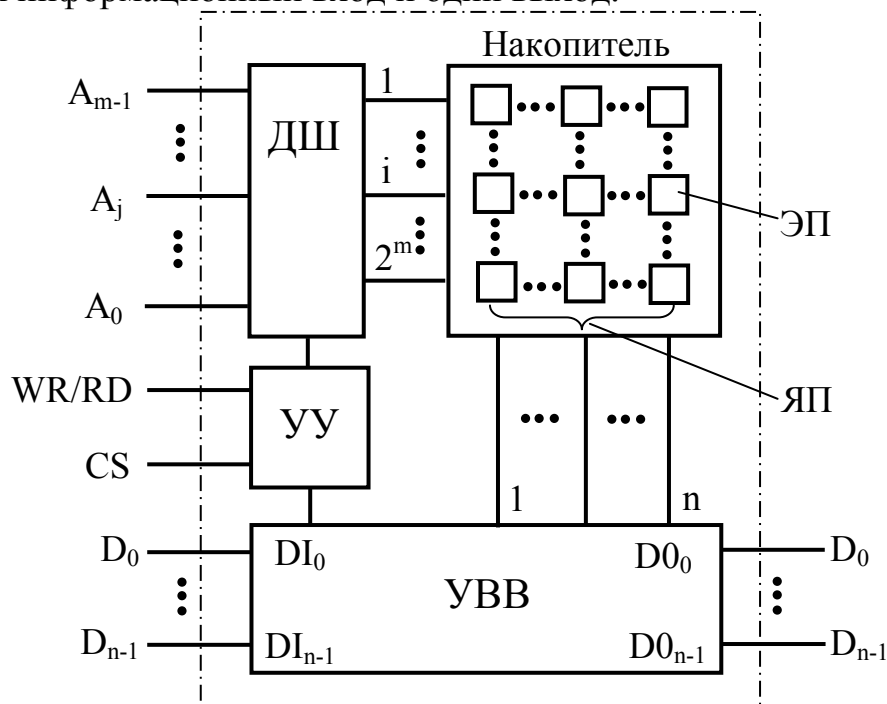


Рис. 4.35. Обобщенная структурная схема ЗУ

Организация ЗУ предусматривает возможность обращения к любой ЯП для записи или считывания информации. Для этой цели служит дешифратор (ДШ). Он преобразует код адреса $A_{m-1} \dots A_0$ в активный сигнал выборки ЯП. Число ЯП в накопителе равно 2^m , где m - число разрядов в адресном коде.

Если ЗУ допускает выборку любой ЯП в произвольном порядке, то его называют ЗУ с произвольной выборкой (ЗУПВ).

Устройство ввода-вывода (УВВ) предназначено для усиления и нормализации информационных сигналов $D_{n-1} \dots D_0$, подаваемых на входы ЗУ D_1 при записи и снимаемых с выходов D_0 при считывании. Многие микросхемы имеют совмещенные входы-выходы. В таких микросхемах УВВ дополнительно выполняет и функцию разделения внутренних цепей приема и выдачи информации. К УВВ предъявляется также требование сопряжения входов и выходов с внешними линиями передачи.

Устройство управления формирует внутренние сигналы для воздействия на функциональные узлы ЗУ, соответствующего внешним сигналам управления: «Запись/Считывание» (WR/RD), «Выбор кристалла (микросхемы)» (CS). Сигнал WR/RD определяет режим записи при WR/RD=1 и считывания при WR/RD=0. Сигнал CS разрешает при CS=1 или запрещает доступ к накопителю по информационным входам и выходам при CS=0. У большинства микросхем памяти сигнал CS является основным для установления микросхемы в режим хранения независимо от состояний сигналов на других входах.

Принцип действия изображенной на рис.4.35 схемы применительно к ОЗУ заключается в следующем. Для записи слова $D_{n-1} \dots D_0$ в заданную ЯП его необходимо подать на информационные входы $DI_{n-1} \dots DI_0$. Одновременно на адресные входы $A_{m-1} \dots A_0$ должен быть подан код адреса выбираемой ЯП, а на входы управления - сигналы WR/RD=1 и CS=1. После выполнения этих операций входная информация через УВВ пройдет в накопитель и запишется в выбранную ячейку памяти. Для обеспечения режима хранения достаточно подать сигнал CS=0. Режим считывания реализуется аналогично режиму записи, но при значении сигнала WR/RD=0.

Типовая схема ПЗУ отличается от ОЗУ отсутствием входов для информационных сигналов.

Следует заметить, что сигналы на входах и выходах микросхем ОЗУ и ПЗУ могут быть представлены своими прямыми значениями, как, например, в вышеприведенном рассмотрении, так и инверсными. В случае инверсного представления сигнала его активное состояние изменяется на обратное, например, при $\overline{WR}/RD=0$ будет осуществлен режим записи, а при $\overline{WR}/RD=1$ - режим считывания. Аналогично при сигнале CS=0 будет обеспечен доступ к микросхеме, а при CS=1 микросхема будет находиться в режиме хранения.

Структуры, и функциональные узлы микросхем статических ОЗУ. Вариант построения микросхемы статического ОЗУ с одnorазрядной организацией приведен на рис. 4.36. Для примера выбрана сравнительно несложная микросхема K561PY2 емкостью 256 бит. Структурная схема включает матрицу накопителя, дешифраторы кода адреса строк $A_3 \dots A_0$ (A_0 - младший разряд) и столбцов $A_7 \dots A_4$, ключи выбора столбцов и УВВ. Режимом микросхемы управляют сигналы WR/RD и \overline{CS} .

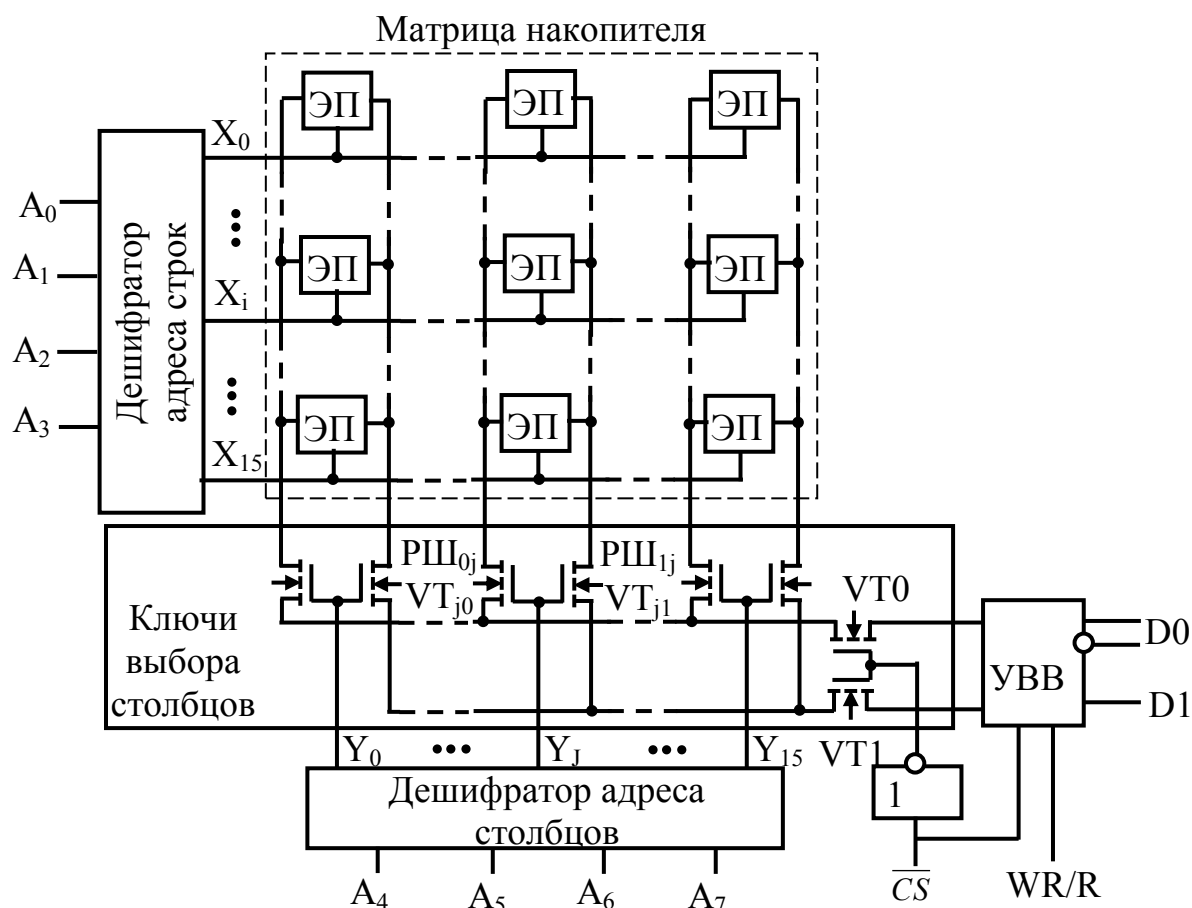


Рис. 4.36. Структура микросхемы ОЗУ с одноразрядной организацией.

Матрица накопителя содержит 256 элементов памяти, расположенных на пересечениях 16 строк и 16 столбцов. Каждый ЭП представляет собой статический триггер на КМДП - транзисторах (рис. 4.37, а): VT1, VT2 - с n-каналами, VT3, VT4 - с p-каналами.

Триггер имеет два парафазных совмещенных входа - выхода. С разрядными шинами PШ₁ и PШ₀ триггер соединен через ключевые транзисторы VT5, VT6. По разрядным шинам к триггеру подводится при записи и отводится от него при считывании информация в парафазной форме представления: по PШ₁ - своим прямым значением, по PШ₀ - инверсным. Ключевые транзисторы затворами соединены с адресной шиной (строкой). В режимах записи и считывания при возбуждении строки сигналом выборки $X_i=1$, снимаемым с выхода дешифратора адреса строк, ключевые транзисторы открываются и подключают триггер к разрядным шинам. При сигнале $X_i=0$ ключевые транзисторы закрыты, и триггер изолирован от разрядных шин.

Для сохранения состояния триггера и, следовательно, записанной в нем информации необходим источник питания, поскольку статический триггер энергозависим. В одно из двух состояний, в которых может находиться триггер, его приводят сигналы, поступающие по разрядным шинам в режиме записи: при $D=1$ ($PШ_1=1$, $PШ_0=0$) транзисторы VT1 и VT4 открыты, а VT2, VT3 закрыты, при $D=0$ ($PШ_1=0$, $PШ_0=1$) транзисторы свои состояния изменяют на обратные. В режиме считывания разрядные шины принимают

потенциалы выходов триггера, передавая их через УВВ на выход микросхемы $D0, \overline{D0}$. При считывании информация не разрушается, т. е. состояния триггеров не изменяются. Особенность КМДП - триггеров заключается в том, что в режиме хранения они потребляют незначительную мощность от источника питания, так как в любом состоянии триггера в той или другой его половине один из транзисторов закрыт. В режиме обращения к микросхеме при записи или считывании транзисторы переключаются, через них протекают токи, что обуславливает значительное повышение потребляемой мощности. Кроме триггеров в структуре микросхемы в режиме обращения к ней переключаются элементы дешифраторов, УВВ, поэтому уровень ее энергопотребления возрастает на два-три порядка.

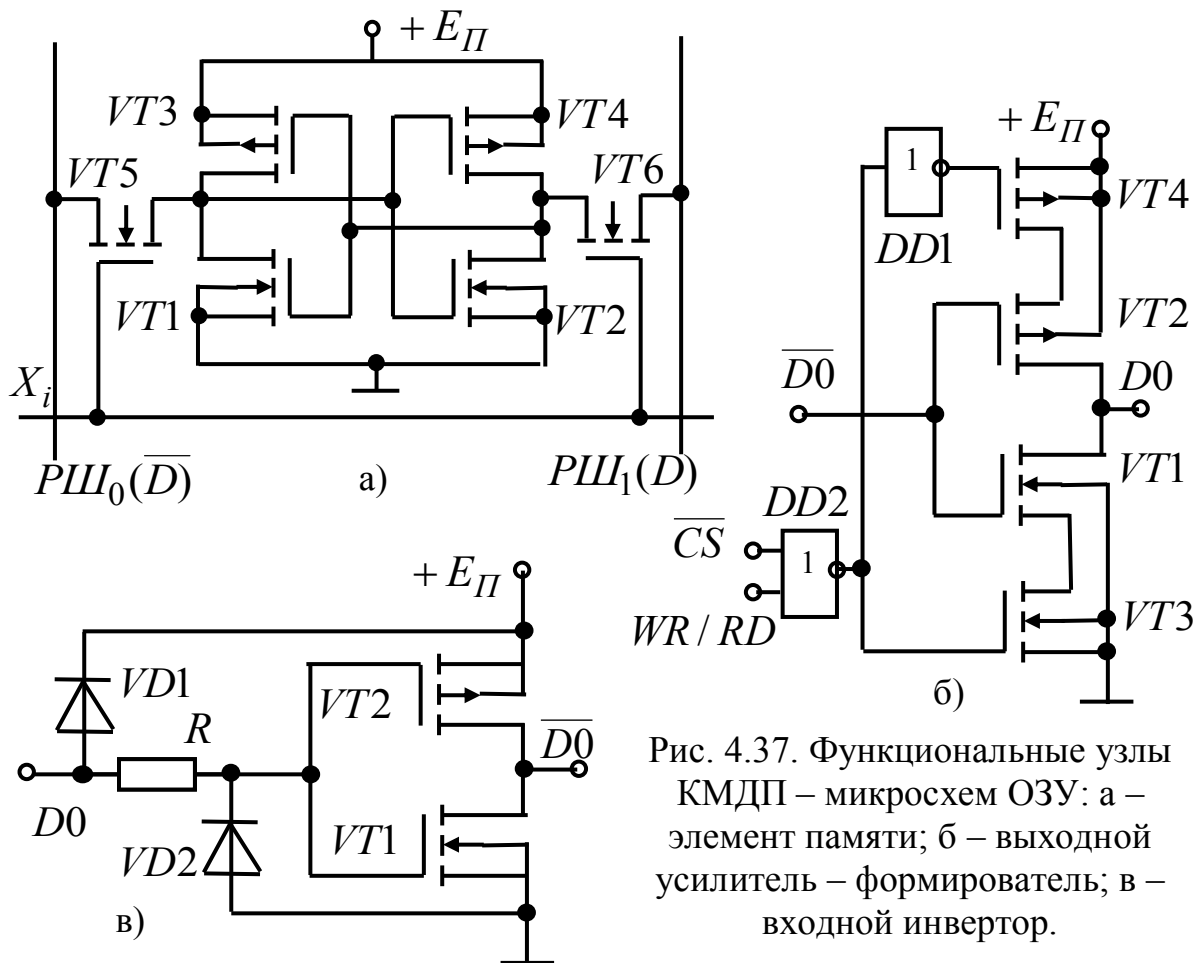


Рис. 4.37. Функциональные узлы КМДП – микросхем ОЗУ: а – элемент памяти; б – выходной усилитель – формирователь; в – входной инвертор.

В большинстве микросхем памяти УВВ содержит выходной ключевой усилитель-формирователь, способный принимать три состояния: два функциональных низкого и высокого уровня и одно высокоомное, обозначаемое Z-состоянием. В этом состоянии выход микросхемы практически отключен от внешней цепи. Пример такого усилителя приведен на рис. 4.37,б. Его схема состоит из инвертора на транзисторах $VT1, VT2$, двух ключевых транзисторов $VT3, VT4$, обеспечивающих реализацию Z-состояния выхода, а также логического элемента $DD2$, на выходе которого формируется сигнал управления режимом ключей $\overline{CS} + \overline{WR/RD}$. При $\overline{CS} = 1$ или $\overline{WR/RD} = 1$ оба ключа закрыты и выход находится в Z-состоянии. Только

при условии $\overline{CS}=0$ и $WR/RD=0$ ключи открыты, и схема выполняет свои функции инвертора, передавая на выход D0 микросхемы информацию, считанную с выбранного элемента памяти. Наличие у микросхемы выхода с Z-состоянием позволяет объединять ее информационные вход и выход и подключать их к общей шине, по которой информация подводится к микросхеме и выводится из нее. Указанная возможность основана на том, что в любом режиме вход и выход микросхемы оказываются взаимно развязаны, как это следует из табл. 4.10, и не влияют на состояния друг друга. В указанной таблице истинности микросхемы K561PY2 приведены условия реализации режимов работы микросхемы: хранения, записи данных, считывания данных.

Таблица 4.10. Таблица истинности микросхемы K561PY2

\overline{CS}	WR/RD	$A_0 \dots A_7$	D1	D0	Режим работы
1	X	X	X	Z	Хранение
0	1	A	D	Z	Запись данных
0	0	A	X	D, \overline{D}	Считывание данных прямым и инверсным значением

Примечание. X - произвольное состояние (0 или 1).

Микросхемы на МДП-транзисторах любого типа чувствительны к воздействию статического электричества из-за высокого входного сопротивления. Даже кратковременное повышение напряжения на входе с недопустимо высоким уровнем может вызвать электрический пробой тонкого слоя подзатворного диэлектрика. Для защиты от вредного воздействия перенапряжения все входы микросхем защищены диодно-резистивными цепями, встроенными внутрь кристалла (рис. 4.37,в). Защитные цепи построены по схеме последовательного соединения двух диодов VD1, VD2 и токоограничивающего резистора R. От воздействия высокого положительного потенциала на входе защищает диод VD1, который открывается при превышении входным потенциалом его порога и фиксирует этот потенциал на допустимом для микросхемы уровне, т. е. на уровне напряжения питания. Аналогично срабатывает диод VD2 при появлении на входе отрицательного потенциала с уровнем, превышающим порог отпирающего диода. При открывании диод VD2 ограничивает отрицательный потенциал безопасным для микросхемы уровнем 1 В.

При обращении к микросхеме для записи одного бита следует подвести информационный сигнал ко входу DI, подать код адреса $A \{A_0 \dots A_7\}$, разрешающий сигнал $\overline{CS}=0$ и сигнал $WR/RD=1$. При указанных состояниях сигналов управления и при наличии сигналов адреса в накопителе возбуждается строка X_i , выбранная дешифратором кода адреса строк, и открывает доступ по разрядным шинам ко всем элементам памяти данной строки. Одновременно возбуждается один из выходов Y_i дешифратора кода адреса столбцов. Сигнал на этом выходе дешифратора открывает в блоке ключей выбора столбца транзисторы VT_{j0} , VT_{j1} и

коммутирует тем самым выбранный столбец на УВВ. Доступ к разрядным шинам этого столбца со стороны УВВ обеспечивает сигнал $\overline{CS} = 0$, который открывает ключи VT0 и VT1. Настройку УВВ на прием информационного сигнала с входа D1 осуществляет сигнал $WR/RD = 1$. Обращение к микросхеме для считывания происходит аналогично, но при сигнале $WR/RD = 0$.

Увеличить разрядность хранимых в памяти слов можно параллельным включением нескольких одинаковых ИС.

Микросхемы статических ОЗУ с одноразрядной организацией преобладают в современной номенклатуре микросхем памяти. Вместе с тем все большее развитие получают микросхемы ОЗУ со словарной организацией.

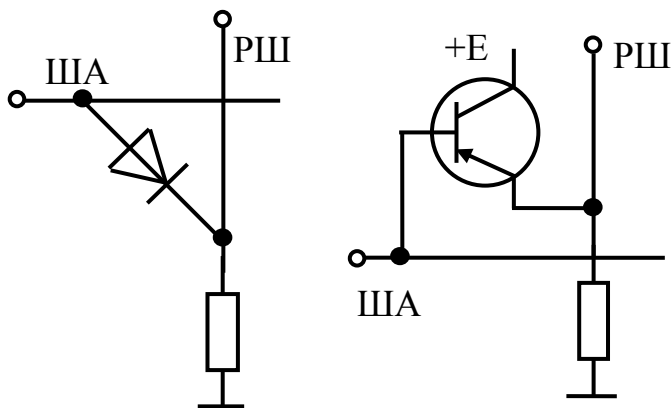


Рис. 4.38. Запоминающие элементы МПЗУ

Основным требованием, предъявляемым к ПЗУ, является сохранение информации при отключении питания. Это требование обеспечивается конструкцией ЭП. Самый простой – диодный ЭП, используемый в ПЗУ, изображен на рис. 4.38. Выборка требуемого ЭП осуществляется подачей сигнала в соответствующую

шину адреса ША. Считывается информация с разрядной шины РШ. Для установки нужного ЭП в 1 в точке пересечения адресной и разрядной шин выполняется диод. Если диод отсутствует, ЭП хранит 0. Недостатком диодных ЭП является низкое быстродействие, вызванное отсутствием в ЭП активных элементов, ускоряющих зарядку емкостей разрядных шин. Поэтому ПЗУ этого типа широкого распространения не получили. Наиболее распространены ПЗУ с ЭП, выполненными на биполярных или МОП-транзисторах. ЭП на биполярном транзисторе (рис. 4.38) может хранить 1 или 0 в зависимости от того, имеет ли эмиттер транзистора связь с разрядной шиной РШ. Если эмиттер не соединен с разрядной шиной, на разрядной шине будет 0. Когда эмиттер транзистора связан с РШ, при подаче в адресную шину 1 (выборке ЭП), на разрядной шине установится 1. Чаще используют многоэмиттерные транзисторы, что позволяет сразу формировать двоичное слово. Связь нужных эмиттеров с разрядными шинами устанавливается только один раз на одной из завершающих операций технологического процесса. Такие ПЗУ называют масочными (МПЗУ).

В полупроводниковых ЗУ, программируемых пользователем (ППЗУ), в исходном состоянии во всех пересечениях адресных шин с разрядными выполнены ЭП, последовательно с которыми включаются плавкие

перемычки, пережигаемые в процессе программирования. В биполярных ППЗУ, выполненных на многоэмиттерных транзисторах, плавкая перемычка выполняется в эмиттерной цепи (см. рис. 4.39.). При выборке дешифратором

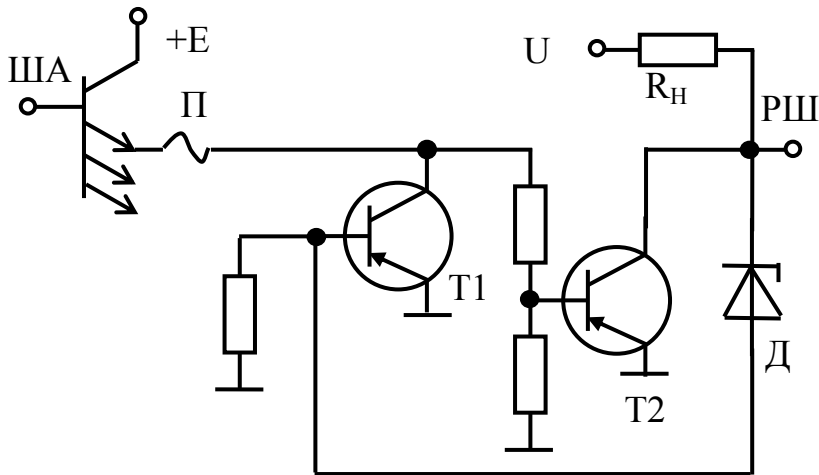


Рис. 4.39. Фрагмент ячейки памяти.

адреса требуемого слова при наличии перемычки транзистор T2, открытый коллектор которого через резистор R_H подключен к U питания, включен и на выходе будет 0, если перемычка расплавлена – транзистор T2 закрыт и на выходе – 1. Для пережигания перемычки одновременно с

выборкой слова на выход подается напряжение $U=8$ В, достаточное для включения стабилитрона Д. При этом включается транзистор T1, соединяя перемычку с корпусом. Напряжение питания E многоэмиттерного транзистора при программировании доводится до 12 В, в этих условиях ток через перемычку достаточен для ее расплавления.

Большое распространение в настоящее время получила постоянная память, названная флэш-памятью. Флэш-технология позволила оснастить память уникальными свойствами. Подобно ОЗУ, флэш-память можно перепрограммировать электрически внутрисистемно, во время основной работы устройства, но подобно ПЗУ, флэш-память энергонезависима и хранит данные даже после отключения питания. Такое сочетание находит применение в самых различных устройствах как профессионального, так и бытового назначения.

Ячейка флэш-памяти представляет собой полевой транзистор с двумя изолированными затворами: управляющим и плавающим. Важной особенностью плавающего затвора является способность удерживать электроны, то есть заряд. Также в ячейке имеются сток и исток (рис.4.40).

При программировании, между стоком и истоком под воздействием положительного поля на управляющем затворе создается канал — поток электронов. Некоторые из электронов, благодаря наличию большей энергии, преодолевают слой изолятора и попадают на плавающий затвор. На нем они могут храниться в течение нескольких лет. Некоторое минимальное количество электронов (заряда) на плавающем затворе соответствует логической единице, а превышающее это количество — нулю.

При чтении эти состояния распознаются путем измерения порогового напряжения транзистора. Для стирания информации на управляющий затвор подается высокое отрицательное напряжение, и электроны с плавающего затвора переходят (туннелируют) на исток. В технологиях различных производителей этот принцип работы может отличаться по способу подачи

тока и чтению данных из ячейки. Важно, что в структуре флэш-памяти для хранения 1 бита информации задействуется только один элемент (транзистор), а в других типах памяти обычно для этого требуется несколько транзисторов и конденсатор. Это позволяет существенно уменьшить размеры выпускаемых микросхем, упростить технологический процесс, а, следовательно, снизить себестоимость.

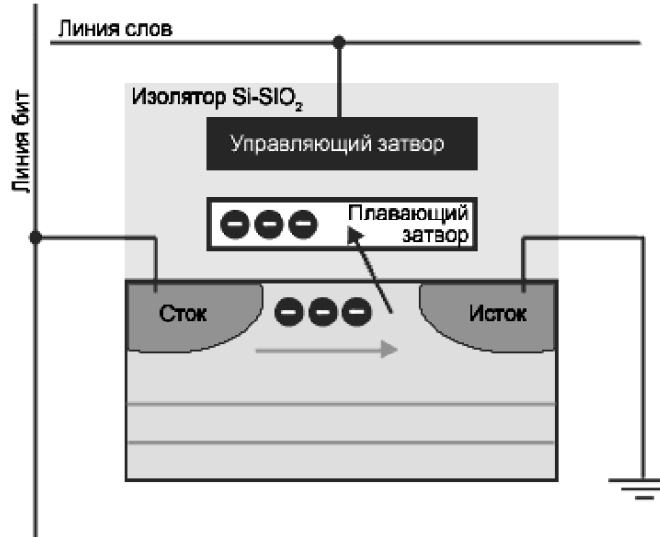


Рис. 4.40. Ячейка флэш-памяти

Но и один бит далеко не предел: Промышленно уже выпускается флэш-память, каждая ячейка которой может хранить по 2 бита информации. Кроме того, существуют пробные образцы, с 4-х и даже 9-и битными ячейками! В такой памяти используются технология многоуровневых ячеек. Они имеют обычную структуру, а отличие заключается в том, что заряд их делится на несколько уровней, каждому из которых в соответствии ставится определенная комбинация бит. Теоретически прочитать/записать можно и более 4-х бит, однако, на практике возникают проблемы с устранением шумов и с постепенной утечкой электронов при продолжительном хранении. У существующих сегодня микросхем памяти для ячеек характерно время хранения информации, измеряемое годами и число циклов чтения/записи — от 100 тысяч до нескольких миллионов.

В качестве недостатков следует отметить, что в отличие от ОЗУ, флэш нельзя переписывать побайтно. Флэш-память читается и записывается блоками. Другая особенность памяти: ее нужно стереть перед тем, как записывать новые данные.

В настоящее время известны два варианта архитектуры флэш-памяти: NOR и NAND (рис.4.41). Аббревиатура NOR расшифровывается как NOT OR (ИЛИ-НЕ), а NAND – NOT AND (И-НЕ). Эти логические функции обозначают способы объединения ячеек в массив памяти.

Адресное пространство NOR-памяти позволяет работать с отдельными байтами или словами по 2 байта. Но к каждому транзистору надо подвести индивидуальный контакт. Это сильно снижает возможности увеличения плотности упаковки ячеек. В NAND ячейки группируются в небольшие блоки. Из этого следует, что при последовательном чтении и записи

преимущество по скорости будет у NAND. Однако с другой стороны NAND значительно проигрывает в операциях с произвольным доступом и не позволяет напрямую работать с байтами информации. Обе архитектуры используются в своих областях применения.

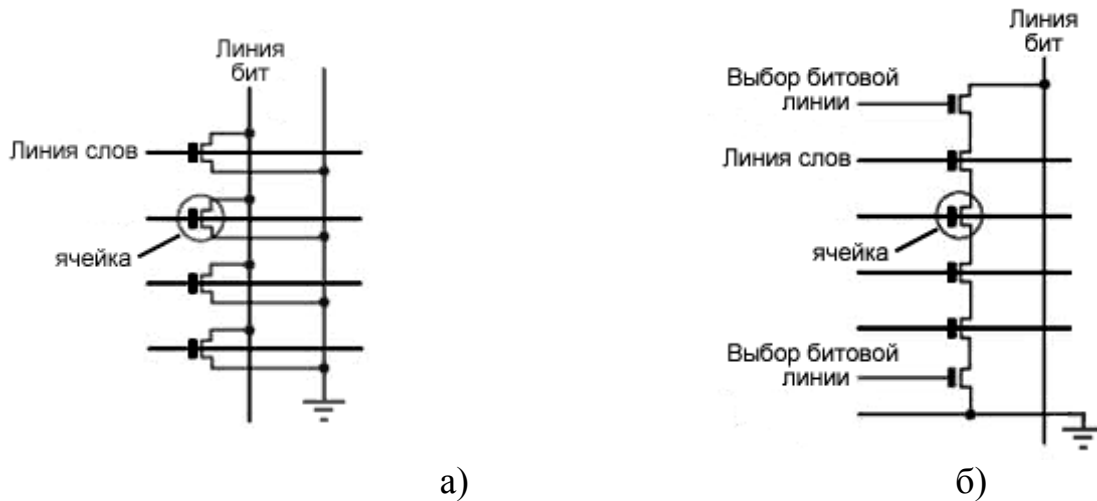


Рис 4.41. Архитектуры флэш-памяти: а – NOR; б - NAND

Более подробные сведения о микросхемах памяти и их применении можно найти в [14]

4.4. Преобразователи информации

В настоящее время для обработки информации и управления различными технологическими процессами широко используются ЭВМ. Первичная информация с датчиков сигналов чаще всего поступает в ЭВМ в аналоговой форме. Поскольку прием, обработка и выдача информации в ЭВМ происходит в цифровой форме, то возникает необходимость создания устройств, осуществляющих преобразование информации из цифровой формы в аналоговую, - цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), и наоборот, из аналоговой формы в цифровую – аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и компараторов.

4.4.1. Компараторы

Компаратор – это простейший преобразователь непрерывного (аналогового) сигнала в дискретный (цифровой). Для работы в качестве компаратора может с успехом использоваться обычный операционный усилитель (ОУ), приведенный на рис. 4.42. Напряжение на выходе такого компаратора может принимать два фиксированных значения: высокое, если напряжение на инвертирующем входе ОУ меньше напряжения на неинвертирующем входе, и низкое – при обратном соотношении этих напряжений.

Однако компараторы, специально разработанные для преобразования непрерывных сигналов в дискретные, имеют ряд преимуществ в сравнении с обычными ОУ. Прежде всего, компараторы переключаются гораздо быстрее, чем ОУ. При проектировании компараторов специально предусматриваются

меры, обеспечивающие быстрый выход усилительных каскадов из режима насыщения. Схемы компараторов схожи со схемами операционных усилителей, но обычно проще их. Компараторы не предназначены для работы в схемах с отрицательной обратной связью (ООС). Поэтому в компараторах нет необходимости обеспечивать линейность участка амплитудной характеристики между уровнями ограничения, и не

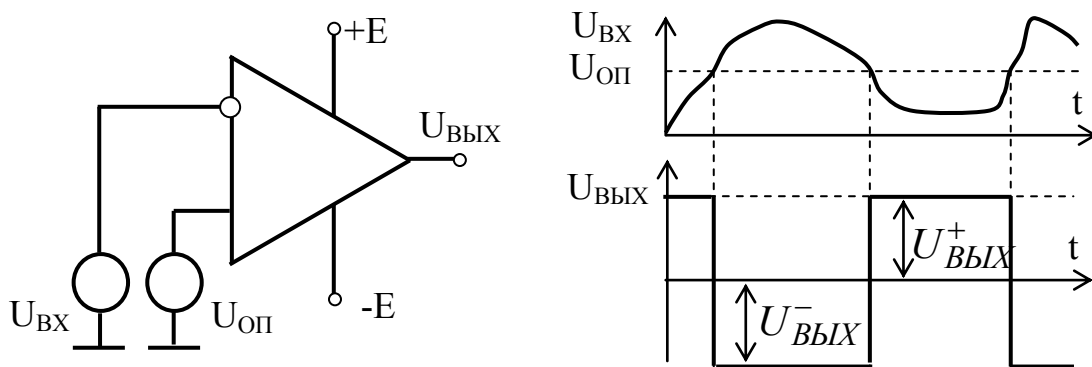


Рис. 4.42. Компаратор на ОУ: а – принципиальная схема; б – временные диаграммы.

предусматриваются корректирующие цепи, устраняющие самовозбуждение при введении ООС. В отличие от ОУ выходной сигнал компаратора обычно изменяется в пределах, позволяющих производить непосредственное управление логическими интегральными схемами. Компараторы могут иметь также дополнительные стробирующие входы, изменяя потенциал которых, можно включать компаратор в работу или выключать его.

4.4.2. Цифро-аналоговые преобразователи

В интегральных ЦАП входным сигналом чаще всего является двоичный позиционный код, а выходным – напряжение постоянного тока. Цифро-аналоговое преобразование состоит в суммировании эталонных значений

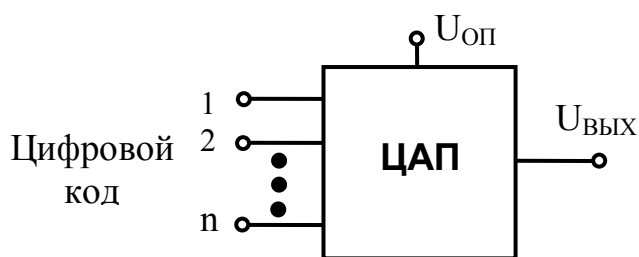


Рис. 4.43. Структурная схема ЦАП

напряжения, соответствующих разрядам входного кода, причем в суммировании будут участвовать только те эталоны, для которых в соответствующих разрядах стоит 1. Структурная схема ЦАП в общем виде показана на рис. 4.43.

Для ЦАП выходное напряжение определяется из выражения

$$U_{ВЫХ} = U_{ОП} (v_1 \cdot 2^{-1} + v_2 \cdot 2^{-2} + \dots + v_n \cdot 2^{-n}) = U_{ОП} \sum_{i=1}^n v_i \cdot 2^{-i},$$

где $U_{ОП}$ - опорное (эталонное) значение напряжения; v_1, v_2, \dots, v_n - коэффициенты двоичных разрядов, принимающих значения 0 или 1 начиная со старшего.

Основными параметрами ЦАП являются:

1. Разрешающая способность, определяемая количеством двоичных разрядов n входного кода и характеризующаяся возможным количеством уровней аналогового сигнала $N=2^n$;

2. Точность, определяемая наибольшим значением отклонения аналогового сигнала от расчетного. Она обычно выражается в виде половины уровня сигнала, соответствующего младшему значащему разряду (МЗР). Суммарная ошибка, вносимая элементами ЦАП, не должна превышать указанную погрешность квантования;

3. Нелинейность, характеризующаяся максимальным отклонением линейно-нарастающего выходного напряжения от прямой линии, соединяющей точки нуля и максимального выходного напряжения (обычно не выше $\pm 0,5$ значения МЗР);

4. Время преобразования (установления), определяемое интервалом от момента подачи цифрового сигнала до момента достижения выходным сигналом установившегося значения.

Как правило, ЦАП содержит: резистивную матрицу, с помощью которой формируются выходные сигналы, пропорциональные входному коду; набор токовых ключей, реализующих коэффициенты двоичных разрядов; источник опорного стабилизированного напряжения и выходной усилитель.

Резистивная матрица может иметь различную структуру. Один из ее вариантов с весовыми резисторами показан на рис. 4.44.

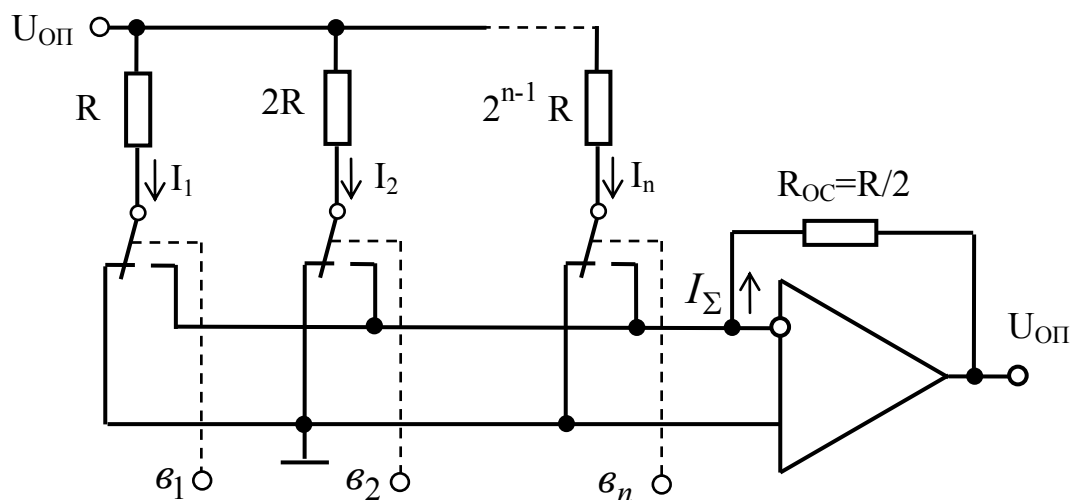


Рис. 4.44. ЦАП с взвешенной резистивной матрицей.

Здесь каждому разряду соответствует свой разрядный ток I_1, I_2, \dots, I_n . Эти токи задаются с помощью матрицы резисторов, сопротивления которых удваиваются при переходе от старшего разряда к младшему (т.е. $I_2=I_1/2$ и т.д.). Основной недостаток рассмотренной структуры – широкий диапазон сопротивлений и их высокая требуемая точность, особенно при большом числе разрядов входного кода. Другой вариант резистивной матрицы типа $R-2R$, получивший широкое распространение, показан на рис. 4.45. Здесь используются резисторы только двух номиналов. Не трудно

показать, что при переходе от старшего разряда к младшему ток уменьшается в два раза, как и в схеме, показанной на рис. 4.44.

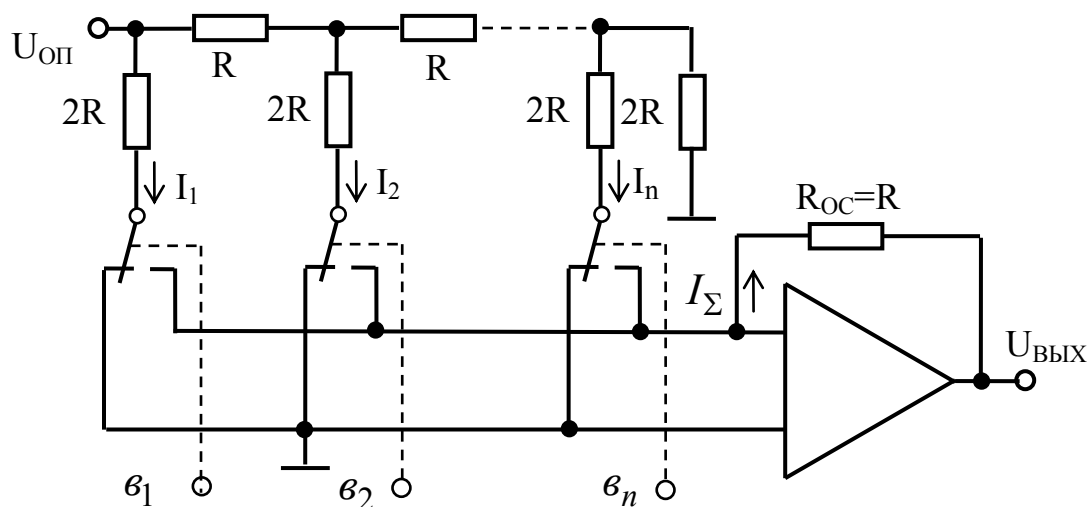


Рис. 4.45. ЦАП с резисторной матрицей типа R-2R.

Токовые ключи, предназначенные для коммутации элементов резистивной матрицы, должны иметь высокое быстродействие и не вносить заметных погрешностей в разрядные токи (иметь малое сопротивление в открытом состоянии). Обычно ключи строятся на биполярных или полевых транзисторах. Вариант ключа на МДП-транзисторах с индуцированным каналом приведен на рис. 4.46.

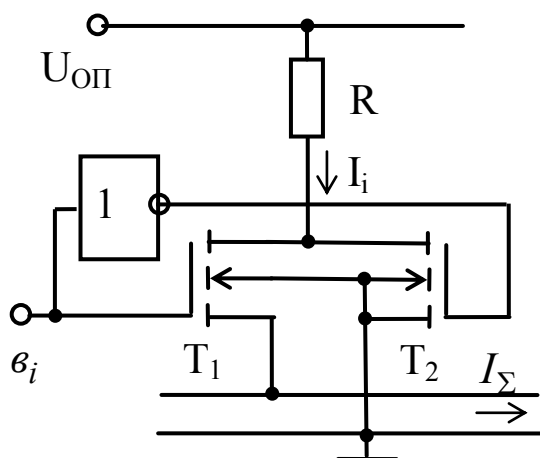


Рис. 4.46. Вариант токового ключа на полевых транзисторах.

При подаче на вход ключа сигнала $v_i = 0$ транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт и закорачивает разрядный ток матрицы I_i на землю. При поступлении на вход ключа сигнала $v_i = 1$ транзистор T_2 закрывается а транзистор T_1 открывается и разрядный ток матрицы I_i поступает на общую сигнальную шину.

Выходным усилителем обычно служит операционный усилитель, который суммирует разрядные токи и преобразует их в напряжение. Напряжение на выходе ОУ пропорционально входному коду. Для схемы ЦАП, приведенной на рис. 45. , выходное напряжение равно

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\Sigma} \cdot R_{\text{OC}} = R_{\text{OC}} \cdot (U_{\text{ОП}} / R) \cdot \sum_{i=1}^n v_i \cdot 2^{-i} .$$

4.4.3. Аналого-цифровые преобразователи

Под аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) понимают устройства, позволяющие осуществить переход от информации, представленной в аналоговой форме, к информации в цифровой форме. В микроэлектронных АЦП входным сигналом является напряжение, выходным – соответствующее ему значение цифрового (обычно двоичного) кода. Структурная схема АЦП в общем виде показана на рис. 4.47. В

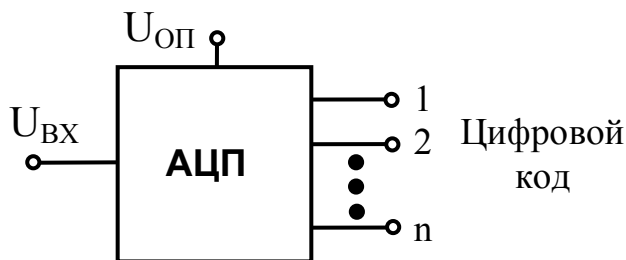


Рис. 4.47. Структурная схема АЦП.

рассматриваемом преобразователе происходит квантование входного напряжения на конечное число уровней $N=2^n$, определяемых разрядностью выходного цифрового кода. Квантование представляет собой округление аналоговой величины до ближайшего уровня квантования,

т.е. максимальная погрешность квантования равна $\pm 0,5h$, где $h = U_{ОП}/N$ - шаг квантования.

Основные параметры АЦП: разрядность n ; точность преобразования, зависящая от шага квантования и ошибок, вносимых основными узлами АЦП; а также время преобразования, необходимое для представления мгновенного значения аналогового сигнала в цифровой форме.

Состав АЦП в отличие от ЦАП может изменяться в значительной степени в зависимости от метода преобразования и способа его реализации. Характерными методами преобразования являются: параллельное и последовательное.

Рассмотрим АЦП с параллельным преобразованием входного аналогового сигнала, упрощенная структурная схема которого представлена на рис. 4.48. Основными элементами n разрядного параллельного АЦП являются $N-1$ компараторов напряжения. На инвертирующий дифференциальный вход каждого компаратора подается свое опорное напряжение, формируемое внутренним резисторным делителем, подключенным к источнику опорного (эталонного) напряжения $U_{ОП}$. Разность между опорными напряжениями любых двух соседних компараторов равна шагу квантования $h = U_{ОП}/N = U_{ОП}/2^n$.

Неинвертирующие входы компараторов объединены и на них подается входной аналоговый сигнал. Если опорное напряжение на инвертирующем входе компаратора больше напряжения на неинвертирующем входе, т.е. $U_{ОПi} > U_{ВХ}$, то на выходе Q_i компаратора устанавливается уровень соответствующий логическому нулю, а если $U_{ОПi} < U_{ВХ}$ - логическая единица. По параллельному методу входное напряжение одновременно сравнивают с $N-1$ опорным напряжением и определяют между какими опорными уровнями оно лежит. Информация о мгновенном значении входного сигнала в виде (2^n-1) разрядного единичного

позиционного кода Q_1, Q_2, \dots, Q_{N-1} поступает на входы преобразователя кода, в котором формируется двоичный n -разрядный код X_1, X_2, \dots, X_n . При необходимости в состав преобразователя кода может входить регистр хранения информации.

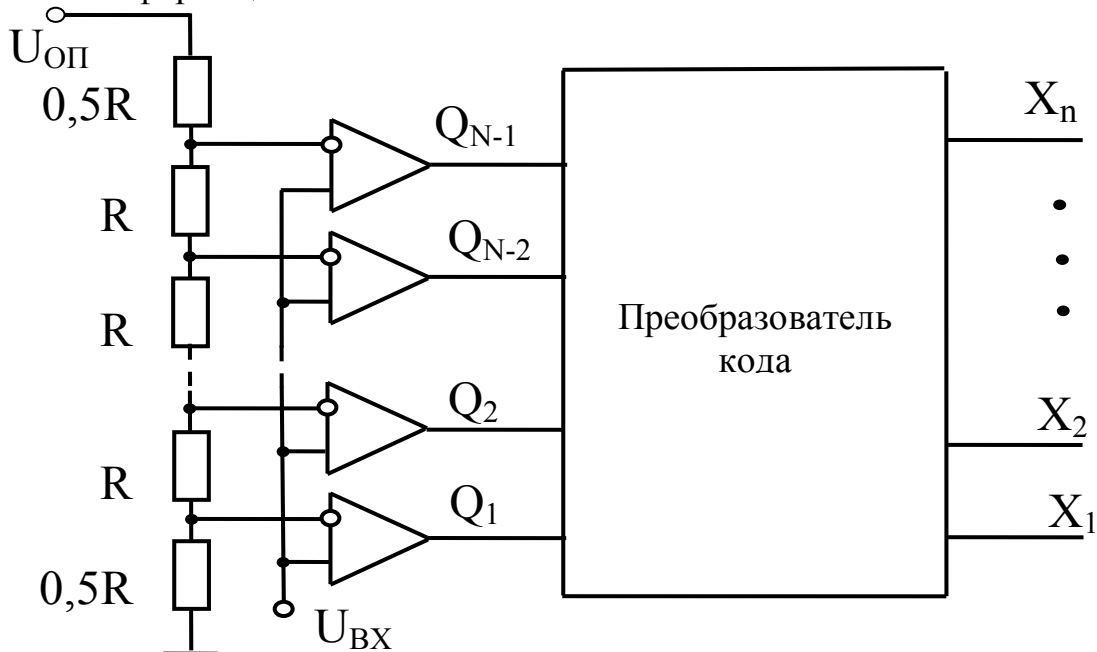


Рис. 4.48. АЦП с параллельным преобразованием.

Параллельный АЦП имеет высокое быстродействие, но велики аппаратные затраты, т.к. количество компараторов быстро увеличивается с ростом числа разрядов АЦП.

Последовательный АЦП следящего типа основан на уравнивании входного сигнала суммой одинаковых и минимальных по величине эталонов. Момент уравнивания определяется с помощью одного компаратора, а количество эталонов, уравнивающих входной сигнал подсчитывается счетчиком. Структурная схема следящего АЦП с ЦАП в цепи обратной связи представлена на рис. 4.49.

По мере поступления тактовых импульсов от генератора тактовых импульсов (ГТИ) на счетный вход реверсивного счетчика растет входной код ЦАП и повышается напряжение на его выходе. Оно подается на компаратор вместе с входным напряжением $U_{ВХ}$. В момент, когда указанные напряжения сравниваются, компаратор срабатывает и переключает счетчик на вычитание.

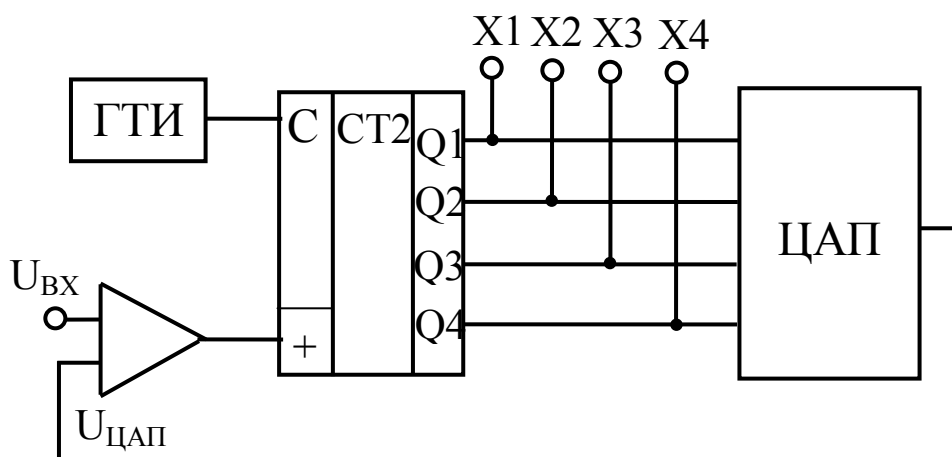


Рис. 4.49. АЦП следящего типа с ЦАП в цепи обратной связи.

Входной код ЦАП уменьшается и когда $U_{ВХ}$ становится меньше напряжения $U_{ЦАП}$, компаратор снова переключает счетчик в режим суммирования. Таким образом, АЦП отслеживает изменение входного сигнала. На выходах счетчика устанавливается код, являющийся эквивалентом входного сигнала. Время установления кода непостоянно и зависит от характера изменения входного сигнала.

АЦП следящего типа требует незначительных аппаратных затрат, используются простые средства и достигается высокая точность. Конечно, время преобразования оказывается достаточно большим. В случае, когда входное напряжение изменяется медленно (например, напряжение с выхода датчика температуры) все же можно получить малые времена срабатывания, т.к. благодаря свойству отслеживания аппроксимация носит непрерывный характер, а не начинается каждый раз с нуля.

Быстродействие последовательного АЦП можно значительно увеличить, предусмотрев наличие эталонов, пропорциональных весу разрядов, но при этом усложняется логическое устройство управления (метод поразрядного уравнивания или последовательного приближения). В АЦП последовательного приближения, вместо счетчика (рис. 4.49) используется специальный регистр последовательного приближения (РПП). Этот регистр с каждым тактом выдает единицу на один разряд, начиная со старшего. Остальные разряды равны нулю. Таким образом входное напряжения сравнивается с половинным значением от всего диапазона напряжения. Если входное напряжение превышает этот уровень, компаратор выдает 1, которая записывается в данный разряд РПП. Иначе туда записывается 0. В следующем такте регистр ПП выдает 1 на более младший разряд числа, обнуляя другие, более младшие разряды. С учетом записанного старшего разряда, получаем взвешивание входа с $1/4$ диапазона напряжения. Затем взвешивание идет с $1/8$ диапазона. Процесс продолжается до достижения самого младшего разряда. Результат фиксируется во внешнем регистре и процесс повторяется, начиная со старшего разряда. Такой алгоритм похож на взвешивание предмета на весах с использованием ряда гирек уменьшающегося веса от $1/2$, $1/4$ и до $1/n$ килограмма. Достаточно

последовательно использовать каждую гирьку, начиная с самой тяжелой, оставляя или убирая ее, в зависимости от результата взвешивания.

Как видно из рассмотренных схем ЦАП и АЦП, в их состав входят различные аналоговые и цифровые узлы. Промышленность выпускает преобразователи в виде отдельных микросхем или их наборов. Основные направления развития ЦАП и АЦП – повышение быстродействия, повышение точности, увеличение разрядности.

Более подробные сведения о ЦАП и АЦП на микросхемах можно найти в [15, 16].

4.5. Электронные устройства отображения информации

Эффективное и надежное использование многих систем промышленной электроники невозможно без участия человека – оператора в управлении, который должен получать необходимые сведения о работе системы и ее контролируемых параметрах для принятия правильных решений. Этой цели служат устройства, предназначенные для преобразования различных данных в видимое изображение и называемые устройствами визуального отображения информации.

Устройства отображения информации выполняют на основе элементов индикации, преобразующих электрические сигналы в визуальную информацию. Элементы индикации различают по физическим явлениям, используемым для получения изображения. В элементах индикации применяют следующие физические явления:

- Свечение нити накала при протекании тока (накальные индикаторы);
- Свечение некоторых кристаллических веществ под действием электрического поля (электролюминисцентные индикаторы);
- Свечение люминофорного покрытия при бомбардировке электронами (вакуумно-люминисцентные индикаторы и электронно-лучевые приборы);
- Свечение газа при электрическом разряде (газоразрядные элементы индикации);
- Излучение квантов света при рекомбинации носителей заряда в кристаллических веществах (полупроводниковые светодиодные элементы индикации);
- Изменение оптических свойств вещества под воздействием электрического поля (жидкокристаллические индикаторы).

В цифровых вычислительных машинах (ЦВМ) используют универсальные дисплейные терминалы, которые выполняются на базе электронно-лучевых трубок и способны работать с большими объемами информации в диалоговом режиме (как выводить зрительную информацию, так и вводить ее в ЦВМ). Однако их рассмотрение выходит за пределы нашего курса. Для отображения буквенно-цифровой информации ограниченного объема в устройствах микроэлектроники широко

применяются встроенные индикаторы, которые имеют малые габариты и потребляют незначительную мощность. Они являются принадлежностью многих цифровых и логических устройств. Наиболее хорошо согласуются с полупроводниковыми приборами и интегральными схемами по уровню напряжений и потребляемой мощности полупроводниковые светоизлучающие диоды (светодиоды) и жидкокристаллические индикаторы.

В светодиодах используется свойство р-п перехода излучать свет в видимой части спектра при протекании через него прямого тока. Светодиоды бывают красного, желтого, зеленого, синего, белого и оранжевого цветов свечения. Важнейшим параметром светодиода является сила света (световой поток, приходящийся на единицу телесного угла в направлении, перпендикулярном к плоскости излучающего кристалла), измеряемая в канделах. Она пропорциональна прямому току, протекающему через светодиод. Светодиоды изготавливают с направленным и рассеивающим излучением. Прямое постоянное напряжение для светодиодов различных типов составляет $2 \div 3$ В, а значение прямого рабочего тока - $5 \div 20$ мА.

Светодиоды можно использовать для индикации уровней на выходе микросхем ТТЛ. Светодиод может светиться как при низком, так и при высоком уровне сигнала на выходе микросхемы. Схемы включения таких индикаторов изображены на рис. 4.50.

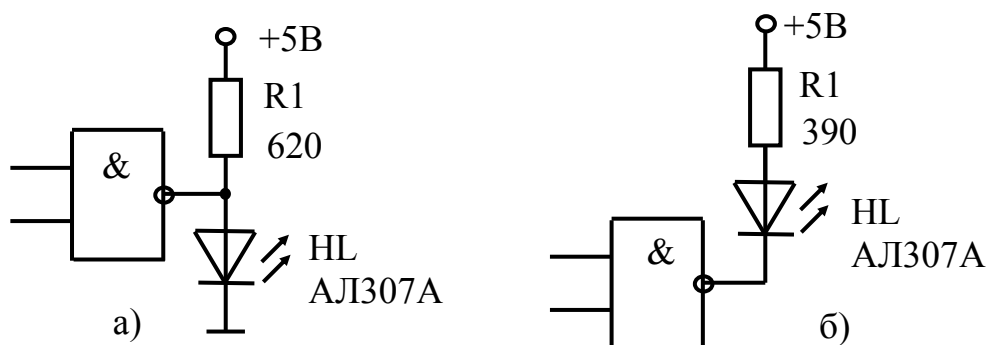


Рис. 4.50. Варианты включения светодиодов для индикации сигналов высокого (а) и низкого (б) уровней.

Кроме светодиодов выпускаются цифровые, знаковые, линейные и матричные индикаторы. Цифровые и знаковые индикаторы бывают одноразрядными и многоразрядными, их знаки состоят из семи или более сегментов (9, 11, 16, 18, ...). Кроме сегментов индикаторы имеют десятичную точку или запятую. Из цифровых наибольшее распространение получили семисегментные индикаторы, в которых стилизованное изображение цифр (и некоторых букв) составляют из семи линейных сегментов, расположенных в виде цифры восемь с высотой цифры от 2,5 до 18 мм (рис. 4.51). Высвечивание выбираемого сегмента или группы сегментов при получении изображения знака обеспечивают включением их в цепь прохождения тока.

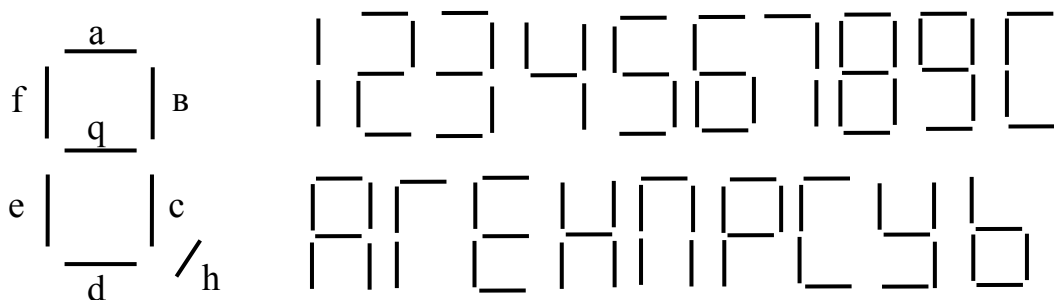


Рис. 4.51. Изображение знаков на основе семисегментного индикатора.

На рис. 4.52 представлены принципиальные схемы индикаторов АЛС324А с общим катодом и АЛС324Б с общим анодом соответственно.

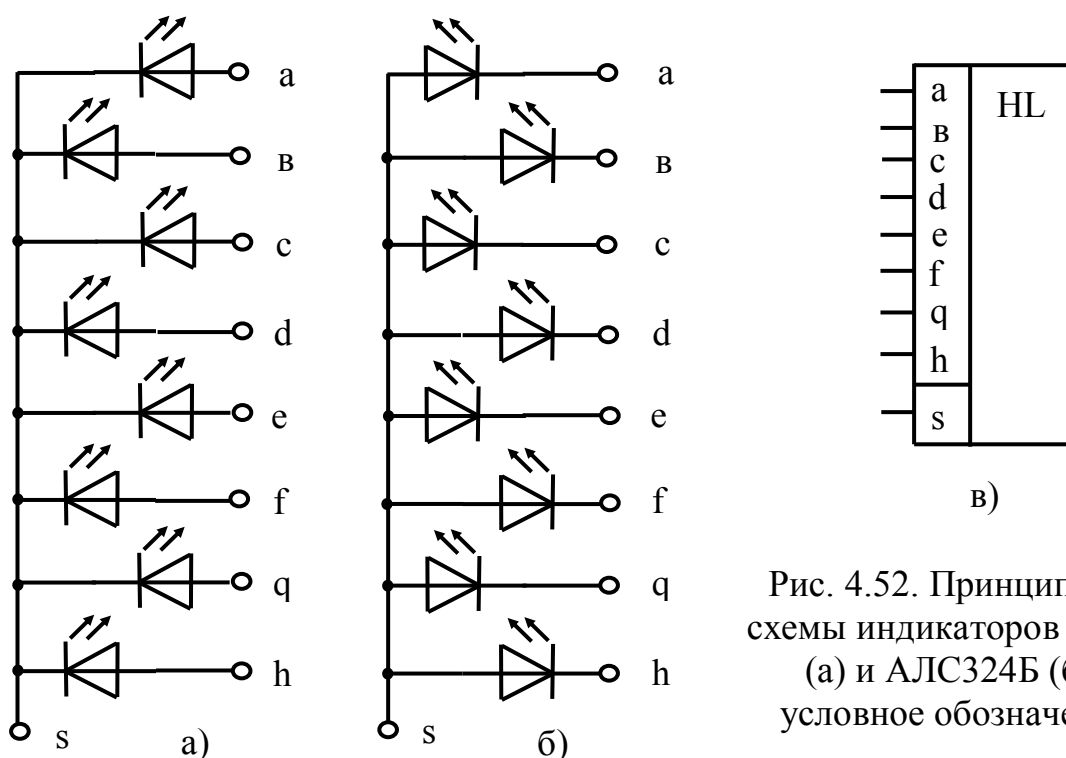


Рис. 4.52. Принципиальные схемы индикаторов АЛС324А (а) и АЛС324Б (б) и их условное обозначение (в).

В качестве примера на рис. 4.53 приведена функциональная схема одной декады счетчика со статической индикацией на базе семисегментного индикатора АЛС324А.

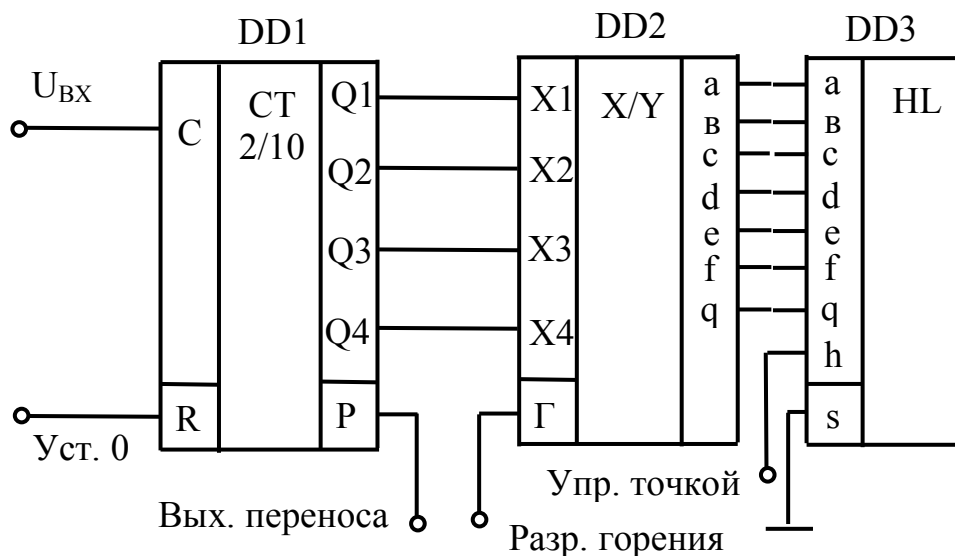


Рис. 4.53. Функциональная схема счетной декады на семисегментном индикаторе.

Закон функционирования преобразователя двоично-десятичного кода в код семисегментного индикатора АЛС324А иллюстрируется таблицей истинности 4.11. Преобразователи двоично-десятичного кода в код семисегментного индикатора выпускаются в виде интегральных микросхем (ИМС). Выпускаются также совмещенные ИМС, в состав которых входят счетчик и преобразователь кода или счетчик - преобразователь кода - индикатор (например, микросхема К490ИП1).

Таблица 4.11.

Цифра	Двоично-десятичный код				Код семисегментного индикатора						
	Q1	Q2	Q3	Q4	a	b	c	d	e	f	q
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
2	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1
3	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1
4	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1
5	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0
8	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

В многоразрядных семисегментных индикаторах выводы сегментов a, b, c, d, e, f и q отдельных разрядов соединяют параллельно и применяют динамическую индикацию, сущность которой заключается в поочередном подключении каждого индикатора к источникам информации через один

общий преобразователь двоично-десятичного кода в код семисегментного индикатора. Структурная схема управления многоразрядным семисегментным индикатором приведена на рис. 4.54.

Счетчик СТ работает в режиме непрерывного счета под действием сигналов от генератора тактовых импульсов ГТИ. Коэффициент пересчета счетчика равен количеству разрядов семисегментного индикатора n . По каждому коду адреса, вырабатываемого счетчиком, информация от определенного источника через мультиплексор МХ четырехразрядным двоично-десятичным кодом поступает на преобразователь кода X/Y, выходы которого подключены к параллельно соединенным сегментам всех n разрядов индикатора. Одновременно дешифратор DC возбуждает только тот разряд индикатора, который соответствует коду адреса. В следующем временном такте возбуждается цифра в другом разряде индикатора. При достаточно высокой частоте повторения тактов создается впечатление постоянного горения на индикаторе многоразрядного числа благодаря инерционности зрения. Частоту следования тактовых импульсов рекомендуется выбирать из соотношения $f \geq 30 \cdot n$. Существенным недостатком семисегментных индикаторов является то, что единственная ошибка в управляющем коде или неисправность хотя бы одного сегмента индикатора приводит практически к полной невозможности чтения цифры.

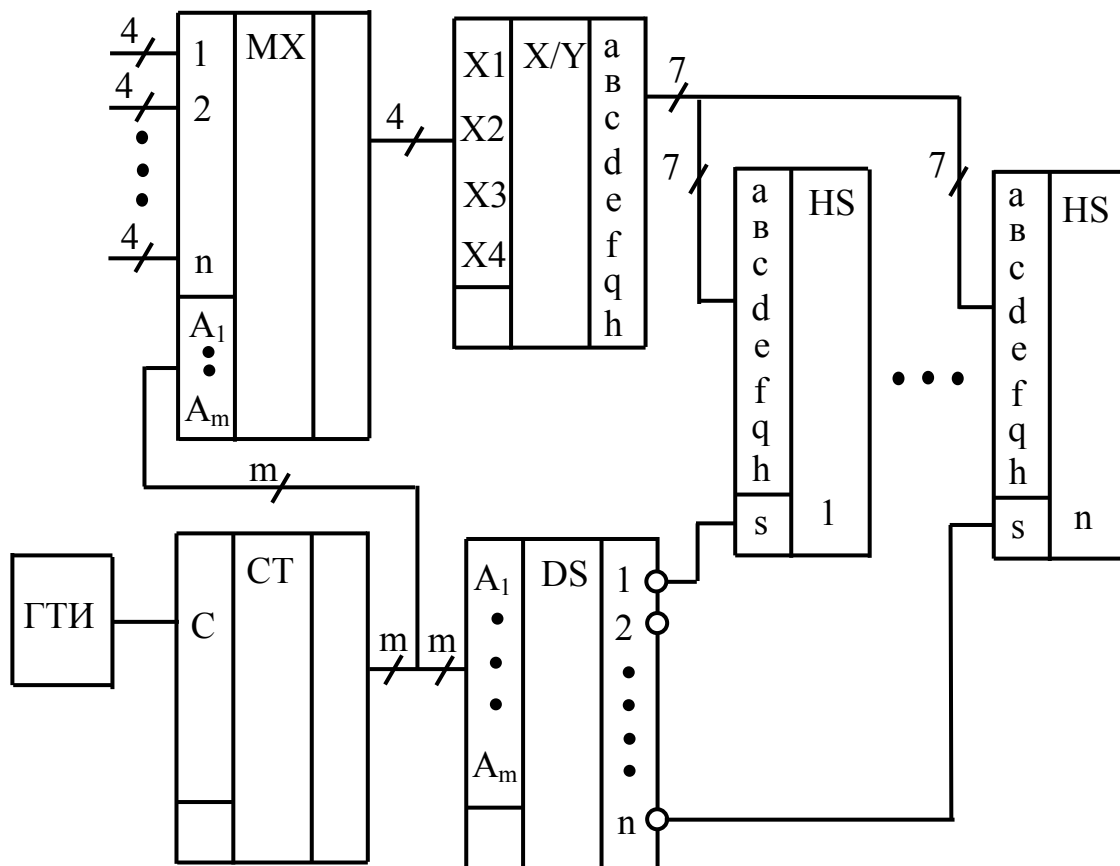


Рис. 4.54. Структурная схема блока динамической индикации.

Более надежными в этом смысле являются светодиодные 35-элементные индикаторы. Каждая цифра, буква или другой знак здесь

формируется матрицей из 35 светодиодов, образующих семь строк и пять столбцов. Светодиоды включаются между выводами строк и столбцов анодом к выводам строк. Вид некоторых цифр и букв, синтезируемых матричным индикатором, показан на рис. 4.55.

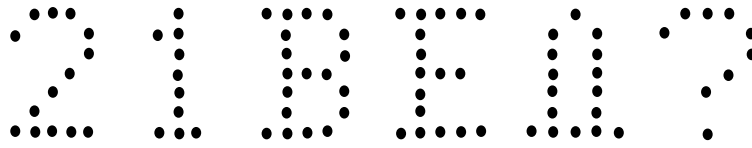


Рис. 4.55. Изображение знаков на основе 35 элементного матричного индикатора.

Принцип управления матричным индикатором иллюстрируется временной диаграммой, приведенной на рис. 4.56., и заключается в следующем. В каждом временном такте возбуждается стробирующий импульс соответствующего столбца. Одновременно параллельным кодом подается информация на выводы строк. В результате происходит высвечивание информации во всех элементах данного столбца. В следующем такте формируется импульс возбуждения второго столбца, а на выводы строк параллельным кодом поступает информация, соответствующая элементам этого столбца и т. д. За пять тактов происходит высвечивание всего знака. В многорядных индикаторах выгоднее тактировать строки всех разрядов индикатора, соединенных параллельно, а информацию подавать в последовательном коде по столбцам.

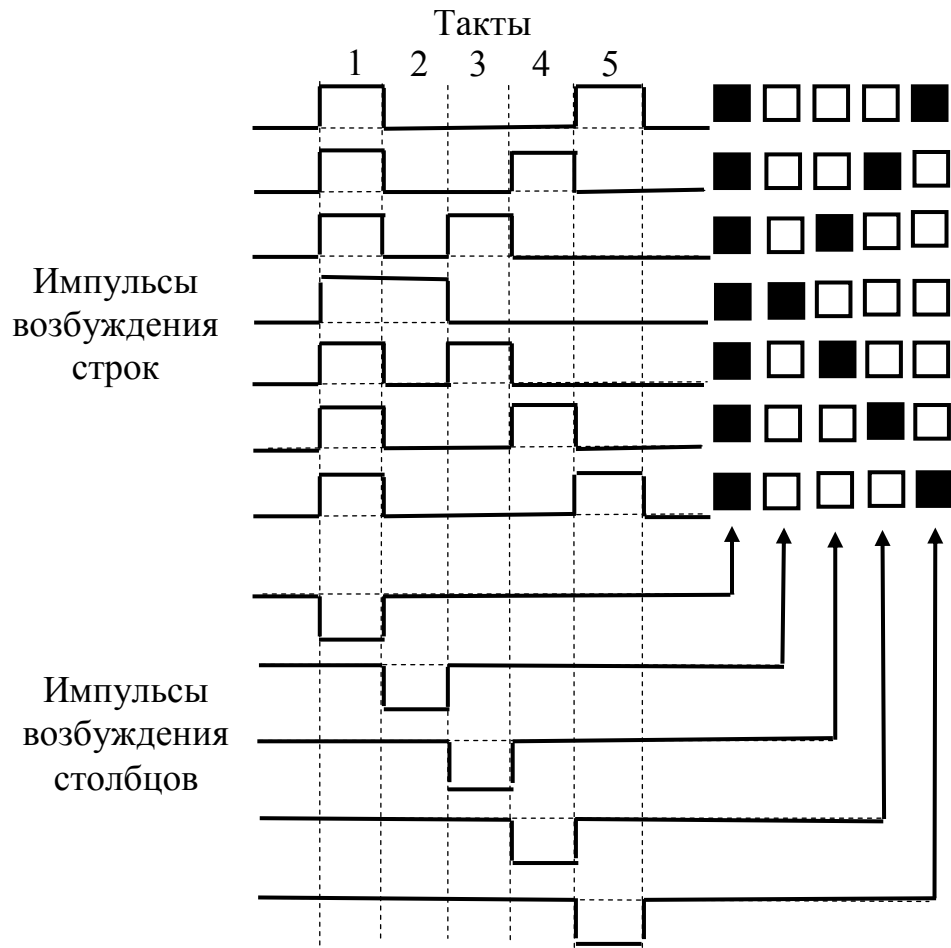


Рис. 4.56. Временная диаграмма формирования матричным коммутатором буквы К.

В некоторых сериях микросхем имеются знакогенераторы на основе ПЗУ для управления матричными индикаторами. Например, в серии ИМС К155 ИС РЕ21 ... РЕ24 образуют знакогенератор на 96 знаков, в котором записаны буквы русского и латинского алфавита, арифметические знаки и цифры. Выбор нужного символа осуществляется 10 разрядным входным кодом, в котором три используют для выбора строки, а остальные определяют выбор символа.

Основные параметры и примеры использования, выпускаемых промышленностью, светодиодов, цифровых, знаковых, линейных и матричных светодиодных индикаторов и табло приведены в [13, 14].

Вопросы для самопроверки

1. Каковы назначение и логическая схема шифратора?
2. Каковы назначение и логическая схема дешифратора?
3. Приведите примеры использования преобразователей кодов. Как строятся преобразователи кодов?
4. Какие задачи решают мультиплексоры и демультиплексоры?
5. Нарисуйте функциональную схему мультиплексора для четырех источников информации.

6. Составьте таблицу истинности полусумматора и нарисуйте его функциональную схему.
7. Чем отличаются полусумматор и одноразрядный сумматор?
8. Составьте таблицу истинности одноразрядного сумматора и нарисуйте его функциональную схему.
9. Каковы назначение и логическая схема цифрового компаратора?
10. Как строятся многоразрядные сумматоры?
11. По каким признакам классифицируют триггеры?
12. Поясните принцип работы асинхронного RS-триггера на элементах И-НЕ, используя временные диаграммы.
13. Поясните принцип работы одноступенчатого синхронизируемого RS-триггера на элементах И-НЕ, используя временные диаграммы.
14. В чем состоит принципиальное отличие двухступенчатого синхронизируемого RS-триггера на элементах И-НЕ от одноступенчатого?
15. Приведите функциональную схему T-триггера и поясните принцип его работы.
16. Нарисуйте схемы синхронных T и D-триггеров, реализованных на базе универсального JK-триггера.
17. По каким признакам можно провести классификацию регистров?
18. Приведите структурную схему и условное обозначение параллельного регистра.
19. Назовите области применения регистров.
20. По каким признакам можно провести классификацию счетчиков?
21. Приведите структурную схему и условное обозначение суммирующего счетчика.
22. Нарисуйте структурную схему делителя частоты на 7.
23. Каким образом достигается повышение быстродействия счетчиков?
24. Назовите основные параметры ЗУ.
25. По каким признакам классифицируют устройства памяти?
26. Нарисуйте обобщенную структурную схему ЗУ и поясните назначение входящих в ее состав устройств.
27. Как организованы схемы ПЗУ и на каких элементах памяти они выполняются?
28. Приведите принципиальную схему ЦАП с суммированием токов и объясните принцип его работы.
29. Зачем на выход ЦАП с суммированием токов включают операционный усилитель?
30. Приведите функциональную схему параллельного АЦП и объясните принцип его работы.
31. Почему параллельные АЦП являются самыми быстродействующими?
32. Приведите функциональную схему АЦП последовательного уравнивания и объясните принцип его работы.
33. Какие физические явления используются в индикаторных устройствах?

34. Приведите функциональную схему счетной декады на семисегментном индикаторе и объясните принцип его работы.

35. В чем заключается суть динамической индикации?

Глава пятая

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ И ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

5.1. 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

$$T = 1/f = 2\pi\sqrt{LC} \quad (5.1)$$

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 противоположную. В момент времени T конденсатор 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

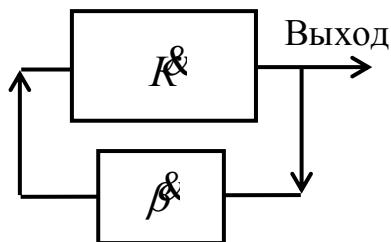


Рис. 5.1. Структурная схема генератора синусоидальных колебаний.

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. 5.1 приведена структурная схема генератора синусоидальных колебаний, где

K и β 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:

$$K\beta \geq 1, \quad (5.2,а)$$

$$\varphi_{yoc} = \varphi^0 + \varphi_{oc}^0 = 2n\pi, \quad (5.2,б)$$

где φ^0 , φ_{oc}^0 - фазовые сдвиги, вносимые усилителем и цепью обратной связи соответственно; n - целое число.

Для получения на выходе генератора синусоидального напряжения необходимо, чтобы соотношения (5.2) выполнялись лишь на одной частоте.

Соотношение (5.2,а) принято называть *балансом амплитуд*. Амплитуда сигнала на выходе устройства оказывается в K раз больше, чем на входе. Но она ослабляется в β 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. $K > 1/\beta$. Это условие позволяет первоначальным изменениям токов и напряжений (появившимся при подключении устройства к источнику питания) осуществить необходимое нарастание. Условие $K\beta = 1$ 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 (5.2,б) 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 , 2π , 4π и т.д. В результате происходит увеличение этого сигнала за счет сложения тока (или напряжения) с возвратившимся по цепи ПОС сигналом. Соотношение (5.2,б) 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.

5.1.1. 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. 5.2 приведена принципиальная схема одного из вариантов LC -генератора. Основой такого устройства является резонансный усилитель, в

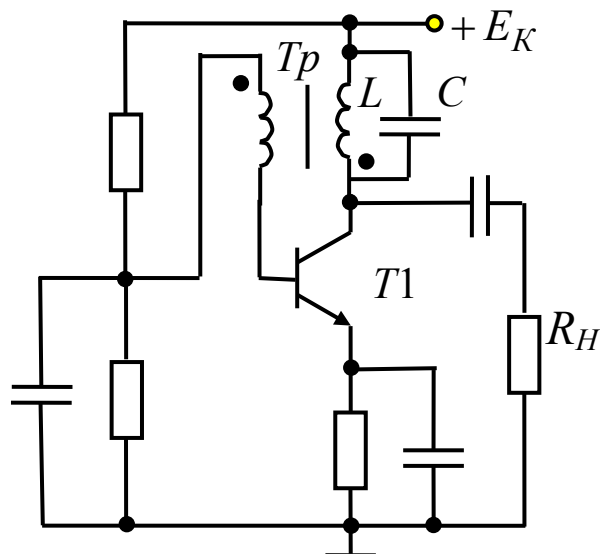


Рис. 5.2. LC -генератор с трансформаторной обратной связью.

котором с помощью трансформатора Tr создана ПОС. Условия генерации (5.2) здесь обеспечиваются для резонансной частоты контура f_0 . При подключении источника питания E_K 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 (5.2,б) перестает выполняться. Кроме того, отклонение от резонансной частоты приводит к снижению K_U , что может нарушить выполнение условия (5.2,а). Таким образом, генерация автоколебаний в устройстве (рис. 5.2) 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. 5.2). 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. 5.3 приведена принципиальная схема генератора с индуктивной трехточечной связью.

Здесь LC -контур образован секционированной индуктивностью L и емкостью параллельно включенного конденсатора C . Сигнал ПОС

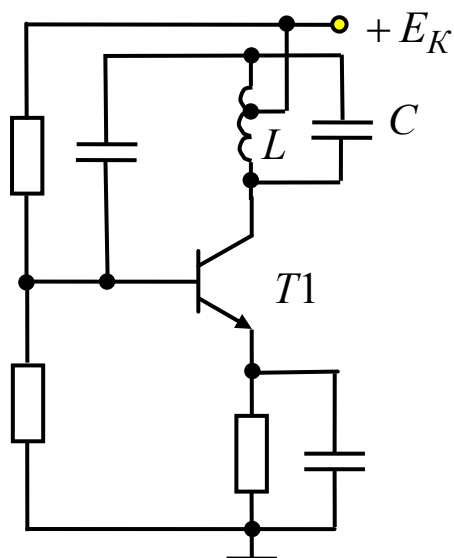


Рис. 5.3. LC -генератор с индуктивной трехточечной связью.

образуется на верхней секции L . Напряжение на выводах L относительно шины 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 (емкостного делителя).

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 приведена на рис.5.4. Электронная часть генератора представлена здесь неинвертирующим усилителем. Поскольку неинвертирующий усилитель на ОУ имеет малое выходное сопротивление, то LC -контур следует подключать к выходу ОУ через резистор R_{noc} .

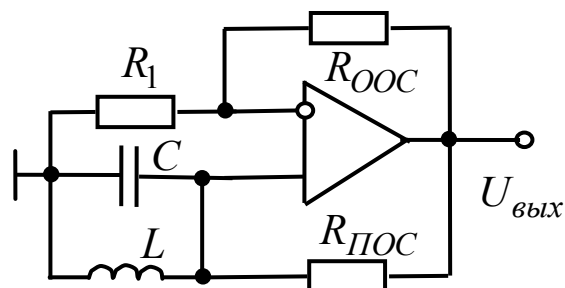


Рис. 5.4. LC -генератор с неинвертирующим ОУ.

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 (5.2). При отклонении частоты от f_0 сопротивление контура уменьшается и приобретает реактивный характер, что приводит к уменьшению K_U усилителя (за счет снижения глубины ПОС, которая становится меньше глубины ООС) и появлению дополнительных фазовых сдвигов. Таким образом, генерация колебаний в устройстве (рис. 5.4) оказывается возможной лишь на частотах, весьма близких к f_0 .

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.

5.1.2. 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

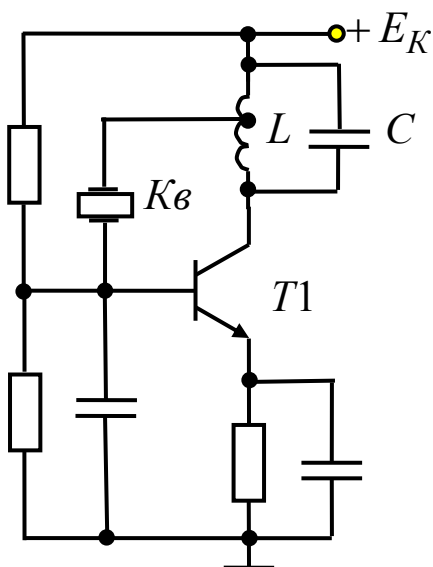


Рис. 5.5. LC -генератор с кварцевой стабилизацией.

сопротивление цепи обратной связи было значительно меньше собственного R кварцевого резонатора. Это условие выполняется в генераторе, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.5.

Для генерации колебаний необходимо настроить LC -контур на резонансную частоту кварцевого резонатора. В этом случае полное сопротивление LC -контура велико, что позволяет получить в каскаде большое K_U , а сопротивление кварцевого резонатора K_B мало, что обеспечивает глубокую ПОС между коллектором и базой транзистора. Частоту LC -контура можно выбирать гораздо больше резонансной частоты K_B . При этом резонатор

возбудится на соответствующей высшей гармонике. В серийных кварцевых резонаторах $f_0 = 10\text{кГц} - 10\text{МГц}$, 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 использования LC -контура. На рис. 5.6 приведена принципиальная схема одного из вариантов такого кварцевого генератора. Частота генерации здесь определяется значением f_0 . На частотах ниже 2 МГц к кварцу K_B желательно подключить емкостный делитель напряжения, состоящий из конденсаторов C_1 и C_2 (цепь обозначена пунктиром на рис. 5.6), который способствует выполнению баланса фаз на частоте генерации. Отметим, что в генераторе (рис. 5.6) индуктивность L

иногда может быть заменена резистором или параллельной цепью из резистора и конденсатора.

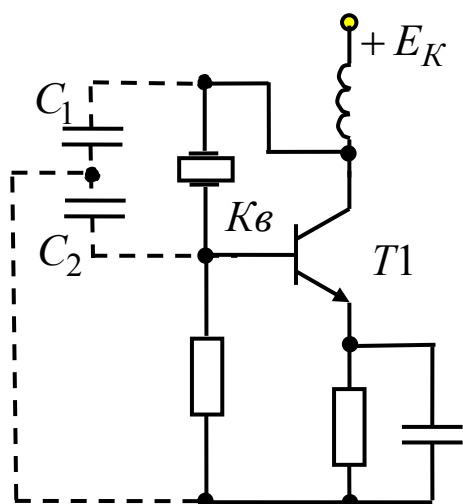


Рис. 5.6. Кварцевый генератор с емкостной трехточкой.

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 стандартные атомные частоты.

Помимо кварцевых резонаторов находят применение и другие элементы акустоэлектроники в генераторах специального назначения. Для генерации сигналов низких частот можно использовать акустоэлектронные элементы, работающие на изгибных колебаниях, а также RC -цепи. Самое широкое распространение в современной электронике получили низкочастотные синусоидальные RC -генераторы.

5.1.3. 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 схем RC -генераторов определяется большими схемотехническими возможностями RC -цепей.

На рис. 5.7 приведена принципиальная схема RC -генератора на

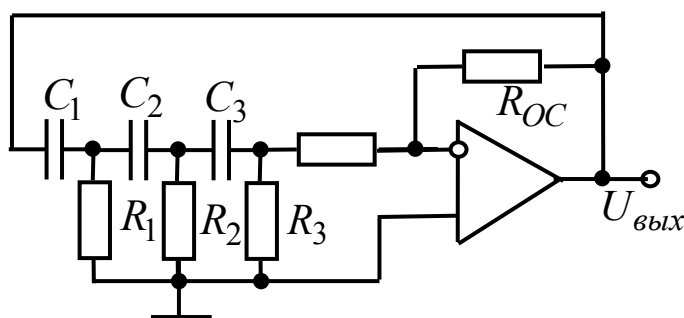


Рис. 5.7. RC -генератор на инвертирующем ОУ.

инвертирующем усилительном каскаде. В цепи ПОС здесь использован трехзвенный ФВЧ, сдвигающий фазу сигнала на 180° . 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 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 выше.

На частоте f_0 коэффициент обратной связи β 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 OY 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 и $\beta \approx 1/11$.

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 (5.2) 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. 5.8), который широко применяется в RC -генераторах.

На рис. 5.8 приведена принципиальная схема RC -генератора на неинвертирующем усилительном каскаде с мостом Вина в цепи ПОС.

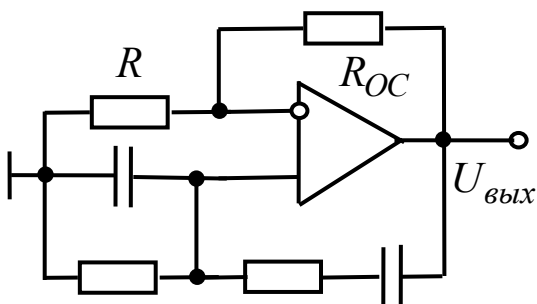


Рис. 5.8. RC – генератор на неинвертирующем ОУ с мостом Вина

Поскольку на частоте f_0 коэффициент передачи моста Вина равен $1/3$, то $\beta = 1/3$, и возбуждение генератора имеет место при $K_U > 3$, т.е. при $R_{OC}/R > 2$.

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.

5.2. Генераторы прямоугольных импульсов

Для получения импульсов прямоугольной формы с крутыми фронтами широко применяются устройства, принцип работы которых основан на использовании электронных усилителей с положительной обратной связью (ПОС), действующей в широкой полосе частот. К этим устройствам относятся так называемые релаксационные генераторы. 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. Эти генераторы могут работать в одном из следующих режимов: ждущем, автоколебательном, синхронизации или деления частоты.

В ждущем (заторможенном) режиме генератор имеет одно устойчивое состояние равновесия. Внешний запускающий импульс вызывает скачкообразный переход ждущего генератора в новое состояние, которое не является устойчивым. В этом состоянии, называемом квазиравновесным, или временно устойчивым, в схеме генератора происходят относительно медленные изменения, которые в конечном итоге приводят к обратному скачку, после чего восстанавливается исходное устойчивое состояние. Длительность состояния квазиравновесия, определяющая длительность генерируемого прямоугольного импульса, зависит от параметров схемы генератора.

Основными требованиями к ждущим генераторам являются стабильность длительности формируемого импульса и устойчивость его исходного состояния. Ждущие генераторы применяют, прежде всего, для

получения определенного временного интервала, начало и конец которого фиксируются соответственно фронтом и спадом генерируемого прямоугольного импульса, а также для расширения импульсов и других целей.

В автоколебательном режиме генератор имеет два состояния квазиравновесия и не имеет ни одного устойчивого состояния; в этом режиме без какого – либо внешнего воздействия генератор последовательно переходит скачком из одного состояния квазиравновесия в другое. При этом генерируются сигналы, амплитуда, длительность и частота повторения которых определяются в основном только параметрами генератора.

Основным требованием, предъявляемым к автоколебательным генераторам, является стабильность частоты автоколебаний. Между тем в результате изменений питающих напряжений, схемы и старения элементов, воздействия других факторов (температура, наводки и т.п.) стабильность частоты автоколебаний генератора обычно невелика.

В режиме синхронизации или деления частота повторения генерируемых импульсов определяется частотой внешнего синхронизирующего напряжения (синусоидального или импульсного), подаваемого в схему генератора: частота повторения импульсов равна или кратна частоте синхронизирующего напряжения.

Мультивибраторы могут быть построены на дискретных, логических элементах или на операционных усилителях. Мультивибраторы на основе логических элементов обычно применяют в цифровой аппаратуре, так как при этом наиболее полно обеспечивается унификация элементной базы. Кроме того, не требуется согласования по уровням сигналов релаксационных генераторов и других устройств аппаратуры.

Ждущие мультивибраторы на интегральных логических элементах могут быть построены с использованием времязадающей дифференцирующей RC-цепи или элемента задержки (чаще всего интегрирующей RC-цепи) и RS-триггера.

Ждущий мультивибратор с дифференцирующей времязадающей RC – цепью. Принципиальная схема ждущего мультивибратора и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, приведены на рис. 5.9.

В исходном состоянии напряжение на входе элемента D2 при соответствующем выборе сопротивления резистора R

$$U_{вхD2}(0) = U_{КТЗ}(0) = (R/R + R_{\sigma})(E_K - U_{бэм}) < U_{ПОР},$$

поэтому элемент D2 закрыт, так как на обоих его входах действуют сигналы логического нуля.

Запуск мультивибратора осуществляется положительными импульсами $U_{ЗАП}$ через формирователь, состоящий из дифференцирующей цепи C1R1 и инвертора на элементе D3. В момент времени t_1 с выхода формирователя на вход элемента D1 поступает короткий отрицательный запускающий импульс (сигнал 0), и элемент D1 запирается, на его выходе формируется положительный перепад напряжения, который передается через конденсатор

С на вход элемента D2. Последний отпирается, на его выходе устанавливается сигнал логического 0, который поддерживает элемент D1 в закрытом состоянии и после окончания действия запускающего импульса.

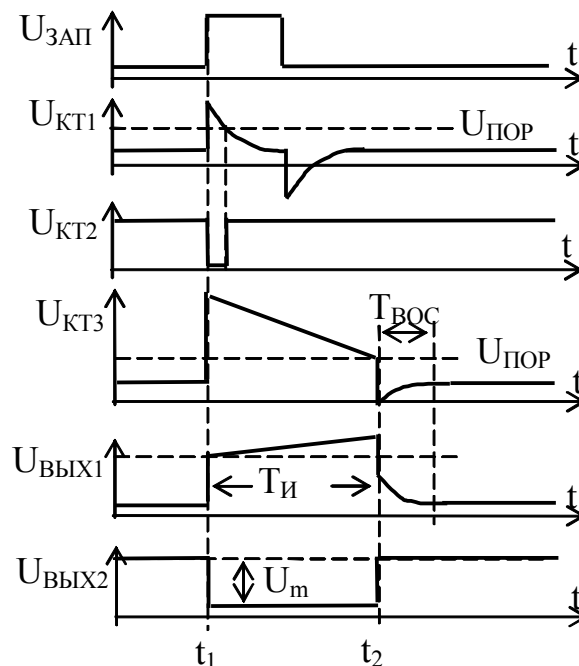
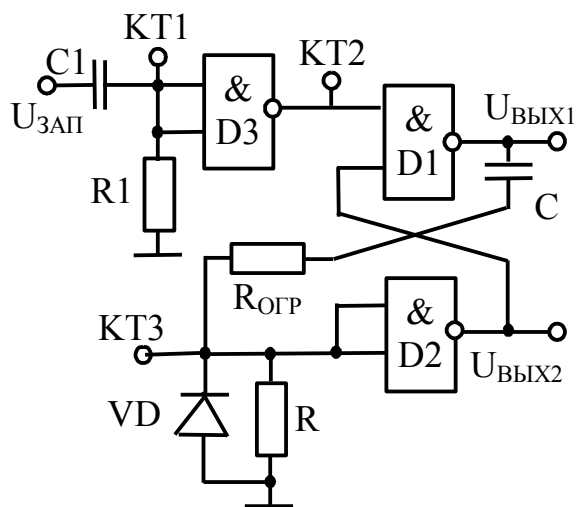


Рис. 5.9. Ждущий мультивибратор с дифференцирующей времязадающей RC – цепью.

Таким образом, в результате действия запускающего импульса мультивибратор перешел в состояние квазиравновесия, когда элемент D1 закрыт, а элемент D2 открыт. В этом состоянии происходит заряд конденсатора С через выходное сопротивление элемента D1 и резисторы R_{ОГР} и R. По мере заряда конденсатора С убывают ток заряда и напряжение на резисторе R, а, следовательно, и напряжение на входе элемента D2. При уменьшении напряжения на входе элемента D2 до порогового уровня $U_{ПОР}$ элемент D2 начинает закрываться, формирование импульса заканчивается.

В состоянии квазиравновесия напряжение на входе элемента D2 стремится измениться от величины

$$U_{ВХ D2}(t_1) = \left[U_{ВЫХ}^1 - U_C(0) \right] \frac{R}{R + R_{вых D1}^1 + R_{ОГР}} \quad (5.3)$$

где $U_{ВХ D2}(t_1)$ – напряжение на входе элемента D2 в момент начала состояния квазиравновесия;

$$U_C(0) = U_{ВЫХ}^0 - R(E_K - U_{бэМ}) / (R + R_{б}) \quad (5.4)$$

- напряжение на конденсаторе С в исходном устойчивом состоянии;

$R_{вых D1}^1$ – выходное сопротивление закрытого элемента D1;

до величины $U_{ВХ D2}(\infty) = 0$ (5.5)

Длительность формируемого импульса можно найти из выражения

$$T_{И} = \tau_C \lambda n \frac{U_{ВХ D2}(\infty) - U_{ВХ D2}(t_1)}{U_{ВХ D2}(\infty) - U_{ВХ D2}(T_{И})}, \quad (5.6)$$

где $\tau_C = C \cdot (R_{выхD1}^1 + R_{ОГР} + R)$ - постоянная заряда конденсатора С;

$U_{ВХD2}(T_{И}) = U_{ПОР}$ - пороговое напряжение логического элемента.

Поэтому длительность формируемого импульса с учетом выражений (5.3), (5.5) и (5.6) можно представить в виде

$$T_{И} = \tau_C \cdot \lambda \cdot \frac{\left[U_{ВЫХ}^1 - U_{ВЫХ}^0 + R(E_K - U_{бэМ}) / (R + R_{б}) \right] \cdot R}{U_{ПОР} \cdot (R_{выхD1}^1 + R_{ОГР} + R)} \quad (5.7)$$

После окончания формирования импульса развивается регенеративный процесс, приводящий к быстрому запираению элемента D2 и отпираению элемента D1. Далее происходит процесс восстановления исходного устойчивого состояния, связанный с разрядом конденсатора С через выходное сопротивление открытого элемента D1, ограничивающий резистор $R_{ОГР}$ и диод VD. Диод включается для уменьшения времени восстановления и защиты от пробоя по входу элемента D2 отрицательным выбросом напряжения. Резистор $R_{ОГР}$ ставится для ограничения тока, протекающего через открытый элемент D1 при разряде конденсатора С, до допустимой величины.

Время восстановления можно оценить из выражения

$$T_{ВОС} = (3 \div 5) \cdot C \cdot (R_{выхD1}^0 + R_{ОГР} + r_{д}) \quad (5.8)$$

где $R_{выхD1}^0$ - выходное сопротивление открытого элемента D1;

$r_{д}$ - сопротивление открытого диода;

при условии, что сопротивление резистора R и входное сопротивление элемента D2 во много раз больше сопротивления открытого диода.

Ждущий мультивибратор с RS – триггером. Принципиальная схема ждущего мультивибратора на RS- триггере с RC – элементом задержки и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, приведены на рис. 5.10.

Ждущий мультивибратор включает в себя RS – триггер на элементах D1 и D2, интегрирующую RC – цепь задержки с инвертором на элементе D4 и формирователь коротких импульсов запуска на элементе D3.

В исходном устойчивом состоянии элемент D1 RS- триггера открыт, а элемент D2 закрыт. Действительно, на входах элемента D2 действуют (см. рис. 5.10) взаимно инвертированные сигналы, а на входах элемента D1 – сигналы, соответствующие уровню логической единицы. Конденсатор С в исходном состоянии заряжен через выходное сопротивление закрытого элемента D4 и сопротивление R до напряжения $U_C(0) = U_{ВЫХ}^1$,

где $U_{ВЫХ}^1$ – напряжение логической 1 на входе элемента D4.

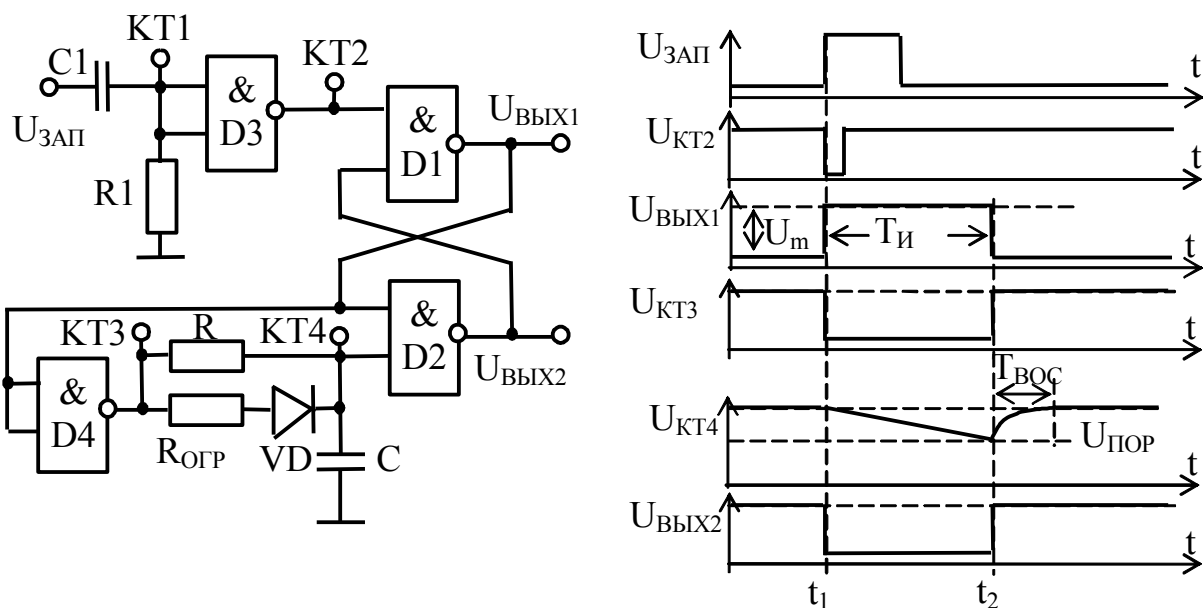


Рис. 5.10. Ждущий мультивибратор с RS – триггером.

В момент t_1 на вход элемента D1 RS – триггера (вход S) поступает с формирователя на элементе D3 короткий отрицательный импульс, соответствующий уровню логического 0. Под действием этого импульса RS-триггер переходит в новое устойчивое состояние, когда элемент D1 закрыт, а элемент D2 открыт, что соответствует состоянию квазиравновесия в мультивибраторе. При этом элемент D4 открывается и начинается разряд конденсатора C через резистор R и малое выходное сопротивление $R_{вых}^0$ элемента D4. Напряжение на конденсаторе C при разряде стремится уменьшиться до величины $U_C(\infty) = U_{ВЫХ}^0$, где $U_{ВЫХ}^0$ – напряжение логического 0 на выходе элемента D4.

В некоторый момент времени t_2 напряжение на конденсаторе C а, следовательно, и на входе элемента D2 (R - вход RS – триггера) достигнет порогового уровня $U_{ПОР}$ и элемент D2 начинает закрываться. RS – триггер опрокидывается в исходное устойчивое состояние, когда элемент D1 открыт, а элемент D2 закрыт. Состояние квазиравновесия в мультивибраторе заканчивается.

После этого происходит процесс восстановления исходного устойчивого состояния, связанный с зарядом конденсатора C через выходное сопротивление элемента D4 и сопротивление резистора R. Для уменьшения времени восстановления часто резистор R шунтируют цепочкой, состоящей из диода VD и резистора $R_{огр}$. Резистор $R_{огр}$ вводится для ограничения тока, протекающего через элемент D4 при заряде конденсатора C, до допустимой величины.

Длительность формируемого импульса можно оценить из выражения

$$T_{И} = \tau \cdot \lambda n \frac{U_C(\infty) - U_C(0)}{U_C(\infty) - U_{ПОР}} = \tau \cdot \lambda n \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{ВЫХ}^0}{U_{ПОР} - U_{ВЫХ}^0}, \quad (5.9)$$

где $\tau = C(R + R_{выхD4}^0) \approx CR$ - постоянная разряда конденсатора C ;
 $R_{выхD4}^0$ - выходное сопротивление открытого элемента $D4$.

Время восстановления исходного состояния в схеме равно

$$T_{BOC} = (3 \div 5) \cdot C \cdot (R_{выхD4}^1 + R_{ОГР} + r_{\partial}) \quad (5.10)$$

где $R_{выхD4}^1$ - выходное сопротивление закрытого элемента $D4$;

r_{∂} - сопротивление открытого диода.

Ждущий мультивибратор на RS – триггере обладает рядом достоинств по сравнению с ждущими мультивибраторами с дифференцирующей RC-цепью в цепи обратной связи:

- времязадающая цепь непосредственно не связана ни с одним из выходов и подключение нагрузки к любому из них не влияет на длительность формируемых импульсов;
- на обоих выходах формируются импульсы, форма которых близка к прямоугольной форме;
- отсутствуют нежелательные выбросы напряжения; особенно важно отсутствие отрицательных выбросов, так как режим работы большинства логических элементов с отрицательными входными выбросами не допускается техническими условиями.

Автоколебательный мультивибратор на логических элементах. На рис. 5.11, представлена принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на ИМС, реализующих логическую функцию И-НЕ. Логические схемы $D3$ и $D4$ имеют вспомогательное назначение и служат для создания режима мягкого самовозбуждения колебаний в схеме. При включении питания и возможном появлении на обоих выходах элементов $D1$ и $D2$ сигналов логической единицы срабатывают элементы $D3$ и $D4$. На вход $D2$ поступает высокий уровень напряжения, который вызывает переключение $D2$ в состояние логического нуля на выходе и приводит к возникновению режима автоколебаний.

Временные диаграммы, характеризующие работу схемы в режиме автоколебаний, приведены на рис. 5.11. В момент времени t_1 напряжение $U_{вых2}$ достигает порогового значения $U_{пор}$, при котором происходит переключение элемента $D2$. Напряжение $U_{вых2}$ изменяется от уровня $U_{ВЫХ2}^0$, соответствующего логическому нулю, до уровня $U_{ВЫХ}^1$ логической единицы. Так как конденсатор $C1$ представляет собой в момент времени t_1 цепь, замкнутую накоротко (напряжение на конденсаторе скачком измениться не может), то $U_{вых1}(t_1) = U_{ВЫХ}^1$ и, следовательно, $U_{ВЫХ1}(t_1) = U_{ВЫХ}^0$.

Скачок напряжения $U_{ВЫХ1}$ от $U_{ВЫХ}^1$ до $U_{ВЫХ}^0$ через конденсатор $C2$ передается на вход элемента $D2$ и создает нежелательный отрицательный

выброс напряжения U_{ex2} . Чтобы исключить отрицательные выбросы на входах D1 и D2, резисторы R1 и R2 шунтируют диодами VD1 и VD2.

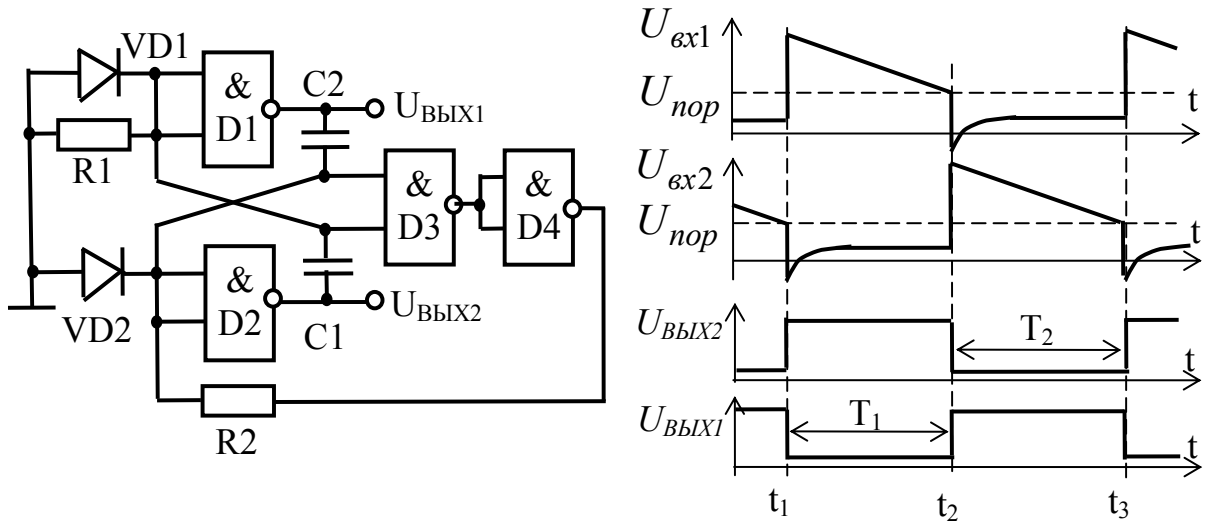


Рис. 5.11. Автоколебательный мультивибратор на логических элементах.

После момента времени t_1 конденсатор C1 начинает заряжаться с постоянной времени $\tau_{зар1} = R1C1$, а напряжение U_{ex1} стремится к нулю с той же постоянной времени. По достижении напряжением U_{ex1} порогового значения $U_{пор}$, при котором переключается элемент D1, напряжение $U_{ВЫХ1}$ скачком изменяется до значения, соответствующего логической единице, т.е. $U_{ВЫХ1}(t_2) = U_{ВЫХ}^1$, что приводит к изменению напряжения $U_{ex2}(t_2) = U_{ВЫХ}^1$, а следовательно, $U_{ВЫХ2}(t_2) = U_{ВЫХ}^0$. Таким образом, мультивибратор переходит в следующее квазиустойчивое состояние, за время которого происходят заряд конденсатора C2 и изменение напряжения U_{ex2} с постоянной времени $\tau_{зар2} = R2C2$. При $U_{ex2}(t_3) = U_{пор}$ мультивибратор переходит в новое квазиустойчивое состояние, во время которого заряжается конденсатор C1, т.е. цикл повторяется.

В соответствии с временными диаграммами (рис. 5.11) длительность импульсов выходного напряжения $U_{вых2}$ определяется формулой

$$T_1 = (R1 + R_{ВЫХ}^1) \cdot C1 \cdot \ln(U_{ВЫХ}^1 - U_{ВЫХ}^0 + U_{R1}) / U_{пор}$$

Длительность паузы между соседними выходными импульсами напряжения

$$T_2 = (R2 + R_{ВЫХ}^1) \cdot C2 \cdot \ln(U_{ВЫХ}^1 - U_{ВЫХ}^0 + U_{R2}) / U_{пор},$$

где U_{R1} , U_{R2} - падение напряжения на резисторах R1, R2 от протекания входного тока элемента при низком уровне выходного напряжения ($U_{R1} = I_{ex}^0 \cdot R1$; $U_{R2} = I_{ex}^0 \cdot R2$);

$R_{ВЫХ}^1$ – выходное сопротивление элемента при высоком уровне выходного напряжения. Обычно выбирают $R1 = R2 = R$.

Автоколебательный мультивибратор на операционном усилителе. Принципиальная схема и временные диаграммы работы автоколебательного мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 5.12.

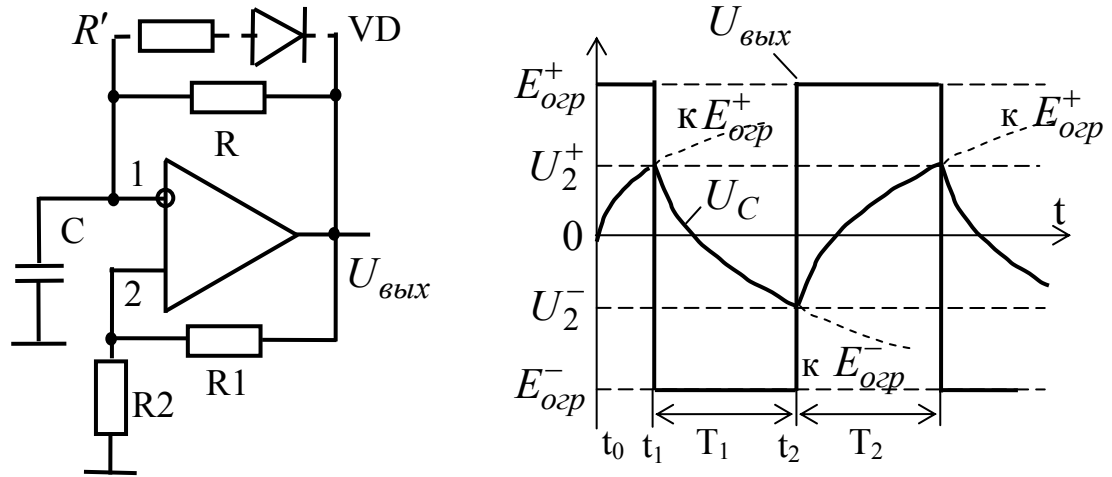


Рис. 5.12. Автоколебательный мультивибратор на ОУ.

При включении питания дифференциальное напряжение смещения, возникающее на входе ОУ за счет действия ПОС, образованной резисторами R1 и R2, скачком переводит операционный усилитель в режим ограничения выходного сигнала.

Пусть в момент времени t_0 на выходе ОУ устанавливается положительное максимальное напряжение $U_{вых\max} = E_{огр}^+$. Вход 1 в момент времени t_0 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 R1 и R2 и равно $U_2^+(t_0) = E_{огр}^+ \cdot R2 / (R1 + R2) = E_{огр}^+ \cdot \gamma$.

После момента t_0 конденсатор заряжается с постоянной времени $\tau = RC$ и напряжение на нем, а следовательно, и на входе 1 ОУ изменяется, стремясь от нуля к значению $E_{огр}^+$. 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 - $U_{вых\max} = E_{огр}^-$.

Напряжение U_2 становится отрицательным и удерживает схему в состоянии ограничения, когда $U_{вых} = E_{огр}^-$. Конденсатор C перезаряжается,

а напряжение на нем стремится к $E_{огр}^-$. При $U_C = U_2^- = E_{огр}^- \cdot \gamma$ происходит скачок выходного напряжения к положительному пределу.

Длительности квазистационарных состояний схемы определяются из формул:

$$T_1 = RC\lambda \frac{|E_{огр}^-| + U_2^+}{|E_{огр}^-| - |U_2^-|} = RC\lambda \left(1 + \frac{2R2}{R1} \right);$$

$$T_2 = RC\lambda \frac{E_{огр}^+ + |U_2^-|}{E_{огр}^+ - U_2^+} = RC\lambda \left(1 + \frac{2R2}{R1} \right) = T_1.$$

Таким образом, схема генерирует импульсы со скважностью, равной двум. Для изменения частоты и скважности выходных импульсов можно: подключить резистор R2 к источнику напряжения $E \neq 0$; или зашунтировать резистор R цепью, состоящей из последовательно соединенных резистора R' и диода VD (на рис. 5.13 эта цепочка показана пунктиром).

Вопросы для самопроверки.

1. Какие существуют типы генераторов?
2. Сформулируйте необходимые и достаточные условия существования автоколебательного режима работы в генераторах гармонических колебаний.
3. Приведите схему LC-генератора гармонических колебаний и поясните назначение ее элементов.
4. Приведите схему RC-генератора гармонических колебаний и поясните назначение ее элементов.
5. Какие устройства называют мультивибраторами?
6. Какую роль в мультивибраторах выполняют конденсаторы?
7. Приведите схему ждущего мультивибратора на логических элементах и укажите элементы схемы, которые определяют длительность, формируемых импульсов.
8. Что понимают под временем восстановления в ждущем мультивибраторе?
9. Какие существуют принципиальные отличия между схемами ждущих и автоколебательных мультивибраторов?
10. Приведите схему автоколебательного мультивибратора на операционном усилителе и поясните принцип его работы.

Глава шестая

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

6.1. Основные положения.

Вторичные источники питания предназначены для получения напряжения, необходимого для непосредственного питания электронных и других устройств. Предполагается, что вторичные источники в свою очередь получают энергию от первичных источников питания, вырабатывающих электричество - от генераторов, аккумуляторов и т. д. Питаться электронные устройства непосредственно от первичных источников обычно нельзя.

Вторичные источники питания являются одними из наиболее важных устройств электроники. Например, часто надежность того или иного устройства электроники существенно зависит от того, насколько надежен его вторичный источник питания. Общепринято вторичные источники называть источниками питания.

Рассмотрим типичные структурные схемы источников питания, получающих энергию от промышленной сети с частотой 50 Гц.

Рассмотрим вначале источник питания без преобразователя частоты, структурная схема которого представлена на рис. 6.1.

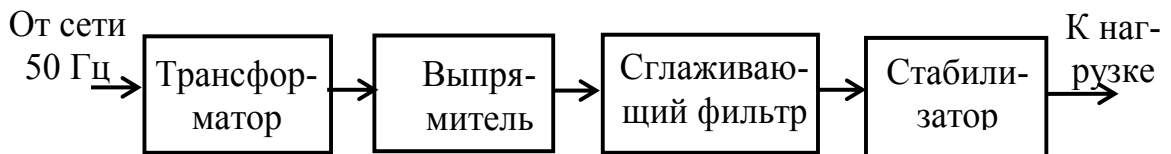


Рис. 6.1. Структурная схема источника питания без преобразования частоты.

Трансформатор предназначен для гальванической развязки питающей сети и нагрузки и изменения уровня переменного напряжения. Обычно трансформатор является понижающим. Выпрямитель преобразует переменное напряжение в напряжение одной полярности (пульсирующее). Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации напряжения на выходе выпрямителя. Стабилизатор уменьшает изменения напряжения на нагрузке (стабилизирует напряжение), вызванные изменением напряжения сети и изменением тока, потребляемого нагрузкой.

Напряжение в сети обычно может изменяться в диапазоне +15...- 20% от номинального значения.

Рассмотренный источник питания является источником питания без преобразования частоты. Такие источники питания ранее использовались широко, однако в последнее время вместо них все чаще используют источники с преобразованием частоты. Причиной этого является то, что в источниках без преобразования частоты вес и габариты трансформатора, работающего на частоте 50 Гц, а также сглаживающего фильтра оказываются довольно большими. Тем не менее, рассматриваемые источники питания используются и в настоящее время.

Рассмотрим источник питания с преобразователем частоты (рис. 6.2.).

В этих источниках напряжение от сети подается непосредственно на выпрямитель 1. На выходе сглаживающего фильтра 1 создается постоянное напряжение, которое вновь преобразуется в переменное с помощью так называемого инвертора. Полученное переменное напряжение имеет частоту, значительно превышающую 50 Гц (обычно используют частоты в десятки килогерц). Затем напряжение передается через трансформатор, выпрямляется и фильтруется. Так как трансформатор в этой схеме работает на повышенной частоте, то его вес и габариты, а также вес и габариты сглаживающего фильтра 2 оказываются очень незначительными. Как и в предыдущей схеме, основная роль трансформатора состоит в гальванической развязке сети и нагрузки. Инвертор, трансформатор и выпрямитель 2 образуют конвертор - устройство для изменения уровня постоянного напряжения.

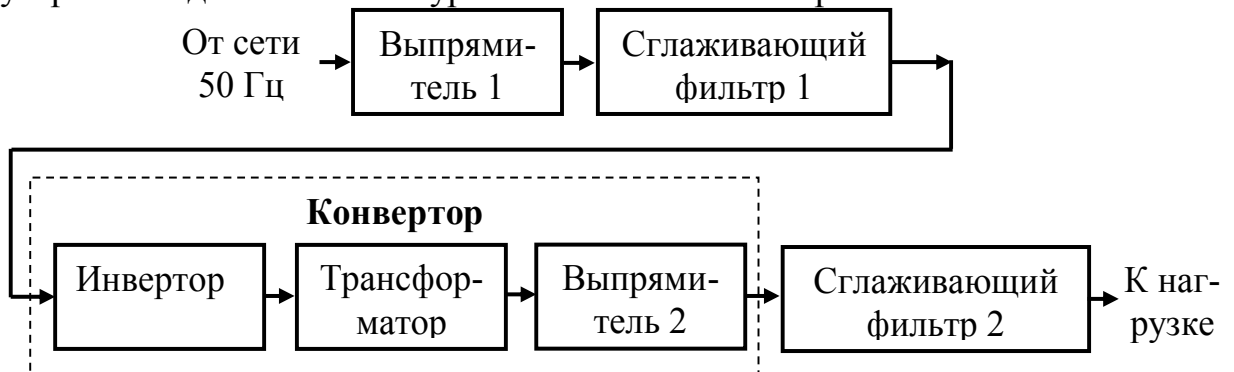


Рис. 6.2. Структурная схема источника питания с преобразованием частоты.

Необходимо отметить, что в такой схеме инвертор выполняет роль стабилизатора напряжения. В качестве активных приборов в инверторе используются транзисторы (биполярные или полевые). Иногда применяются тиристоры. В любом случае активные приборы работают в ключевом режиме (например, транзистор или включен и находится в режиме насыщения, или выключен и находится в режиме отсечки), поэтому источники питания с преобразованием частоты называют также импульсными. Однако следует иметь в виду, что и в источниках без преобразования частоты могут использоваться импульсные стабилизаторы, в которых транзисторы работают в ключевом режиме.

Рассматриваемые источники питания широко используются в современных устройствах электроники, в частности в компьютерах. Они обладают, как правило, значительно лучшими технико-экономическими показателями в сравнении с рассмотренными выше источниками без преобразования частоты.

Перейдем теперь к рассмотрению отдельных элементов структурных схем источников питания.

6.2. Выпрямители.

В маломощных источниках питания (до нескольких сотен ватт) обычно используют однофазные выпрямители. В мощных источниках целесообразно применять трехфазные выпрямители.

Выпрямители имеют следующие основные параметры:

а) среднее значение выходного напряжения $U_{вых}$

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{вых} dt ;$$

где T - период напряжения сети (для промышленной сети - 20 мс);

б) среднее значение выходного тока $i_{вых}$

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{вых} dt ;$$

в) коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\varepsilon = U_m / U_{cp} ,$$

где U_m - амплитуда низшей (основной) гармоники выходного напряжения.

Часто коэффициент пульсаций измеряют в процентах.

Указанные параметры являются наиболее важными при использовании выпрямителя.

При проектировании выпрямителя широко применяются также следующие параметры, характеризующие его внутренние особенности:

а) действующее значение $U_{вх}$ входного напряжения выпрямителя;

б) максимальное обратное напряжение $U_{обр макс}$ на отдельном диоде или тиристоре (т. е. на вентиле). Это напряжение принято выражать через напряжение U_{cp} ;

в) среднее значение $I_{д ср}$ тока отдельного вентиля;

г) максимальное (амплитудное) значение $I_{д макс}$ тока отдельного вентиля.

Токи $I_{д ср}$ и $I_{д макс}$ принято выражать через I_{cp} . Значение $U_{обр макс}$ используется для выбора вентиля по напряжению. Значения $I_{д ср}$ и $I_{д макс}$ используются для выбора вентиля по току. Здесь следует иметь в виду, что вследствие малой тепловой инерционности полупроводникового вентиля он может выйти из строя даже в том случае, когда его средний ток $I_{д ср}$ мал, но велик максимальный ток $I_{д макс}$.

Однофазный однополупериодный выпрямитель является простейшим и имеет схему, приведенную на рис.6.3,а. В таком выпрямителе ток через нагрузку протекает лишь в течение полупериода сетевого напряжения (рис. 6.3.б).

Исходя из приведенных выше определений, получим основные параметры:

$$U_{cp} = \sqrt{2} \cdot U_{вх} / \pi \approx 0,45 \cdot U_{вх} , \quad U_{вх} \approx 2,22 \cdot U_{cp} ,$$

$$U_{обр макс} = \sqrt{2} \cdot U_{вх} = \pi \cdot U_{cp} , \quad I_{д ср} = I_{cp} ,$$

$$I_{д макс} = \sqrt{2} \cdot U_{вх} / R_H = \pi \cdot I_{cp} , \quad \varepsilon = \pi/2 = 1,57 ,$$

$$I_{cp} = U_{cp} / R_H$$

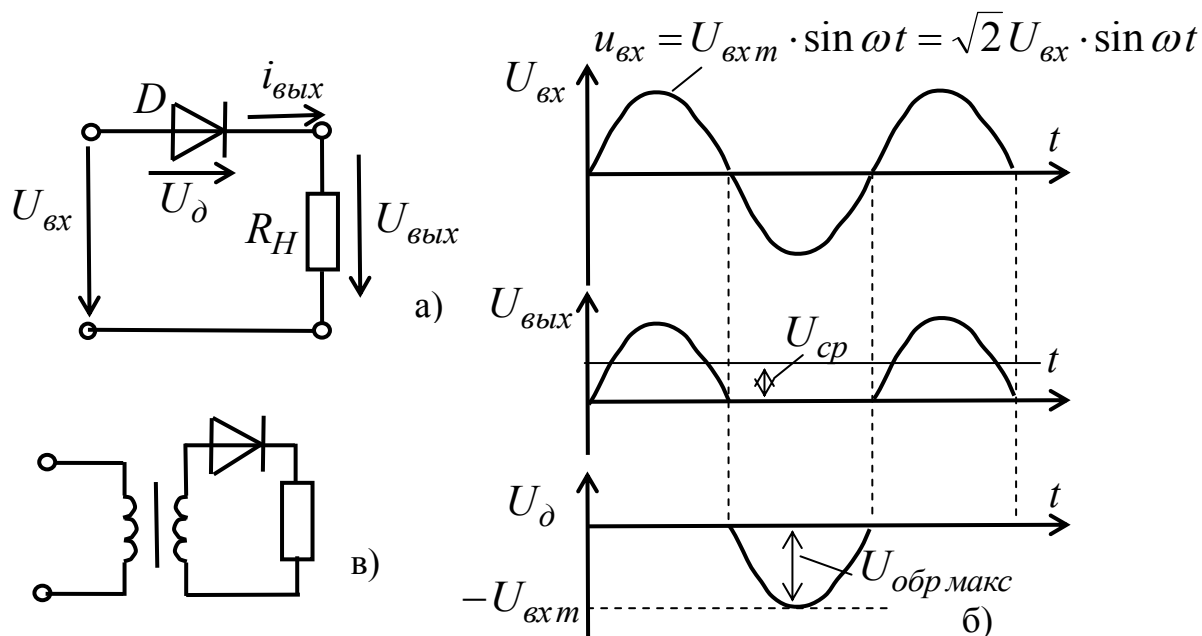


Рис. 6.3. Простейший однофазный однополупериодный выпрямитель. (а – схема, б – эюры напряжений, в – схема питания через трансформатор)

Такой выпрямитель находит ограниченное применение в маломощных устройствах. Кроме прочего, характерной отрицательной чертой однополупериодного выпрямителя является протекание постоянной составляющей тока во входной цепи. Если выпрямитель питается через трансформатор, как показано на рис. 6.3, в, то наличие указанной постоянной составляющей тока вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, что приводит к необходимости увеличивать его габаритные размеры.

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой представляет собой параллельное соединение двух однополупериодных выпрямителей. Рассматриваемый выпрямитель может использоваться только с трансформатором, имеющим вывод от середины вторичной обмотки (рис. 6.4, а). Диоды схемы проводят ток поочередно, каждый в течение полупериода (рис. 6.4, б).

Основные параметры такого выпрямителя получим аналогично тому, как это делалось ранее:

$$U_{cp} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 / \pi \approx 0,9 \cdot U_2 ,$$

где U_2 - действующее значение напряжения каждой половины вторичной обмотки;

$$U_{обр макс} = 2\sqrt{2} \cdot U_2 = \pi \cdot U_{cp} , \quad U_2 \approx 1,11 \cdot U_{cp} ,$$

$$I_{\partial \text{cp}} = 0,5 \cdot I_{\text{cp}}, \quad I_{\text{cp}} = U_{\text{cp}} / R_H,$$

$$I_{\partial \text{макс}} = \sqrt{2} \cdot U_2 / R_H = \pi \cdot I_{\text{cp}}, \quad \varepsilon = 2/3 \approx 0,67.$$

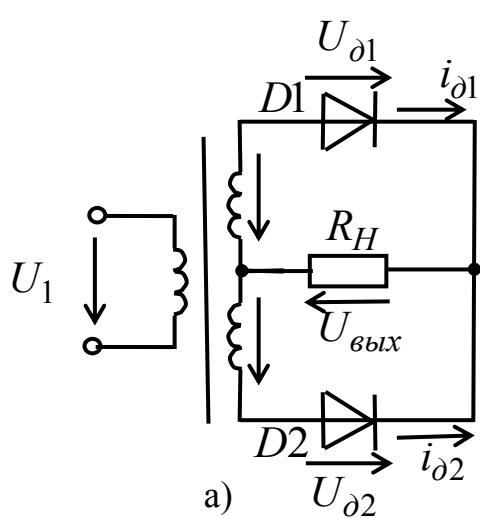
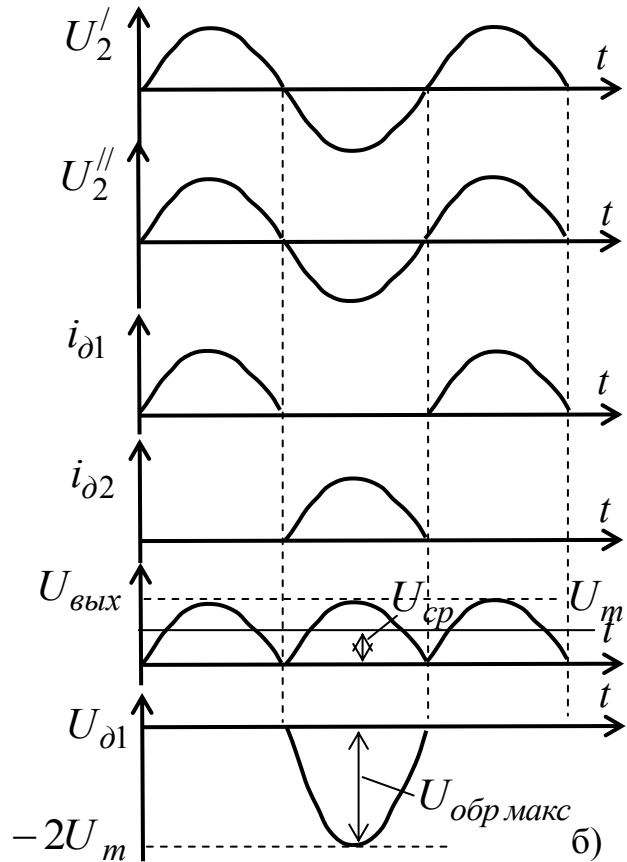


Рис. 6.4. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой. (а – схема, б – эпюры напряжений)



Рассматриваемый выпрямитель характеризуется довольно высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. При его проектировании полезно помнить о сравнительно большом обратном напряжении на диодах.

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 6.5, а) можно считать пределом совершенства тех однофазных выпрямителей, которые могут использоваться без трансформатора. Не известна другая однофазная схема без трансформатора, в которой бы так рационально использовались диоды. Диоды в рассматриваемой схеме включаются и выключаются парами. Одна пара — это диоды D1 и D2, а другая - D3 и D4. Таким образом, к примеру, диоды D1 и D2 или оба включены и проводят ток, или оба выключены (рис. 6.5, б). Если не забывать мысленно, заменять каждый включенный диод короткой, а каждый выключенный - разрывом цепи, то анализ работы этой схемы оказывается совсем нетрудным.

Основные параметры выпрямителя следующие:

$$U_{\text{cp}} = 2\sqrt{2} \cdot U_{\text{вх}} / \pi \approx 0,9 \cdot U_2, \quad U_{\text{вх}} \approx 1,11 \cdot U_{\text{cp}},$$

$$U_{\text{обр макс}} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \pi \cdot U_{\text{cp}} / 2, \quad I_{\text{cp}} = U_{\text{cp}} / R_H,$$

$$I_{\partial \text{cp}} = 0,5 \cdot I_{\text{cp}}, \quad \varepsilon = 2/3 \approx 0,67,$$

$$I_{\partial \text{ макс}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{вх}} / R_H = \pi \cdot I_{\text{ср}} / 2 .$$

Такой выпрямитель характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Часто все четыре диода выпрямителя помещают в один корпус.

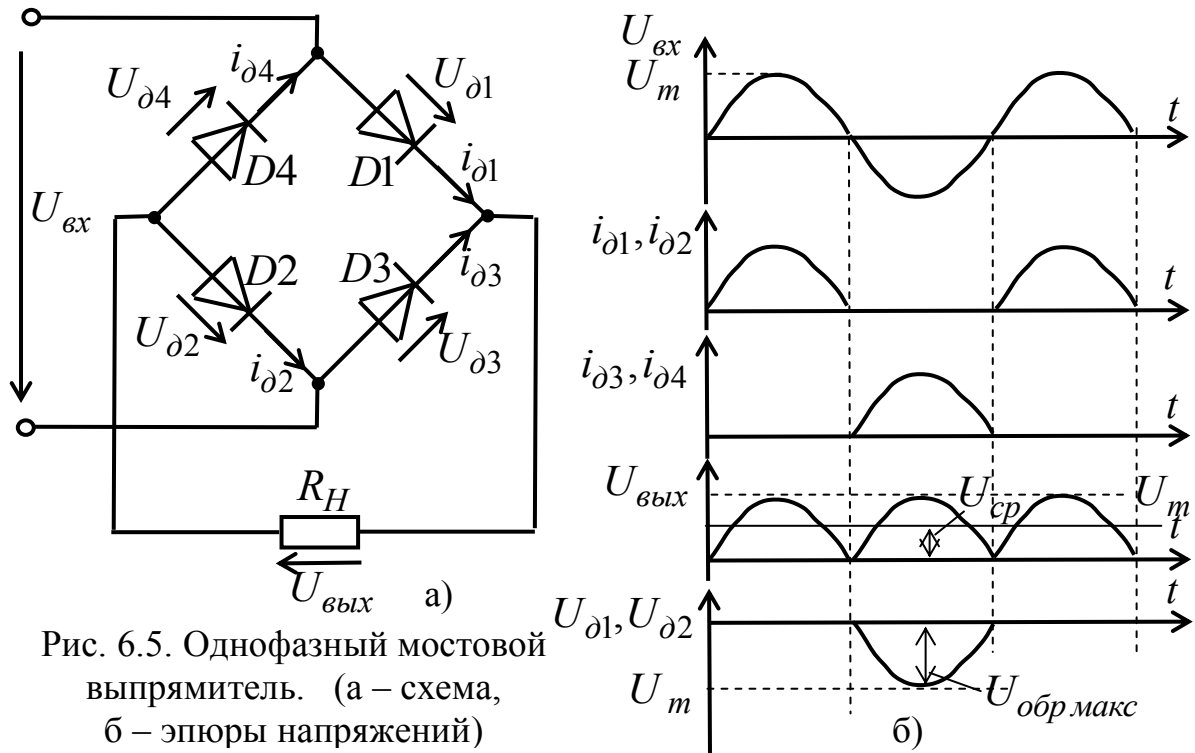


Рис. 6.5. Однофазный мостовой выпрямитель. (а – схема, б – эюры напряжений)

6.3. Сглаживающие фильтры.

Выпрямленное напряжение имеет существенные пульсации, поэтому широко используют сглаживающие фильтры - устройства, уменьшающие эти пульсации. Важнейшим параметром сглаживающего фильтра является коэффициент сглаживания S . По определению $S = \varepsilon_1 / \varepsilon_2$, причем ε_1 и ε_2 определяют как коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра соответственно.

Для емкостного фильтра, у которого вход и выход фактически совпадают, под ε_1 понимают коэффициент пульсаций до подключения фильтра, а под ε_2 - коэффициент пульсаций после его подключения. Коэффициент сглаживания показывает, во сколько раз фильтр уменьшает пульсации. На выходе фильтра напряжение оказывается хорошо сглаженным, а коэффициент пульсаций может иметь значения в диапазоне 0,001 ... 0,00003.

Простейшим фильтром является емкостной фильтр (С-фильтр). Рассмотрим его работу на примере однофазного однополупериодного выпрямителя (рис. 6.6). Емкостной фильтр подключают параллельно нагрузке (рис. 6.6, а).

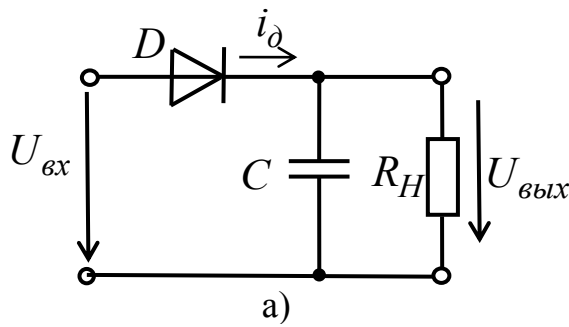
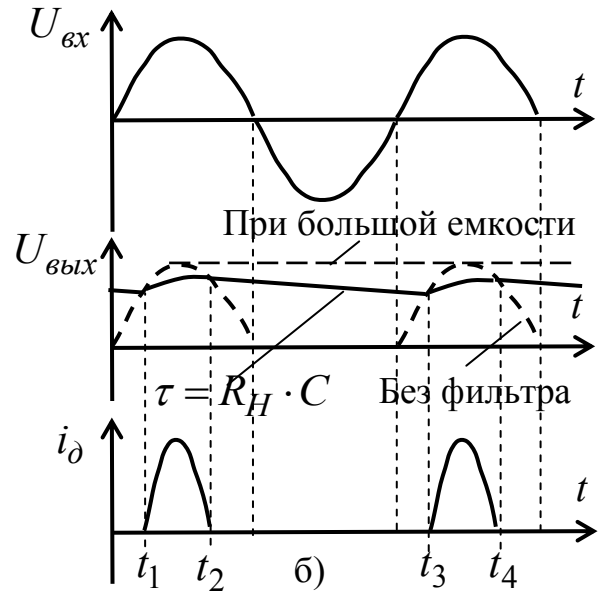


Рис. 6.6. Однофазный однополупериодный выпрямитель с емкостным фильтром. (а – схема, б – эюры напряжений)



На отрезке времени $t_1 \dots t_2$ диод открыт и конденсатор заряжается (рис. 6.6, б). На отрезке $t_2 \dots t_3$ диод закрыт, источник входного напряжения отключен от конденсатора и нагрузки. Разряд конденсатора характеризуется экспонентой с постоянной времени $\tau = R_H \cdot C$. Ток через диод протекает только часть полупериода (отрезок $t_1 \dots t_2$). Чем короче отрезок $t_1 \dots t_2$, тем больше амплитуда тока диода при заданном среднем токе нагрузки. Если емкость C очень велика, то отрезок $t_1 \dots t_2$ оказывается очень малым, а амплитуда тока диода очень большой, и диод может выйти из строя. Такой фильтр широко используется в маломощных выпрямителях; в мощных выпрямителях он используется редко, так как режим работы диода и соответствующих электрических цепей (к примеру, обмоток трансформатора) достаточно тяжел.

В качестве фильтра можно использовать и индуктивность. Легко доказать, что индуктивный фильтр (L-фильтр) практически не дает полезного эффекта в однофазном однополупериодном выпрямителе. Рассмотрим работу индуктивного фильтра на примере однофазного мостового выпрямителя. Индуктивный фильтр включают последовательно с нагрузкой (рис. 6.7, а). Часто используют катушку индуктивности (реактор) на магнитном сердечнике с зазором.

Предположим, что постоянная времени τ , определяемая выражением $\tau = L/R_H$, достаточно велика (как это обычно бывает на практике). Тогда ток нагрузки оказывается практически постоянным (рис. 6.7, б).

Такой фильтр широко используется в выпрямителях, особенно мощных. Режим работы диодов (и соответствующих электрических цепей) не является тяжелым.

На практике используют также следующие типы фильтров (рис. 6.8): индуктивно-емкостной или Г-образный LC-фильтр (а), Г-образный RC-фильтр (б), П-образный LC-фильтр (в), П-образный RC-фильтр (г).

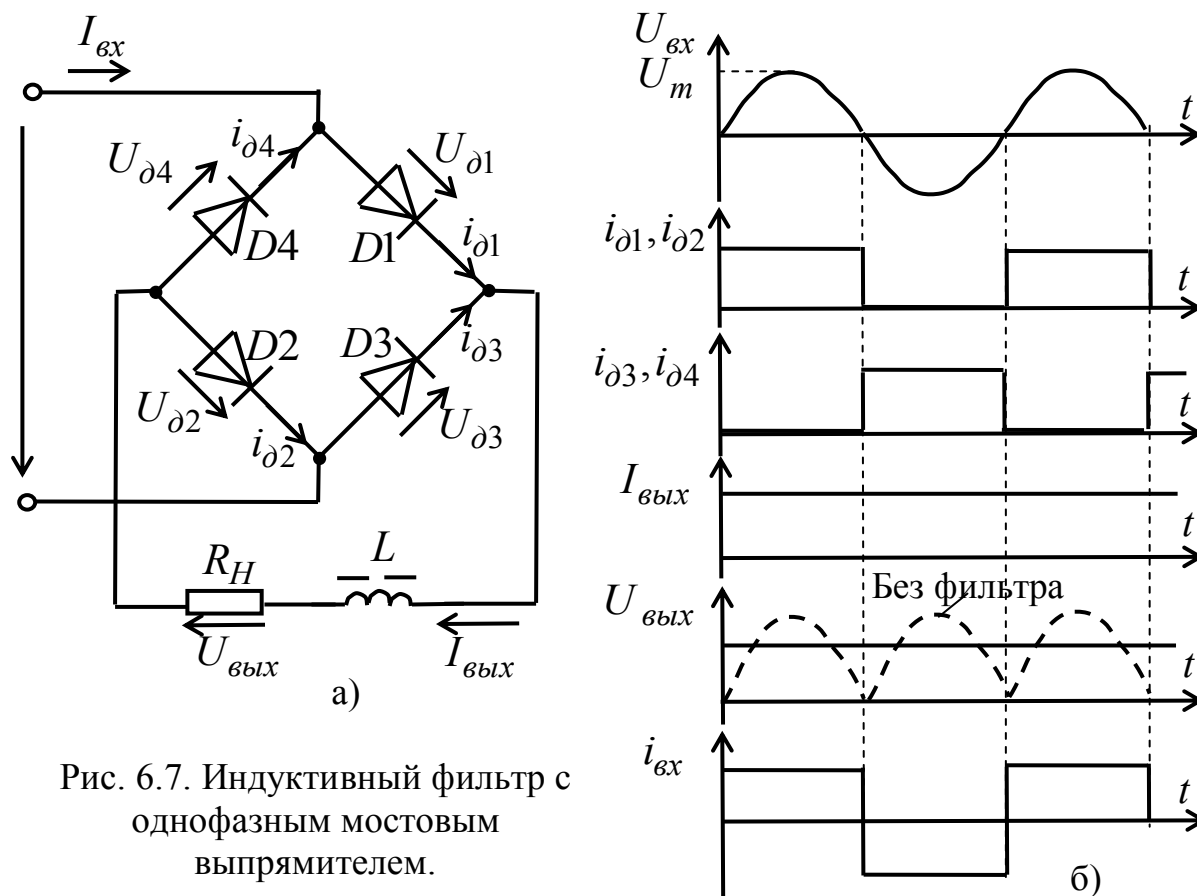


Рис. 6.7. Индуктивный фильтр с однофазным мостовым выпрямителем.

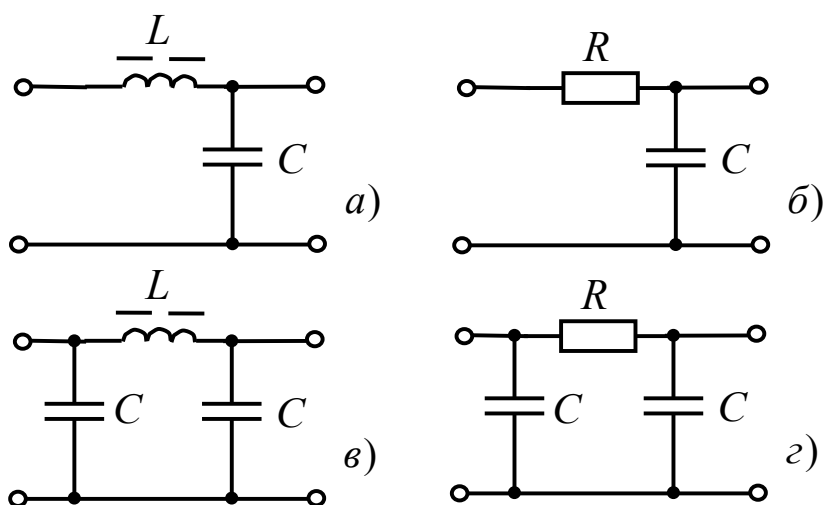


Рис. 6.8. Фильтры: Г-образный LC-фильтр (а), Г-образный RC-фильтр (б), П-образный LC-фильтр (в), П-образный RC-фильтр (г).

Обычно Г- и П-образные RC-фильтры применяются только в маломощных схемах, так как они потребляют значительную долю энергии. На практике применяют и другие, более сложные фильтры.

Рассмотрим внешние характеристики выпрямителей с фильтрами. Внешняя характеристика - это зависимость среднего значения выходного напряжения (напряжения на нагрузке) от среднего значения выходного тока (тока нагрузки). При увеличении выходного тока выходное напряжение уменьшается из-за увеличения падения напряжения на обмотках трансформатора, диодах, подводящих проводах, элементах фильтра.

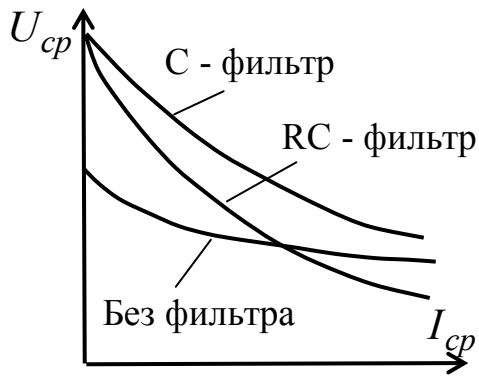


Рис. 6.9. Внешние характеристики выпрямителя.

Рассмотрим типичные внешние характеристики (рис. 6.9), которые получают, изменяя сопротивление нагрузки, подключенное к выходу фильтра. Наклон внешней характеристики при том или ином токе I_{cp} , характеризуют выходным сопротивлением $R_{вых}$, которое определяется выражением

$$R_{вых} = \left| \frac{dU_{cp}}{dI_{cp}} \right|_{I_{cp} - \text{заданный}}$$

Чем меньше величина $R_{вых}$, тем меньше выходное напряжение зависит от выходного тока, что обычно и требуется.

Как следует из рис. 6.9, выпрямитель с RC-фильтром характеризуется повышенным выходным сопротивлением. Здесь отрицательную роль играет резистор фильтра.

6.4. Стабилизаторы напряжения.

Важнейшими параметрами стабилизатора напряжения являются коэффициент стабилизации $K_{ст}$, выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент полезного действия $\eta_{ст}$.

Коэффициент стабилизации определяют из выражения

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \bigg/ \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}},$$

где $U_{вх}$, $U_{вых}$, - постоянные напряжения соответственно на входе и выходе стабилизатора;

$\Delta U_{вх}$ - изменение напряжения $U_{вх}$,

$\Delta U_{вых}$ - изменение напряжения $U_{вых}$, соответствующее изменению напряжения $\Delta U_{вх}$.

Таким образом, коэффициент стабилизации - это отношение относительного изменения напряжения на входе к соответствующему относительному изменению напряжения на выходе стабилизатора. Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении входного напряжения. У простейших стабилизаторов величина $K_{ст}$ составляет единицы, а у более сложных - сотни и тысячи.

Выходное сопротивление стабилизатора определяется выражением

$$R_{вых} = \left| \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I_{вых}} \right|,$$

где $\Delta U_{вых}$ - изменение постоянного напряжения на выходе стабилизатора;

$\Delta I_{вых}$ - изменение постоянного выходного тока стабилизатора, которое вызвало изменение выходного напряжения.

Выходное сопротивление стабилизатора является величиной, аналогичной выходному сопротивлению выпрямителя с фильтром. Чем меньше выходное сопротивление, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении тока нагрузки. У простейших стабилизаторов величина $R_{вых}$ составляет единицы Ом, а у более совершенных — сотые и тысячные доли Ома. Необходимо отметить, что стабилизатор напряжения обычно резко уменьшает пульсации напряжения.

Коэффициент полезного действия стабилизатора $\eta_{см}$ - это отношение мощности, отдаваемой в нагрузку P_n к мощности, потребляемой от входного источника напряжения $P_{вх}$:

$$\eta_{см} = P_n / P_{вх}.$$

Традиционно стабилизаторы разделяют на параметрические и компенсационные.

Параметрические стабилизаторы являются простейшими устройствами, в которых малые изменения выходного напряжения достигаются за счет применения электронных приборов с двумя выводами, характеризующихся ярко выраженной нелинейностью вольт-амперной характеристики. Рассмотрим схему параметрического стабилизатора на основе стабилитрона (рис. 6.10).

Проанализируем данную схему (рис. 6.10, а), для чего вначале ее преобразуем, используя теорему об эквивалентном генераторе (рис. 6.10, б). Проанализируем графически работу схемы, построив на вольт-амперной характеристике стабилитрона линии нагрузки для различных значений эквивалентного напряжения, соответствующих различным значениям входного напряжения (рис. 6.10, в). Из графических построений очевидно, что при значительном изменении эквивалентного напряжения $U_{э}$ (на $\Delta U_{э}$), а значит, и входного напряжения $U_{вх}$, выходное напряжение изменяется на незначительную величину $\Delta U_{вых}$. Причем, чем меньше дифференциальное сопротивление стабилитрона (т. е. чем более вертикально идет характеристика стабилитрона), тем меньше $\Delta U_{вых}$.

Определим основные параметры такого стабилизатора, для чего в исходной схеме стабилитрон заменим его эквивалентной схемой и введем во входную цепь (рис. 6.10, г) источник напряжения, соответствующий изменению входного напряжения $\Delta U_{вх}$ (на схеме пунктир):

$$R_{вых} = r_{\partial} \parallel R_0 \approx r_{\partial}, \text{ так как } R_0 \gg r_{\partial};$$

$$\eta_{см} = \frac{U_{вых} I_H}{U_{вх} I_{вх}} = \frac{U_{вых} I_H}{U_{вх} (I_H + I_{см})}; K_{см} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \bigg/ \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}.$$

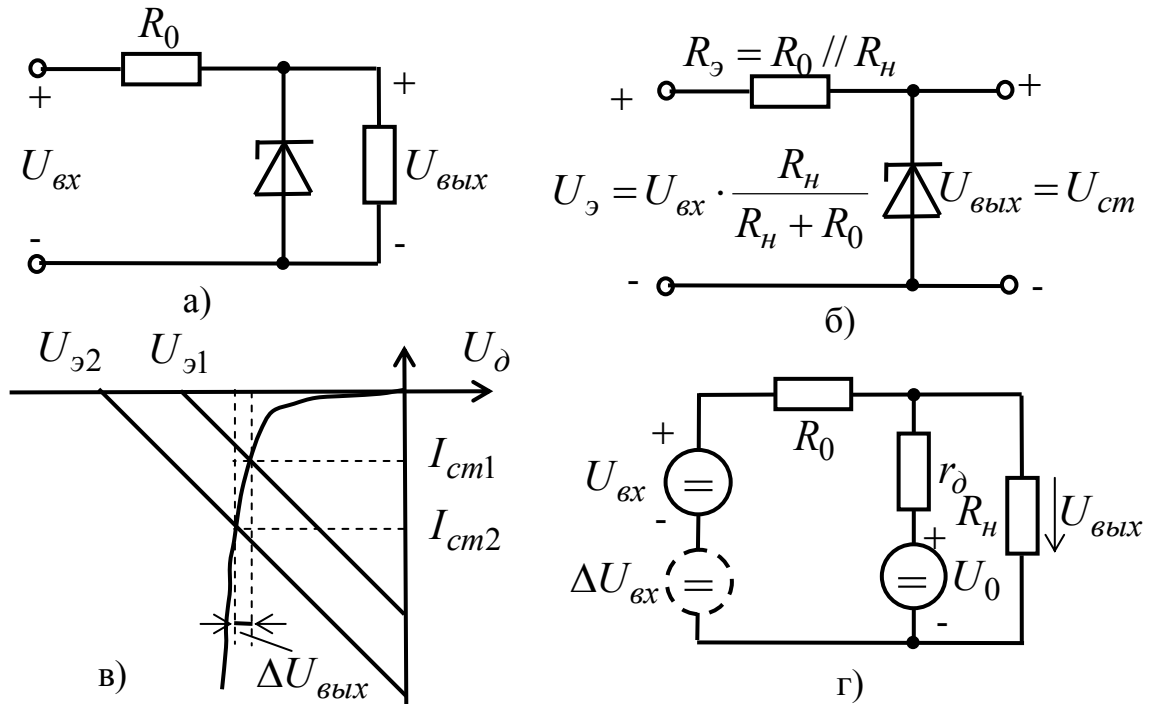


Рис. 6.10. Параметрический стабилизатор на стабилитроне.

- а) принципиальная схема, б) преобразованная принципиальная схема, в) вольт-амперная характеристика стабилитрона, г) эквивалентная схема стабилизатора.

Определим $\Delta U_{вых}$, задав $\Delta U_{вх}$:

$$\Delta U_{вых} = \Delta U_{вх} \frac{r_d \parallel R_H}{r_d \parallel R_H + R_0} \approx \Delta U_{вх} \frac{r_d}{r_d + R_0},$$

так как обычно $r_d \ll R_H$.

$$\text{Следовательно, } K_{см} \approx \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \cdot \frac{r_d + R_0}{r_d}.$$

Обычно параметрические стабилизаторы используют для нагрузок от нескольких единиц до десятков миллиампер. Наиболее часто они используются как источники опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах напряжения.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования. Характерными элементами компенсационного стабилизатора являются источник опорного (эталонного) напряжения (ИОН), сравнивающий и усиливающий элемент (СУЭ) и регулирующий элемент (РЭ).

Напряжение на выходе стабилизатора или некоторая часть этого напряжения постоянно сравнивается с эталонным напряжением. В зависимости от их соотношения сравнивающим и усиливающим элементом

вырабатывается управляющий сигнал для регулирующего элемента, изменяющий его режим работы таким образом, чтобы напряжение на выходе стабилизатора оставалось практически постоянным.

В качестве ИОН обычно используют ту или иную электронную цепь на основе стабилитрона, в качестве СУЭ часто используют операционный усилитель, а в качестве РЭ - биполярный или полевой транзистор. Чаще всего регулирующий элемент включают последовательно с нагрузкой. В этом случае стабилизатор называют последовательным (рис. 6.11,а). Иногда регулирующий элемент включают параллельно нагрузке, и тогда стабилизатор называют параллельным (рис. 6.11, б). В параллельном стабилизаторе используется балластное сопротивление R_{β} , включаемое последовательно с нагрузкой.

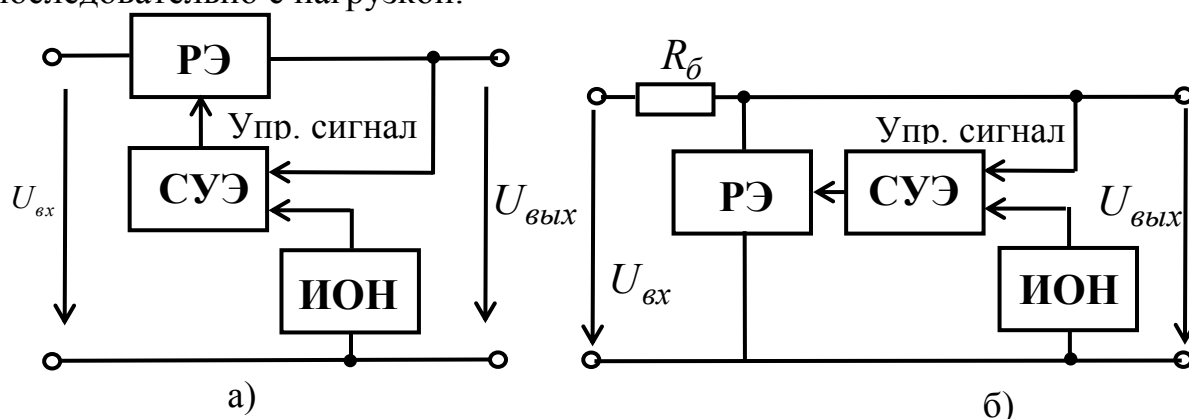


Рис. 6.11. Структурные схемы стабилизаторов напряжения:
а – последовательного, б – параллельного.

В зависимости от режима работы регулирующего элемента стабилизаторы разделяют на непрерывные и импульсные (ключевые, релейные). В непрерывных стабилизаторах регулирующий элемент (транзистор) работает в активном режиме, а в импульсных - в импульсном.

Рассмотрим типичную принципиальную схему непрерывного стабилизатора (рис. 6.12.). Эта схема соответствует приведенной выше структурной схеме последовательного стабилизатора. Из схемы (рис. 6.12) очевидно, что на элементах R_2 , R_3 , D и T1 построен неинвертирующий усилитель на основе ОУ с выходным каскадом в виде эмиттерного повторителя на транзисторе T1, а входным напряжением для него является выходное напряжение параметрического стабилизатора напряжения на элементах R_1 и D. В соответствии с указанными выше допущениями получаем:

$$\begin{aligned} U_{R3} &= I_{R3} \cdot R_3 = U_{cm}; \\ U_{R2} &= I_{R2} \cdot R_2 = U_{вых} - U_{R3}; \\ I_{R2} &= I_{R3} = U_{cm} / R_3. \end{aligned}$$

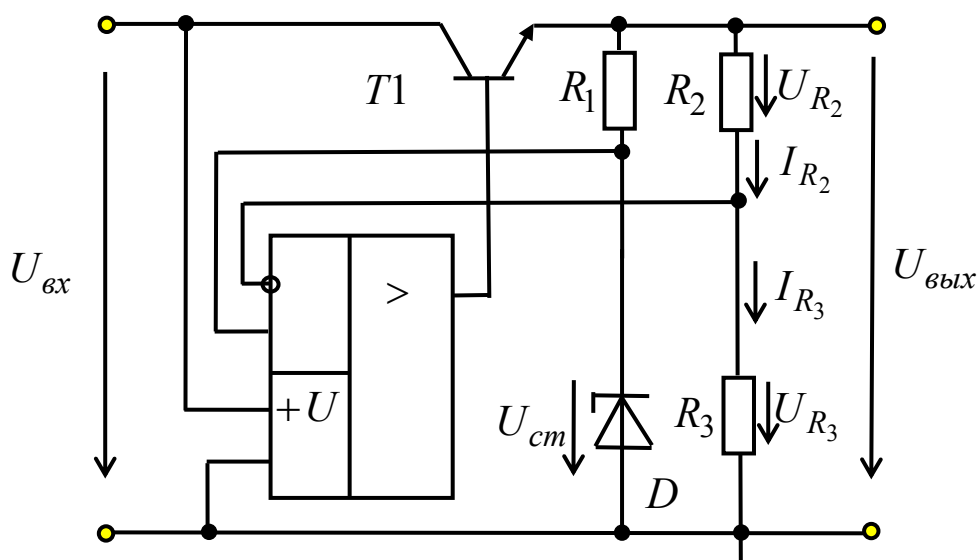


Рис. 6.12. Последовательный непрерывный стабилизатор напряжения.

Подставляя выражение для I_{R2} в предыдущее уравнение, получим

$$\frac{U_{cm}}{R_3} \cdot R_2 = U_{вых} - U_{cm},$$

следовательно, $U_{вых} = U_{cm} \cdot (1 + R_2/R_3)$.

Последнее выражение в точности повторяет соответствующее выражение для неинвертирующего усилителя (входным напряжением является напряжение U_{cm}).

Полезно отметить, что ООС охватывает два каскада - на операционном усилителе и на транзисторе. Рассматриваемая схема является убедительным примером, демонстрирующим преимущество общей отрицательной обратной связи по сравнению с местной.

Основным недостатком стабилизаторов с непрерывным регулированием является невысокий КПД, поскольку значительный расход мощности имеет место в регулирующем элементе, так как через него проходит весь ток нагрузки, а падение напряжения на нем равно разности между входным и выходным напряжениями стабилизатора.

В конце 60-х годов стали выпускать интегральные микросхемы компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием (серия К142ЕН). В эту серию входят стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением, с регулируемым выходным напряжением и двухполярными и входным и выходным напряжениями.

В тех случаях, когда через нагрузку необходимо пропускать ток, превышающий предельно допустимые значения интегральных стабилизаторов, микросхему дополняют внешними регулируемыми транзисторами.

Некоторые параметры интегральных стабилизаторов приведены в табл. 6.1. Микросхемы К142ЕН5, ЕН6, ЕН8 являются функционально

законченными стабилизаторами с фиксированным выходным напряжением, и не требуют подключения внешних элементов.

Таблица 6.1.

Тип	$U_{вх}$, В	$U_{вых}$, В	I_n , А	$P_{макс}$, Вт
K142EH1Б	40	3-12	0,15	0,8
K142EH2Б	40	12-30	0,15	0,8
K142EH3;4	40	15-30	1	4
K142EH5A	35	5	3	10
K142EH6	± 30	± 15	0,2	4

Импульсные стабилизаторы напряжения в настоящее время получили распространение не меньшее, чем непрерывные стабилизаторы. Благодаря применению ключевого режима работы силовых элементов таких стабилизаторов, даже при значительной разнице в уровнях входных и выходных напряжений можно получить КПД, равный 70 - 80 %, в то время как у непрерывных стабилизаторов он составляет 30 - 50%. В силовом элементе, работающем в ключевом режиме, средняя за период коммутации мощность, рассеиваемая в нем, значительно меньше, чем в непрерывном стабилизаторе. Ток, протекающий через силовой элемент, находящийся в замкнутом состоянии, максимален, однако падение напряжения на нем близко к нулю, а в разомкнутом состоянии ток, протекающий через него, равен нулю, хотя напряжение максимально. Таким образом, в обоих случаях рассеиваемая мощность незначительна и близка к нулю.

Малые потери в силовых элементах приводят к уменьшению или даже исключению охлаждающих радиаторов, что значительно уменьшает массогабаритные показатели. Кроме того, использование импульсного стабилизатора позволяет в ряде случаев исключить из схемы силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц, что также улучшает показатели стабилизаторов. К недостаткам импульсных источников питания относят наличие пульсаций выходного напряжения.

Рассмотрим последовательный импульсный стабилизатор напряжения (рис. 6.13). Ключ S периодически включается и выключается схемой управления (СУ) в зависимости от значения напряжения на нагрузке. Напряжение на выходе регулируют, изменяя отношение $t_{вкл}/t_{выкл}$, где $t_{вкл}$,

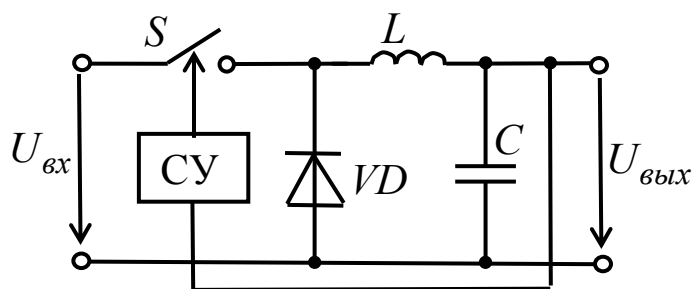


Рис. 6.13. Структура последовательного импульсного стабилизатора напряжения.

$t_{выкл}$ - длительности отрезков времени включенного и выключенного состояний ключа. Чем больше это отношение, тем больше напряжение на выходе.

В качестве ключа S часто используют биполярный или полевой транзистор. Диод

обеспечивает протекание тока катушки индуктивности тогда, когда ключ выключен и, следовательно, исключает появление опасных выбросов напряжения на ключе в момент коммутации. LC-фильтр снижает пульсации напряжения на выходе.

Вопросы для самопроверки

1. Можно ли эксплуатировать выпрямитель без сглаживающего фильтра?

2. Укажите основные технические показатели выпрямительных схем.

3. Как подбирают вентили (диоды) для работы в схемах выпрямления?

4. Объясните физический смысл коэффициента пульсаций.

5. Нарисуйте графики, иллюстрирующие форму выпрямленного напряжения для однополупериодного выпрямителя, работающего на чисто активную и емкостную нагрузку.

6. Нарисуйте схему мостового выпрямителя и поясните принцип его работы.

7. В чем состоят достоинства мостового выпрямителя по сравнению с однополупериодным?

8. Укажите достоинства и недостатки сглаживающих RC-фильтров по сравнению с фильтрами типа LC.

9. В чем состоит различие между стабилизаторами напряжения параметрического и компенсационного типа?

10. Составьте схему параметрического стабилизатора постоянного напряжения на кремниевом стабилитроне. Объясните принцип действия схемы и назначение элементов.

11. С какой целью в схемах компенсационных стабилизаторов напряжения используется источник опорного напряжения?

12. Найдите коэффициент стабилизации по напряжению, если при изменении напряжения на входе на 10% напряжение на выходе стабилизатора изменяется на 0,01%.

13. Какое из указанных значений выходного сопротивления стабилизатора предпочтительней? Найдите правильный ответ: 1) $R_{вых} = 3 \text{ Ом}$; 2) $R_{вых} = 0,5 \text{ Ом}$; 3) $R_{вых} = 50 \text{ Ом}$; 4) $R_{вых} = 500 \text{ Ом}$; 5) $R_{вых} = 1 \text{ кОм}$.

14. Напряжение и ток на выходе стабилизатора на 10% меньше соответствующих величин на входе. Определите КПД стабилизатора.

Литература

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1982.
2. Игумнов Д.В., Королев Г.В., Громов И.С. Основы микроэлектроники: Учебник для техникумов. – М.: Высшая школа, 1991.
3. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1980.
4. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1986.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1982.
6. Миловзоров В.П. Элементы информационных систем: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1989.
7. Ерофеев Ю.Н. Основы импульсной техники: Учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1979.
8. Гольденберг Л.М. Импульсные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1981.
9. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Под ред. В.А. Лабунцова. - М.: Энергоатомиздат, 1988.
10. Булычев А.Л., Лямин П.М., Тулинов Е.С. Электронные приборы: Учебник для вузов. – Мн.: Высшая школа, 1999.
11. Батушев В.А. Электронные приборы: – М.: Высшая школа, 1980.
12. Лачин В.И., Савелов Н.С. . Электроника: Учебное пособие. – Ростов н/Д: Издательство <Феникс>, 2000.
13. Лебедев О.Н. Применение микросхем памяти в электронных устройствах: Справ. пособие. – М.: Радио и связь, 1994.
14. Иванов В.И., Аксенов А.И., Юшин А.М. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник. Под ред. Н.Н. Горюнова. - М.: Энергоатомиздат, 1984.
15. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП: Пер. с англ./ Т. С. Ратхор .- 2-е изд., доп. - М.: Техносфера, 2006. - 390 с.
16. Микросхемы АЦП и ЦАП: Справочник. - М.: Додэка-XXI, 2005 - 432 с.