



**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**
Брянский государственный технический университет

Л. А. Потапов

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

Утверждено редакционно-издательским советом
в качестве учебного пособия

БРЯНСК
2014

ББК 31.21

Потапов, Л. А. Электроника и схемотехника [Текст] + [Электронный ресурс]: учеб./ пособие/Л.А.Потапов. – Брянск: БГТУ, 2014. – 223 с.

ISBN-978–5-89838-627-6

Рассмотрены устройства и характеристики полупроводниковых устройств электроники, исследованы схемы базовых узлов автоматизированных систем.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению подготовки 090305 «Информационная безопасность автоматизированных систем» (квалификация «специалист»), очной формы обучения, а также может быть использовано студентами других технических направлений.

Ил.120. Библиогр. – 8 назв.

Научный редактор В.Ф. Зотин

Рецензенты: кафедра «Энергетика и автоматизация производственных процессов» Брянской государственной инженерно-технологической академии;
кандидат технических наук Р.В. Воскресенский

Редактор издательства Л.Н. Мажугина
Компьютерный набор Н.А.Синицына

Темплан 2014 г., п.

Подписано в печать Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Офсетная
печать. Усл. печ.л. 12,95 Уч.-изд.л. 12,95 Тираж 50 экз. Заказ

Издательство Брянского государственного технического университета
241035, Брянск, бульвар им. 50-летия Октября,7, тел. 58-82-49
Лаборатория оперативной полиграфии БГТУ, ул. Институтская,16

ISBN 978–5-89838-627-6

© Брянский государственный
технический университет, 2014

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие соответствует требованиям Государственного образовательного стандарта третьего поколения и предназначено для изучения дисциплины «Электроника и схемотехника».

Современная электроника является основой различных автоматизированных систем. Для обеспечения информационной безопасности автоматизированных систем необходимо знать устройство базовых электронных блоков, входящих в эти системы. Учебное пособие состоит из шести глав, в которых рассмотрены элементная база электроники и схемотехника типовых устройств, входящих в различные автоматизированные системы. При этом значительное внимание уделено микропроцессорной технике.

В первой главе рассмотрены устройство и характеристики диодов, транзисторов, тиристоров и оптоэлектронных устройств.

Во второй главе приведены схемы различных усилителей и генераторов, исследованы особенности их работы.

Третья и четвертая главы посвящены схемотехнике импульсных и преобразовательных устройств.

В пятой главе рассмотрены схемы цифровых устройств: логических элементов, комбинационных и последовательностных устройств, триггеров, регистров, цифро-аналоговых и аналогово-цифровых преобразователей.

В шестой главе приведены схемы программируемых устройств. Исследованы схемы микропроцессоров, микроконтроллеров, устройств памяти, программируемых логических интегральных схем ПЛИС, в том числе «систем на кристалле».

Для лучшего усвоения дисциплины в учебном пособии приведены в конце каждой главы вопросы для самопроверки.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению подготовки 090305 «Информационная безопасность автоматизированных систем» (квалификация «специалист»), очной формы обучения, а также может быть использовано студентами других технических направлений.

ВВЕДЕНИЕ

Электроника – наука о взаимодействии электронов с электромагнитными полями и методах создания электронных приборов и устройств для преобразования электромагнитной энергии, в основном для приёма, передачи, обработки и хранения информации. В своем развитии электроника прошла несколько этапов. Сначала получила развитие вакуумная электроника. Элементная база первого этапа была основана на электронных лампах. Её развитию способствовало также изобретение телевидения и радаров. Но электронные лампы обладали существенными недостатками. Это прежде всего большие размеры и высокая потребляемая мощность (что было критичным для переносных устройств). Поэтому начала развиваться твердотельная электроника, а в качестве элементной базы стали применять диоды и транзисторы.

Дальнейшее развитие электроники связано с появлением компьютеров. Компьютеры, основанные на транзисторах, отличались большими размерами и потребляемой мощностью, а также низкой надежностью (из-за большого количества деталей). Для решения этих проблем начали применяться микросборки, а затем и микросхемы. Число элементов микросхем постепенно увеличивалось, стали появляться микропроцессоры. В настоящее время развитию электроники способствует появление сотовой связи, а также различных беспроводных устройств, навигаторов, коммуникаторов, планшетов и т. п.

В любом электронном устройстве происходит обработка электрического сигнала с использованием разных физических процессов. При этом можно выделить в этих устройствах различные электрические цепи. Появляется необходимость исследовать схемы электрических цепей, принципиальные и структурные схемы устройств. Научно-техническое направление, охватывающее проблемы проектирования и исследования схем электронных устройств называют схемотехникой. Рассмотрим определения некоторых понятий.

Принципиальная схема – это схема, дающая детальное представление о принципах работы изделия, определяющая полный состав элементов и связи между ними.

Структурная схема определяет структуру изделия, оперируя более крупными блоками.

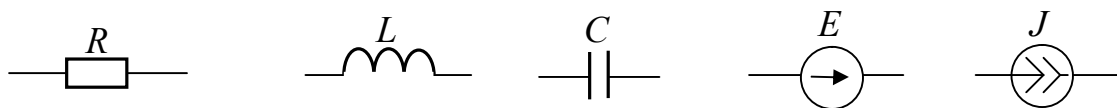
Схемой электрической цепи или более коротко электрической схемой называют изображение электрической цепи с помощью условных знаков.

Электрическая цепь – это совокупность устройств и объектов, образующих путь для электрического тока, электромагнитные процессы в которой могут быть описаны с помощью понятий об ЭДС, токе и напряжении.

Согласно этому определению электрическая цепь (ЭЦ), во-первых, должна иметь замкнутый путь для электрического тока и, во-вторых, должна описываться двумя основными понятиями: ток и напряжение, поскольку электродвижущая сила (ЭДС) – это также напряжение источника электрической энергии в режиме холостого хода, т.е. при отключенной нагрузке. Следует иметь в виду, что электрическую цепь собирают, например, на стенде в лаборатории, а электрическую схему рисуют в тетради.

В теории электрических цепей [1,2] принято разбивать цепь на участки с одинаковыми токами в них. Участок электрической цепи с неизменным током называют *ветвью* цепи. Точка цепи, где сходятся три и более ветви, называется *узлом*. Цепь, содержащая два и более узла, называется разветвленной, а при отсутствии узлов – неразветвленной. Замкнутые участки цепи образуют *контуры*. В разветвленной цепи образуется несколько контуров.

Любую электрическую цепь можно изобразить с помощью пяти идеализированных элементов: сопротивления R , индуктивности L , емкости C , источника ЭДС E и источника тока J .



Реальные электротехнические устройства имеют схему замещения из нескольких идеализированных элементов. Каждый из которых учитывает те или иные процессы, протекающие в техническом устройстве.

Сопротивление R учитывает преобразование электрической энергии в тепловую, индуктивность L – накопление энергии магнитного поля, емкость C – накопление энергии электрического поля. Их определяют также как коэффициенты пропорциональности между

соответствующими величинами: сопротивление $R=U/I$ – между напряжением U и током I , индуктивность $L = \Psi/I$ – между потокосцеплением $\Psi=w\Phi$ и током I , емкость $C = Q/U$ – между зарядом Q и напряжением U . Связь между напряжением и током у индуктивности и емкости имеет вид: $U_L = Ldi/dt$, $i_C = Cdu_C/dt$.

Используя формулы мощности $P=I^2R=U^2/R$ и энергии, запасаемой в

магнитном поле $W_M = \frac{LI^2}{2}$ и в электрическом поле $W_{\text{Э}} = \frac{CU^2}{2}$,

можно иначе определять: $R = \frac{P}{I^2} = \frac{U^2}{P}$, $L = \frac{2W_M}{I^2}$, $C = \frac{2W_{\text{Э}}}{U^2}$.

Сопротивление измеряют в омах (Ом), индуктивность в генри (Гн), емкость в фарадах (Ф).

В техническом устройстве, например в обмотке реле, при протекании электрического тока не только создается магнитное поле, но и происходит ее нагрев, т.е. преобразование энергии электрического поля в тепловую. Поэтому схема замещения реле будет представлена двумя идеализированными элементами R и L .

Идеализированные элементы теории цепей R , L , C определяют линейную связь между соответствующими параметрами: $U=IR$, $\Psi=LI$, $Q=CU$. Цепи, составленные из таких элементов, называют линейными.

Большая часть устройств электроники имеют нелинейные зависимости между напряжениями и токами. Для них вводят понятия: нелинейные сопротивления $U(I)$, нелинейные индуктивности $\Psi(I)$ и емкости $Q(U)$. Зависимость напряжения на нелинейном сопротивлении от тока называют вольт-амперной характеристикой (ВАХ), ее обычно представляют в виде графика.

Электрическая цепь, содержащая хотя бы один нелинейный элемент, будет нелинейной цепью.

Источники электрической энергии (аккумуляторы, генераторы и т.д.) характеризуются внешней характеристикой, представляющей зависимость напряжения на зажимах источника от тока, отдаваемого им в нагрузку.

Для получения схемы замещения реального источника используют идеализированный элемент «источник ЭДС», у которого напряжение на его зажимах не зависит от тока. Чтобы учесть свойства ре-

ального источника электрической энергии в его схему замещения вводят пассивные элементы R , L или C .

В некоторых случаях для получения схемы замещения реального источника электрической энергии используют идеализированный «источник тока», у которого ток не зависит от напряжения на его зажимах.

Идеализированный элемент теории цепей «источник ЭДС» можно представлять как источник напряжения с нулевым сопротивлением, у которого напряжение на зажимах не зависит от тока.

Идеализированный элемент теории цепей «источник тока» можно представить как источник с бесконечно большими внутренним сопротивлением и ЭДС. При этом отношение двух бесконечно больших величин определяет конечную величину – ток J , который не зависит от величины напряжения на зажимах этого идеализированного элемента.

Для расчета электрических цепей используют уравнения Кирхгофа. Первое уравнение (правило токов) Кирхгофа: *алгебраическая (с учетом знаков) сумма токов для любого узла равна нулю* $\sum_1^k i_k = 0 \dots$

Второе уравнение (правило напряжений) Кирхгофа: *алгебраическая сумма падений напряжений на элементах в любом контуре равна нулю*

$$\sum_1^k u_k = 0. \quad \text{или} \quad \sum_1^k I_k R_k = \sum_1^k E_k ,$$

т.е. алгебраическая сумма ЭДС в контуре равна алгебраической сумме падений напряжений на пассивных элементах этого контура. При суммировании ЭДС и падения напряжений берутся со знаком «+», если их направления совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура, и со знаком «–» в противном случае. Для разветвленных цепей составляют систему уравнений. При этом число уравнений равно числу неизвестных токов, но число сумм по первому уравнению Кирхгофа на единицу меньше числа узлов в цепи.

Анализ линейных цепей сводится к решению полученной системы уравнений и исследованию влияния различных параметров цепи на соответствующие токи или напряжения. При этом используют свойства линейных цепей, формулируемых в виде принципов: принцип суперпозиции (наложения) и принцип линейности. Согласно

принципа суперпозиции ток в k -ветви равен сумме токов, вызываемых каждой из ЭДС схемы в отдельности.

Принцип линейности устанавливает линейную зависимость между токами в разных ветвях $I_k = a + bI_n$, и также между токами и напряжениями $I_k = c + dU_n$.

Для нелинейных цепей недопустим принцип наложения и принцип линейности. Поэтому расчеты нелинейных цепей выполняют чаще всего с помощью графических построений. Базовые элементы электроники (диоды, транзисторы, тиристоры) являются нелинейными элементами и электрические цепи, содержащие эти элементы, тоже являются нелинейными.

В электрических схемах различных электронных устройств используются пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, дроссели, трансформаторы) и активные элементы (диоды, транзисторы, тиристоры, микросхемы, оптоэлектронные устройства). Активные элементы являются, как правило, полупроводниковыми приборами.

1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

В современных электронных устройствах, в основном, применяют полупроводниковые приборы: диоды, транзисторы, тиристоры и интегральные микросхемы. В последние годы также стало применяться много оптоэлектронных приборов.

1.1. Диоды

Диод – двухэлектродный полупроводниковый прибор (ППП) с одним $p-n$ -переходом. Приборы, обладающие односторонней проводимостью тока, называют вентилями. Существует много различных типов диодов – выпрямительные, импульсные, туннельные, обращенные, сверхвысокочастотные диоды, а также стабилитроны, варикапы, магнито-, тензо-, фото-, светодиоды и др.

Выпрямительные диоды. Работа диода объясняется свойствами электрического $p-n$ -перехода.

Вблизи границы двух полупроводников образуется слой, лишенный подвижных носителей заряда (из-за рекомбинации) и обладающий высоким электрическим сопротивлением, – так называемый запирающий слой. Этот слой определяет контактную разность потенциалов (потенциальный барьер). Если к $p-n$ -переходу приложить внешнее напряжение, создающее электрическое поле в направлении, противоположном полю электрического слоя, то толщина этого слоя уменьшится и при напряжении 0,4...0,6 В (для Si) запирающий слой исчезнет, а ток существенно возрастет (этот ток называют прямым). При подключении внешнего напряжения другой полярности запирающий слой увеличится, и сопротивление $p-n$ -перехода возрастет, а ток, обусловленный движением неосновных носителей заряда, будет незначительным даже при сравнительно больших напряжениях.

Прямой ток диода создается основными, а обратный – неосновными носителями заряда. Положительный (прямой) ток диод пропускает в направлении от анода к катоду.

На рис. 1.1 показаны условное графическое обозначение (УГО) диода, его идеальная и реальная вольтамперная характеристики (ВАХ). Видимый излом ВАХ в начале координат связан с различными масштабами токов и напряжений в первом и третьем квадранте

графика. Два вывода диода: анод A и катод K в УГО не обозначаются и на рисунке показаны для пояснения.

На ВАХ реального диода обозначена область электрического пробоя, когда при небольшом увеличении обратного напряжения ток резко возрастает. Электрический пробой является обратимым явлением. При возвращении в рабочую область диод не теряет своих свойств. Если обратный ток превысит определенное значение, то электрический пробой перейдет в необратимый тепловой с выходом прибора из строя.

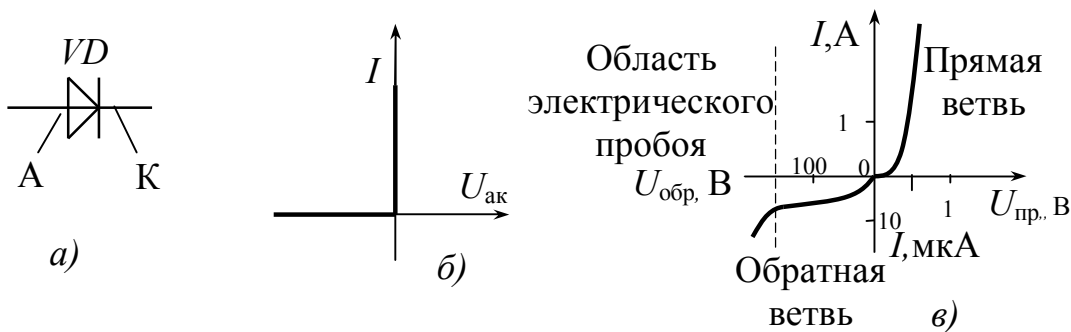


Рис. 1.1. Полупроводниковый диод: a – условное графическое изображение; $б$ – идеальная ВАХ; $в$ – реальная ВАХ

Промышленностью в основном выпускаются германиевые (Ge) и кремниевые (Si) диоды. Кремниевые диоды обладают малыми обратными токами, более высокой рабочей температурой ($150\dots 200$ °С против $80\dots 100$ °С), выдерживают большие обратные напряжения и плотности тока ($60\dots 80$ А/см² против $20\dots 40$ А/см²). Кроме того, кремний – широко распространенный элемент (в отличие от Ge , который относится к редкоземельным элементам).

К преимуществам Ge -диодов можно отнести малое падение напряжения при протекании прямого тока.

Кроме названных ПП материалов, в сверхвысокочастотных (СВЧ) диодах используют арсенид галлия $GaAs$.

Полупроводниковые (ПП) диоды по технологии изготовления делятся на два класса: точечные и плоскостные.

Точечный диод образуют Si - или Ge -пластина n -типа площадью $0,5\dots 1,5$ мм² и стальная игла, образующая p - n -переход в месте контакта. В результате малой площади переход имеет малую емкость, следовательно, такой диод способен работать в высокочастотных цепях. Но ток через переход не может быть большим (обычно не более 100 мА).

Плоскостной диод состоит из двух соединенных *Si*- или *Ge*-пластин с разной электропроводностью. Большая площадь контакта ведет к большой емкости перехода и относительно низкой рабочей частоте, но проходящий ток может быть большим (до 6000 А).

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- максимально допустимый прямой ток $I_{пр.мах}$;
- максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр.мах}$;
- максимально допустимая частота $f_{мах}$.

По первому параметру выпрямительные диоды делят на диоды:

- малой мощности, прямой ток до 300 мА;
- средней мощности, прямой ток 300 мА...10 А;
- большой мощности – силовые, максимальный прямой ток определяется классом и составляет 10, 16, 25, 40, ...1600 А.

Импульсные диоды применяются в маломощных схемах с импульсным характером подводимого напряжения. Отличительное требование к ним – малое время перехода из закрытого состояния в открытое и обратно (типичное время 0,1...100 мкс).

УГО импульсных диодов такое же, как у выпрямительных диодов.

Туннельные диоды применяют в качестве переключателей, усилителей или генераторов колебаний, поскольку ВАХ этих диодов (рис. 1.2) имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. При этом частота переключений может достигать 40 ГГц. Для получения туннельных диодов используют полупроводниковые материалы с очень большим содержанием примесей и добиваются очень малой ширины *p-n*-перехода (на два порядка меньше, чем у обычных плоскостных выпрямительных диодов).

Обращенные диоды получают при концентрации примесей в *p*- и *n*-областях меньшей, чем у туннельных диодов, но большей, чем у

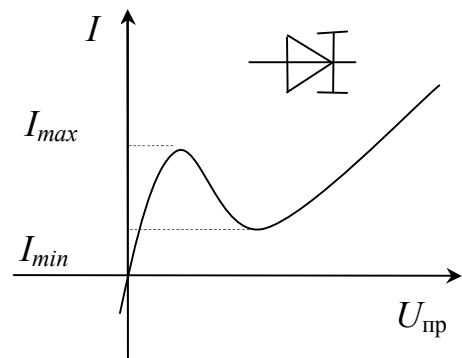


Рис.1.2. УГО и ВАХ туннельных диодов

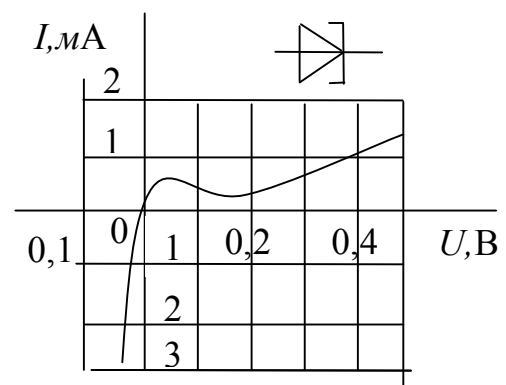


Рис.1.3. УГО и ВАХ обращенных диодов

обычных выпрямительных диодов. Такой диод оказывает малое сопротивление проходящему току при обратном включении (рис.1.3) и сравнительно большое сопротивление при прямом включении. Поэтому их применяют при выпрямлении малых сигналов с амплитудой напряжения в несколько десятых вольт.

Диоды Шоттки) получают, не с помощью $p-n$ -перехода, а используя переход металл-полупроводник. При этом применяют подложки из низкоомного n -кремния (или карбида кремния) с высокоомным тонким эпитаксиальным слоем того же полупроводника

(рис.1.4). На поверхность эпитаксиального слоя наносят металлический электрод, обеспечивающий выпрямление, но не инжектирующий неосновные носители в базовую область (чаще всего золото). Благодаря этому в этих диодах нет таких медленных процессов, как накопление и рассасывание неос-

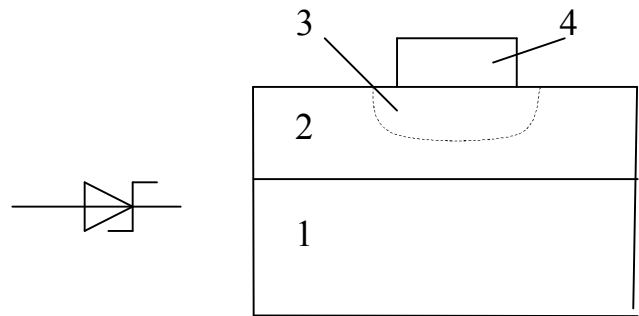


Рис. 1.4. УГО и структура диода Шоттки: 1 – низкоомный исходный кристалл кремния; 2 – эпитаксиальный слой высокоомного кремния; 3 – область объемного заряда;

новных носителей в базе. Поэтому инерционность диодов Шоттки не высока. Она определяется величиной барьерной емкости выпрямляющего контакта (1...20 пФ). Кроме этого, у диодов Шоттки оказывается значительно меньшее, чем у выпрямительных диодов последовательное сопротивление, так как металлический слой имеет малое сопротивление по сравнению с любым даже сильно легированным полупроводником. Это позволяет использовать диоды Шоттки для выпрямления значительных токов (десятки ампер). Обычно их применяют в импульсных вторичных источниках питания для выпрямления высокочастотных напряжений (частотой до нескольких МГц).

Стабилитроны – полупроводниковые диоды, напряжение на которых в области электрического пробоя слабо зависит от тока. Их используют для стабилизации напряжения.

Рабочим участком на ВАХ стабилитрона является зона электрического пробоя (рис. 1.5).

Чаще всего материалом для стабилитронов служит кремний.

Основные параметры стабилитрона [1...4]:

1) напряжение стабилизации $U_{ст}$;

2) дифференциальное сопротивление на участке стабилизации

$$R_d = dU_{ст}/dI_{ст};$$

3) минимальный и максимальный токи стабилизации ($I_{ст.мин}$ и $I_{ст.макс}$). Минимальный ток стабилизации обусловлен нелинейностью обратной ветви ВАХ, максимальный – допустимой температурой кристалла;

4) температурный коэффициент напряжения на участке стабилизации, показывающий на сколько (в процентах) изменится $U_{ст}$ при изменении температуры кристалла на 1°C :

$$TKU = dU_{ст}/dtU_{ст} \cdot 100 \%.$$

Промышленностью выпускается стабилитроны с $U_{ст} = 1...1000\text{ В}$, $I_{ст.мин} = 0,2...10\text{ мА}$. На участке стабилизации $R_d \approx \text{const}$ и составляет $0,5...200\text{ Ом}$.

Варикапы. Это полупроводниковые диоды, используемые в качестве емкостного элемента, управляемого электрическим напряжением. Емкость диода зависит от величины обратного напряжения (рис.1.6).

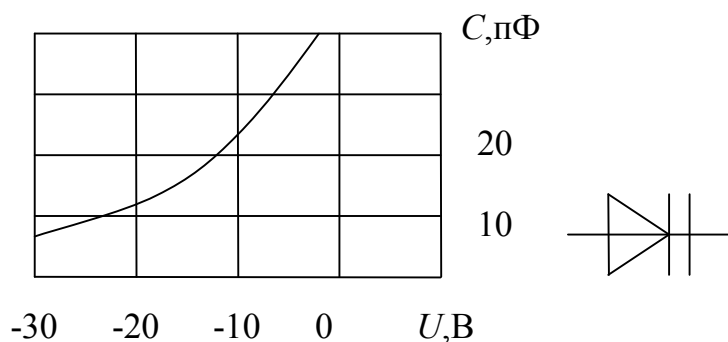


Рис. 1.6. Зависимость емкости от обратного напряжения и УГО варикапа

$C = 10...500\text{ пФ}$ и $K_c = 5...20$. Варикапы применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты.

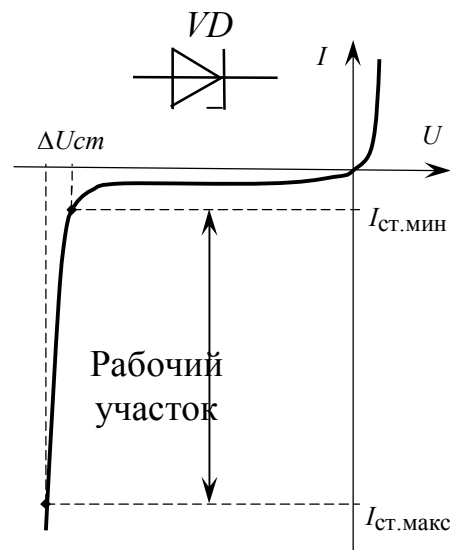


Рис. 1.5. УГО и ВАХ стабилитрона

Основными параметрами варикапа являются общая емкость C , фиксируемая обычно при небольшом обратном напряжении $2...5\text{ В}$, и коэффициент перекрытия по емкости $K_c = C_{макс} / C_{мин}$ при двух заданных значениях обратных напряжений. В большинстве случаев

1.2. Транзисторы

Транзистор – полупроводниковый прибор с одним или несколькими электрическими переходами, пригодный для усиления мощности и имеющий обычно три вывода. Транзисторы делятся на *биполярные* и *униполярные (полевые)*. Первый транзистор был биполярным.

1.2.1. Биполярные транзисторы

Термин «биполярный транзистор» (БПТ) связан с тем, что в этих транзисторах используются носители зарядов двух типов: электроны и дырки. Для изготовления транзисторов применяют те же ПП-материалы, что и для диодов. В биполярных транзисторах с помощью трехслойной полупроводниковой структуры из полупроводников различной электропроводности создаются два $p-n$ -перехода с чередующимися типами электропроводности ($p-n-p$ или $n-p-n$). Транзисторы конструктивно могут быть бескорпусными (рис.1.7,а) (для применения, например, в составе ИМС) и заключенными в типовой корпус (рис. 1.7,б). Три вывода биполярного транзистора называются *база*, *коллектор* и *эмиттер*.

В зависимости от общего вывода можно получить три схемы подключения транзистора: с общей базой (ОБ), общим коллектором (ОК) и общим эмиттером (ОЭ). Рассмотрим работу транзистора в схеме ОБ, (рис. 1.8).

Эмиттер инжектирует (поставляет) в базу основные носители, в нашем примере для ПП n -типа ими будут электроны. Источники выбирают так, чтобы $E2 \gg E1$. Резистор R_3 ограничивает ток открытого $p-n$ -перехода.

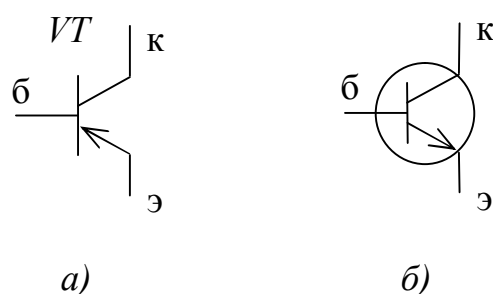


Рис. 1.7 Биполярный транзистор: а) $p-n-p$ -структуры без корпуса; б) $n-p-n$ -структуры в корпусе

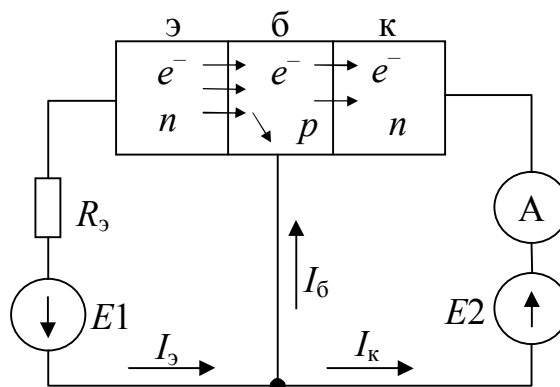


Рис. 1.8. Схема работы транзистора

При $E1 = 0$ ток через коллекторный переход мал (обусловлен неосновными носителями), его называют **начальным коллекторным током** $I_{к0}$. Если $E1 > 0$, электроны преодолевают эмиттерный $p-n$ -переход ($E1$ включена в прямом направлении) и попадают в область базы. Базу выполняют с большим удельным сопротивлением (малой концентрацией примеси), поэтому концентрация дырок в базе низкая. Следовательно, немногие попавшие в базу электроны рекомбинируют с ее дырками, образуя базовый ток $I_{б}$. Одновременно в коллекторном $p-n$ -переходе со стороны $E2$ действует много большее поле, чем в эмиттерном переходе, которое увлекает электроны в коллектор. Поэтому подавляющее большинство электронов достигают коллектора.

Эмиттерный и коллекторный токи связаны **коэффициентом передачи тока эмиттера**

$$\alpha = \frac{\partial I_{к}}{\partial I_{э}} \approx \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{э}} \text{ при } U_{кб} = \text{const.}$$

Всегда $\Delta I_{к} < \Delta I_{э}$, а $\alpha = 0,9 \dots 0,999$ для современных транзисторов.

В рассмотренной схеме $I_{к} = I_{к0} + \alpha I_{э} \approx I_{э}$. Следовательно, схема ОБ обладает низким коэффициентом передачи тока. Из-за этого ее применяют редко, в основном в высокочастотных устройствах, где по усилению напряжения она предпочтительнее других.

Основной схемой включения биполярного транзистора является схема ОЭ, (рис. 1.9).

Для нее по первому закону Кирхгофа можно записать

$$I_{б} = I_{э} - I_{к} = (1 - \alpha)I_{э} - I_{к0}.$$

Учитывая, что $1 - \alpha = 0,001 \dots 0,1$, имеем $I_{б} \ll I_{э} \approx I_{к}$.

Найдем отношение тока коллектора к току базы:

$$\beta_{ст} = \frac{I_{к}}{I_{б}} = \frac{\alpha I_{э} + I_{к0}}{I_{э} - I_{к}} = \frac{\alpha I_{э} + I_{к0}}{(1 - \alpha)I_{э} - I_{к0}} \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

Это отношение называют **коэффициентом передачи тока базы**. При $\alpha = 0,99$ получаем $\beta_{ст} = 100$. Если в цепь базы включить источник сигнала, то такой же сигнал, но усиленный по току в $\beta_{ст}$ раз, будет протекать в цепи коллектора, образуя на резисторе $R_{к}$ напряжение много большее, чем напряжение источника сигнала.

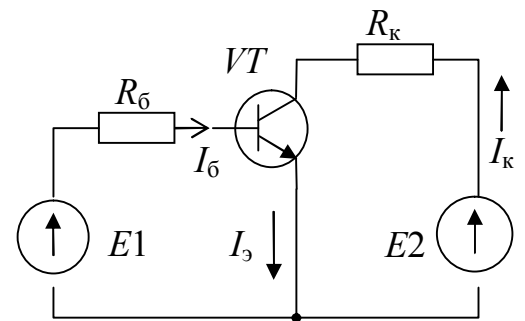


Рис. 1.9. Включение транзистора по схеме ОЭ

Величина $\beta_{ст}$ зависит от тока коллектора. Так для транзистора КТ315Г коэффициент передачи тока $\beta_{ст}$ сначала растет при увеличении тока коллектора (рис. 1.10, в), а затем уменьшается. Величина $\beta_{ст}$ также сильно зависит от температуры. Можно приближенно считать, что увеличение температуры на один градус приводит к увеличению $\beta_{ст}$ на один процент. Для оценки влияния входного сигнала в схемах усилителей ОЭ вводят дифференциальный коэффициент передачи тока $\beta = \partial I_k / \partial I_{б}$ при $I_{э} = \text{const}$.

Зависимость $\beta(I_k)$ нелинейная имеет максимум (рис. 1.10, в) при меньших токах коллектора, чем зависимость $\beta_{ст}(I_k)$

Для оценки работы транзистора в широком диапазоне импульсных и постоянных токов, мощностей и напряжений, а также для расчета цепи смещения, стабилизации режима используются семейства входных и выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ).

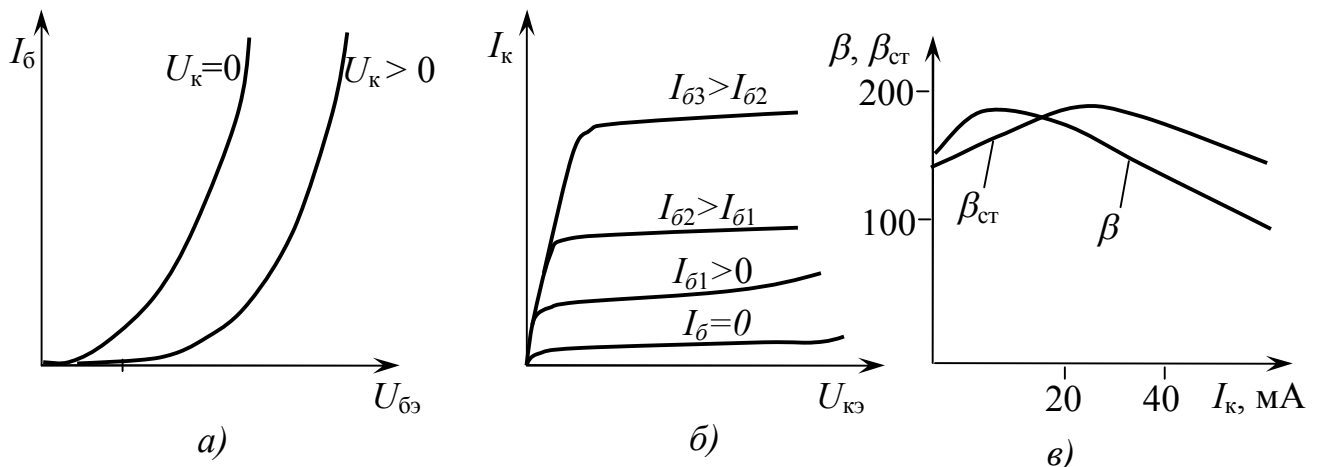


Рис. 1.10 Вольт-амперные характеристики транзистора: а – входные; б – выходные; в – зависимость дифференциального коэффициента передачи тока от I_k

Семейство входных ВАХ устанавливают зависимость входного тока (базы или эмиттера) от входного напряжения $U_{бэ}$ при $U_{к} = \text{const}$, рис. 1.10, а. Входные ВАХ транзистора аналогичны ВАХ диода в прямом включении.

Семейство выходных ВАХ устанавливает зависимость тока коллектора от напряжения на нем при определенном токе базы или эмиттера (в зависимости от схемы ОЭ или ОБ), рис. 1.10, б.

1.2.2. Полевые (униполярные) транзисторы

Полевые транзисторы делятся на транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом (ПТУП) и с изолированным затвором (ПТИЗ).

Устройство полевого транзистора с управляющим $p-n$ переходом проще биполярного (Рис. 1.11).

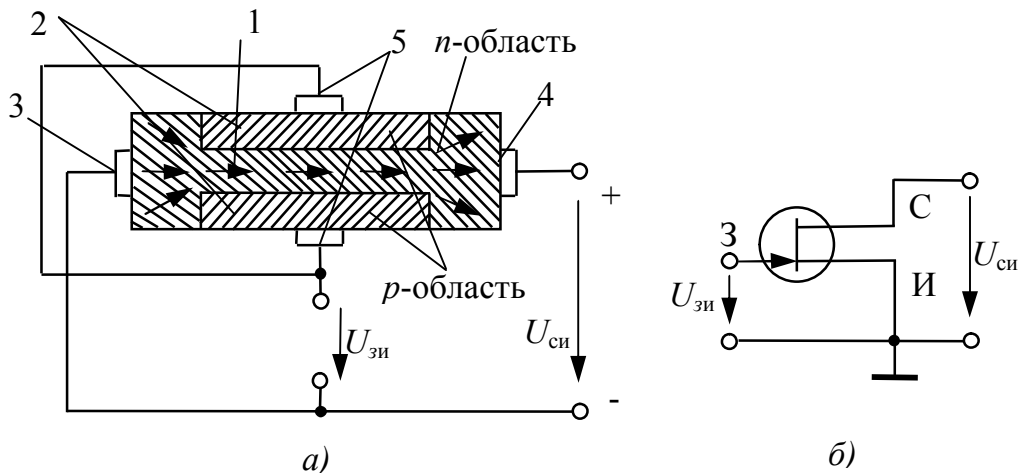


Рис. 1.11. Структура (а) и схема (б) полевого транзистора с затвором в виде $p-n$ -перехода и каналом n -типа; 1,2 – области канала и затвора; 3,4,5 – выходы истока, стока, затвора

В транзисторе с n -каналом основными носителями заряда в канале являются электроны, которые движутся вдоль канала от истока с низким потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуя ток стока I_c . Между затвором и истоком приложено обратное напряжение, запирающее $p-n$ -переход, образованный n -областью канала и p -областью затвора.

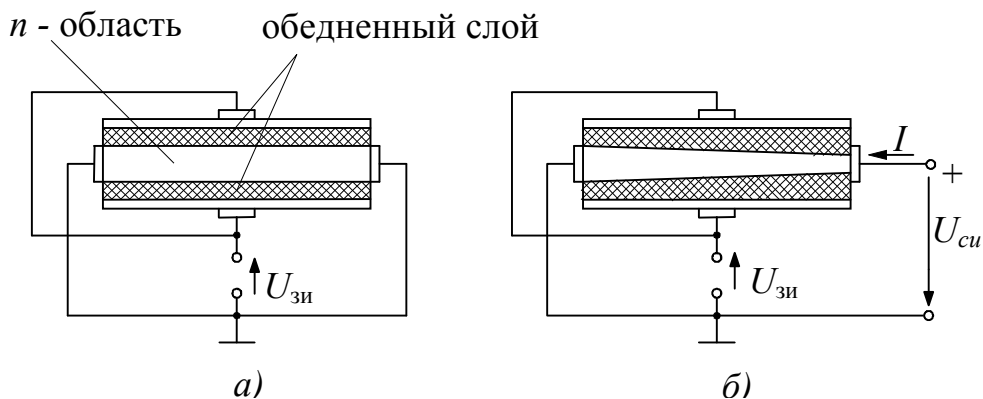


Рис. 1.12. Ширина канала в полевом транзисторе при $U_{си} = 0$ (а) и при $U_{си} > 0$ (б)

Таким образом, в полевом транзисторе с n -каналом полярности приложенных напряжений следующие: $U_{си} > 0$, $U_{зи} \leq 0$. При подаче запирающего напряжения на p - n -переход между затвором и каналом (см. рис. 1.12,а) на границах канала возникает равномерный слой, обедненный носителями заряда и обладающий высоким удельным сопротивлением.

Это приводит к уменьшению ширины проводящего канала. При подаче напряжения между истоком и стоком обедненный слой становится неравномерным (рис.1.12,б), сечение канала возле стока уменьшается, и проводимость канала тоже уменьшается.

ВАХ полевого транзистора приведены на рис.1.13. Здесь зависимости тока стока I_c от напряжения $U_{си}$ при постоянном напряжении на затворе $U_{зи}$ определяют выходные, или стоковые, характеристики полевого транзистора (рис. 1.13,а).

На начальном участке характеристик ток стока возрастает с увеличением $U_{си}$.

При повышении напряжения сток–исток до $U_{си} = U_{зап} - [U_{зи}]$ происходит перекрытие канала и дальнейший рост тока I_c прекращается (участок насыщения). Отрицательное напряжение $U_{зи}$ между

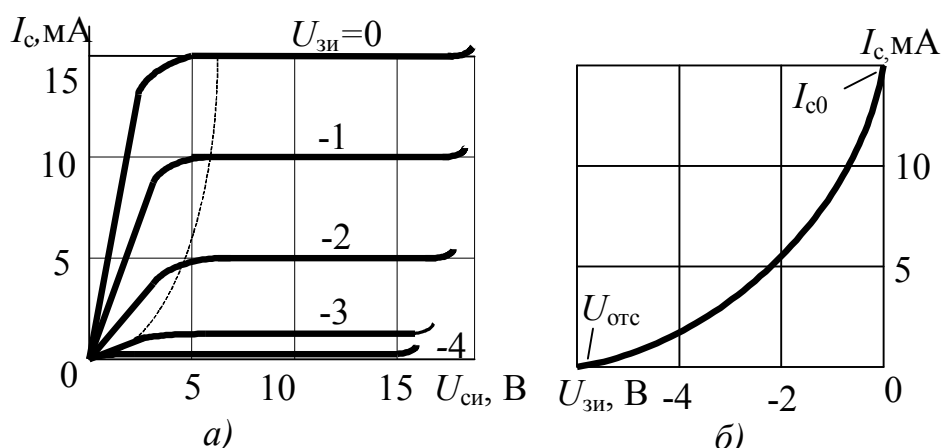


Рис. 1.13. Выходные (а) и передаточная (б) вольт-амперные характеристики полевого транзистора

затвором и истоком приводит к меньшим значениям напряжения $U_{си}$ и тока I_c , при которых происходит перекрытие канала.

Дальнейшее увеличение напряжения $U_{си}$ приводит к пробоем p - n -перехода между затвором и каналом и выводит транзистор из строя. По выходным характеристикам может быть построена передаточная характеристика $I_c = f(U_{зи})$ (рис. 1.13,б). На участке насыщения она практически не зависит от напряжения $U_{си}$. Из нее видно, что в отсутствии входного напряжения (затвор–сток) канал обладает определенной проводимостью и пропускает ток, называемый **начальным током стока** I_{c0} . Чтобы практически «запереть» канал, необходимо

приложить к входу **напряжение отсечки** $U_{отс}$. Входная характеристика полевого транзистора – зависимость тока утечки затвора I_3 от напряжения затвор – исток – обычно не используется, так как при $U_{зи} < 0$ $p-n$ -переход между затвором и каналом закрыт и ток затвора очень мал ($I_3 = 10^{-8} \dots 10^{-9}$ А), поэтому во многих случаях им можно пренебречь.

Как и в случае биполярных транзисторов, полевые имеют три схемы включения: с общим затвором, стоком и истоком (рис. 1.14). Передаточная ВАХ полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом представлена на рис. 1.13,б.

Основными преимуществами полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом перед биполярными являются высокое входное сопротивление, малые шумы, простота изготовления, низкое падение напряжения на открытом полностью канале. Однако они обладают таким недостатком, как необходимость работать в отрицательных областях ВАХ, что усложняет схемотехнику.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (ПТИЗ) могут иметь структуру металл-диэлектрик-полупроводник – **МДП-транзисторы** или иметь структуру металл-оксид-полупроводник – **МОП-транзисторы**. Часто используют их обозначение на английском языке – MISFET (metal insulator Semiconductor field-effect transistor) или MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor).

МОП-транзисторы применяются чаще. Они бывают двух типов: с *встроенным каналом*, который создается при изготовлении (МОП-ВК) и с *индуцированным каналом*, который возникает при работе транзистора (МОП-ИК).

Структура МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа изображена на рис. 1.15,а. На подложке из полупроводника p -типа около истока и стока формируются области n -типа с повышенной концентрацией носителей заряда. На поверхности подложки располагается металлический затвор, изолированный от нее слоем диэлектрика. Между стоком и истоком приложено положительное напряжение $U_{си}$. Пока управляющее напряжение между затвором и истоком $U_{зи}$ отсутствует, ток стока равен нулю, так как цепь исток –

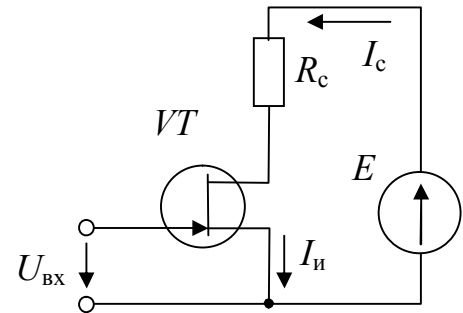


Рис. 1.14. Схема включения с общим истоком полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом

подложка – сток представляет собой два включенных навстречу друг другу p - n -перехода. Если на затвор подать положительное напряжение, то под действием электрического поля электроны подложки будут перемещаться в направлении к затвору, а дырки – в глубь подложки. В поверхностном слое подложки между истоком и стоком образуется тонкий слой с повышенной концентрацией электронов. Кроме того, часть электронов диффундирует из областей истока и стока. Поэтому между истоком и стоком образуется (индуцируется) канал по которому перемещаются носители заряда, и ток стока при этом становится отличным от нуля. Очевидно, что с повышением напряжения на затворе (начиная с $U_{з0}$) увеличивается электрическая проводимость канала, и, следовательно, возрастает ток стока (рис.1.15,в).

Применение изолированного затвора позволило резко поднять входное сопротивление. Если у полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом оно составляет до 10^9 Ом, то у МДП-транзисторов – до 10^{14} Ом.

Разновидностью МДП-транзисторов является транзистор с *встроенным* каналом (рис.1.16), который создается технологически в поверхностном слое подложки. Это тонкий слой полупроводника, соединяющий исток со стоком, одинакового с ними типа электропроводности. В таком транзисторе при наличии между стоком и истоком напряжения $U_{си}$ и при нулевом напряже-

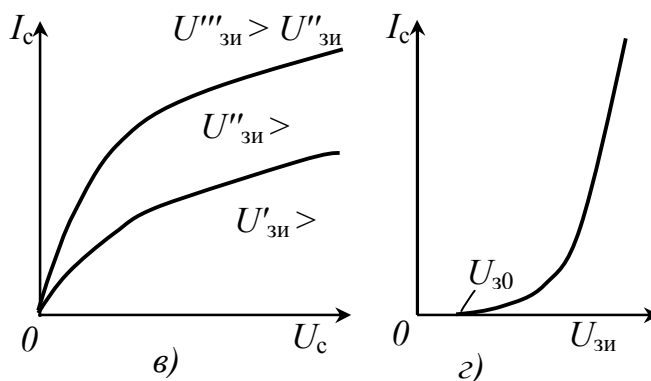
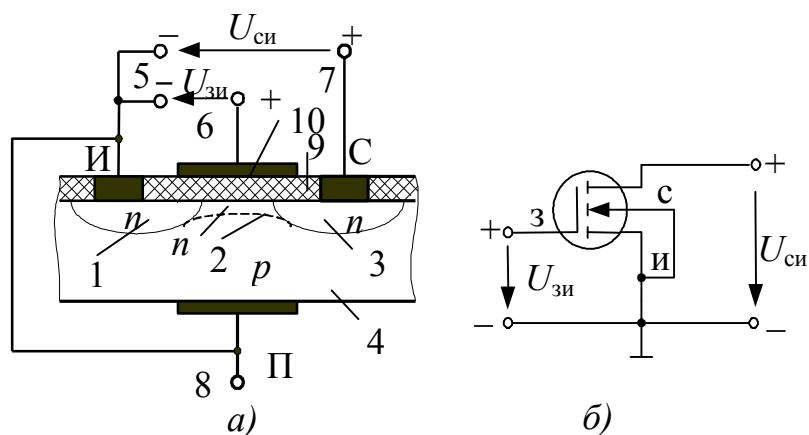


Рис. 1.15. Структура (а), схема включения (б) выходные (в) и передаточная (з) ВАХ МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа: 1 – 4 – области истока, канала, стока и подложки; 5 – 8 – выходы истока, затвора, стока и подложки; 9 – диэлектрик; 10 – затвор

нии на затворе ток стока будет отличен от нуля. При увеличении в сторону положительных (для канала n -типа) значений напряжения между затвором и истоком электрическая проводимость канала за счет обогащения носителями заряда будет увеличиваться, с ток стока – возрастать. Отрицательное напряжение между затвором и истоком будет вызывать сужение канала (обеднение носителями), ток стока будет уменьшаться, а при достижении напряжением некоторого порогового значения $U_{з0}$ прекратится. Таким образом, транзистор с встроенным каналом управляется разнополярными напряжениями. В отличие от транзистора с индуцированным каналом, где $U_{зи}$ только положительный, начиная с напряжения $U_{з0}$. У транзисторов с каналом p -типа нужно поменять знаки напряжений всех электродов.

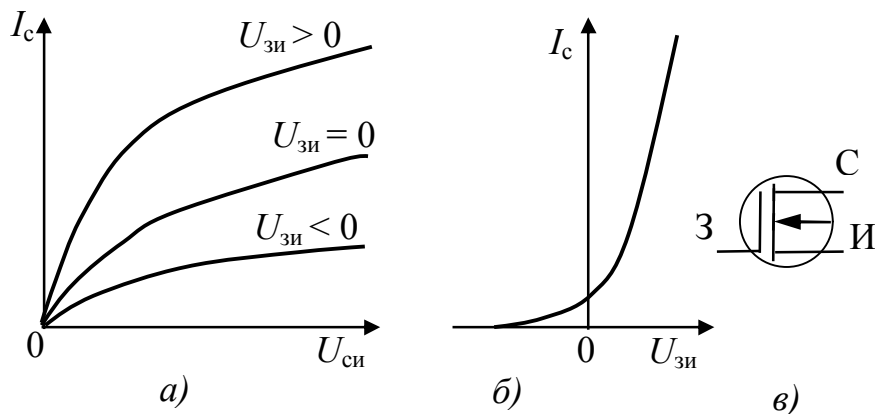


Рис.1.16. Выходные (а) и передаточная (б) ВАХ и условное графическое обозначение(в) МДП-транзистора с встроенным каналом n -типа

Межэлектродные емкости полевых транзисторов между затвором и стоком $C_{зс}$, а также затвором и истоком $C_{зи}$, обычно не превышают 1...20 пФ. Полевые транзисторы с коротким каналом (длиной 1...3 мкм) являются высокочастотными приборами и могут работать на частотах до нескольких десятков гигагерц.

Конструкция МОП-транзисторов постоянно совершенствуется. Для того чтобы такие транзисторы работали на повышенных частотах, необходимо уменьшать длину канала, снижать собственные емкости, пороговое напряжение и пр. Поэтому появляются транзисторы, выполненные, например, по V -технологии с длиной канала менее 0,1 мкм и способные работать до частот 1,5 ГГц.

В интегральных технологиях изготовления микросхем широко используют МДП-структуры специального назначения. Для примера

можно упомянуть структуру типа металл–нитрид–оксид–полупроводник (МНОП), которую используют для получения запоминающих устройств. Она состоит из тонкого слоя оксида SiO_2 (барьера) и толстого слоя нитрида Si_3N_4 («ловушка»). При программировании на затвор структуры подают положительное напряжение, достаточное для туннелирования через барьер электронов из подложки. Попав, таким образом, в «ловушку», электроны и созданный ими заряд могут храниться в ней несколько лет, барьер из оксида предотвращает обратный перенос заряда в отсутствие электрического поля. Если на затвор подать достаточно большое отрицательное напряжение, то накопленный заряд рассасывается.

Основными параметрами полевых транзисторов являются:

- 1) крутизна передаточной характеристики $S = dI_c / dU_{зи}$ при $U_{си} = const$ (0,1...500 мА/В);
- 2) дифференциальное сопротивление стока (канала) на участке насыщения $R_c = dU_{си} / dI_c$ при $U_{зи} = const$ ($10^3 \dots 10^6$ Ом);
- 3) сопротивление открытого канала R_k (0,1...300 Ом);
- 4) начальный ток стока I_{c0} при $U_{зи} = 0$ (0,01...600 мА);
- 5) напряжение отсечки $U_{отс}$ (0,2...10 В);
- 6) максимально допустимые напряжения стоки–сток, затвор–исток;
- 7) максимальная мощность рассеивания стока $P_{c \max}$ (сотни ватт);
- 8) максимальный ток стока $I_{c \max}$ (до сотен ампер);
- 9) максимальная рабочая частота f_{\max} .

Мощные полевые транзисторы широко применяются в импульсных источниках питания при максимальных токах до 1000 А и напряжениях сток–исток до нескольких тысяч вольт. Их выполняют многоканальными (число каналов – сотни и тысячи) для уменьшения сопротивления цепи исток – сток.

Для создания максимальной площади контактов истока и стока и уменьшения сопротивления выводов структура транзистора выполняется с вертикальными каналами.

В зависимости от области применения (низкие напряжения и большие токи или высокие напряжения и жесткие требования к динамическим характеристикам) разработаны различные технологии изготовления МДП-транзисторов. Технология MDmesh (Multiple Drain mesh) и STripFET фирмы STMicroelectronics основаны на мно-

гочисленных вертикальных р-структурах стока, что значительно уменьшает сопротивление сток/исток в открытом состоянии ($R_{DS\ ON}$). Кроме очень низкого $R_{DS\ ON}$, новая вертикальная структура кристалла обеспечивает превосходные динамические характеристики (dV/dt). Например, низковольтный (20 В) транзистор STV160NF02L рассчитан на токи до 160 А и имеет сопротивление сток/исток в открытом состоянии 0,0016 Ом. Транзисторы другой Z-серии, например STW8NC90Z, рассчитаны на напряжения до 900 В, полностью защищены от электростатического пробоя и выбросов напряжения в затворной цепи вследствие переходных процессов, но обеспечивают токи до 7,6 А и имеют сопротивление сток/исток в открытом состоянии 1,38 Ом.

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) имеет входные характеристики подобные входным характеристикам полевого транзистора, а выходные – выходным характеристикам биполярного. В литературе этот прибор обычно называют IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

По быстродействию IGBT-транзисторы значительно превосходят биполярные. Их чаще всего используют в качестве мощных ключей, у которых время включения 0,2...0,4 мкс, а время выключения 0,2...1,5 мкс, коммутируемые напряжения достигают нескольких тысяч вольт, а токи более 1 кА.

Транзисторы этого типа вытесняют тиристоры из высоковольтных схем преобразования частоты и позволяют создать импульсные источники вторичного электропитания с качественно лучшими характеристиками.

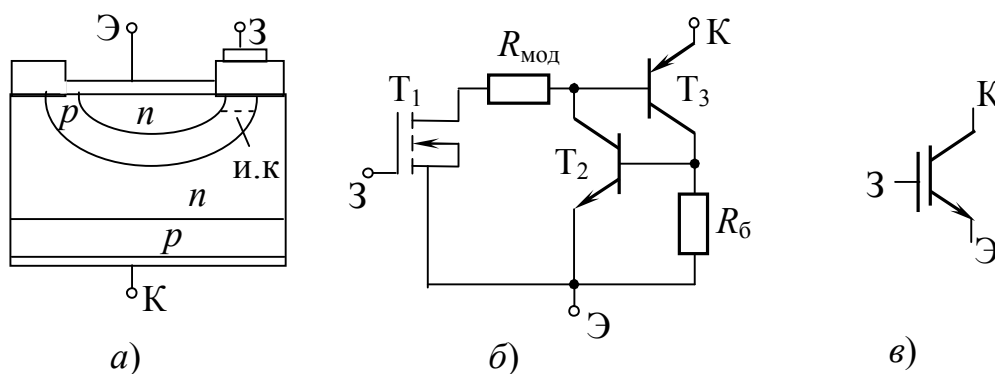


Рис. 1.17. IGBT- транзистор: а – структура; б – схема замещения; в – условное обозначение

В структуре IGBT-транзистора (рис. 1.17) имеется 2 биполярных структуры – n-p-n и p-n-p-типов и структура БТИЗ-транзистора (бук-

вами «и.к» обозначен индуцированный канал). При этом эквивалентная схема IGBT-транзистора (рис. 1.17, б) изображается в виде 3 транзисторов. Однако на электрических схемах IGBT-транзистор имеет более простое изображение (рис. 1.17, в)

В нормальных условиях транзистор T_2 типа n-p-n заперт и не оказывает влияния на работу IGBT (он рассматривается как паразитный). Благодаря наличию нижнего p-n-перехода, который является эмиттерным переходом для транзистора T_3 , в нижний слой n-типа инжектируются дырки, что уменьшает сопротивление этого слоя и соответственно уменьшает сопротивление между коллектором и эмиттером IGBT в открытом состоянии. Однако инжекция дырок приводит к накоплению заряда в нижнем слое n-типа и уменьшению быстродействия IGBT-транзистора.

Для исследования режимов работы IGBT-транзистора используют выходные характеристики $I_K(U_{KЭ})$ при $U_{ЭЭ} = \text{const}$ (рис. 1.18, а) и передаточную характеристику $I_K(U_{ЭЭ})$ (рис. 1.18, б). Для заданного напряжения используют также понятие – крутизна передаточной характеристики $S = di_K / du_{ЭЭ}$.

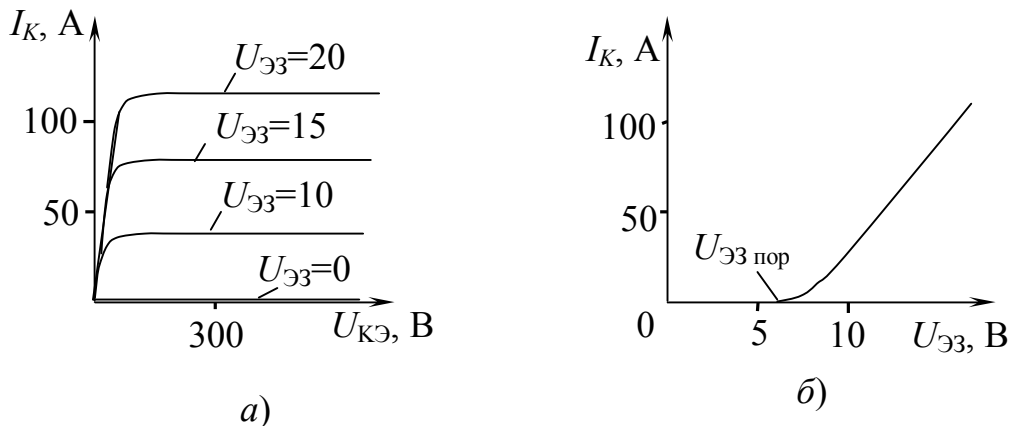


Рис. 1.18. Характеристики IGBT- транзистора: а – выходные; б – передаточная

Поскольку в основу транзисторов типа IGBT положены ПТИЗ с индуцированным каналом, то напряжение, подаваемое на затвор, должно быть больше порогового напряжения $U_{ЭЭ пор}$, которое имеет значение 5...6 В.

Для уменьшения количества дополнительных внешних компонентов в состав IGBT-транзисторов вводят диоды или выпускают модули (рис 1.19), состоящие из нескольких компонентов. Например, транзисторно-диодный ключ; сдвоенный ключ (стойка); модуль для понижающего преобразователя постоянного напряжения. Примене-

ние гибридных силовых модулей упрощает конструкции преобразователей, позволяет существенно уменьшить габариты устройств и

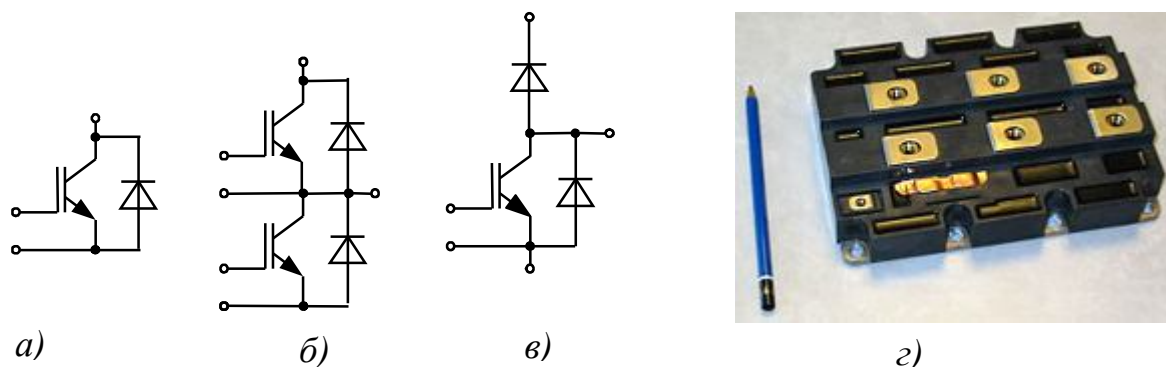


Рис. 1.19. Гибридные силовые схемы (модули): а – транзисторно-диодный ключ; б) – двойной ключ (стойка); в) – модуль для понижающего преобразователя постоянного напряжения; г) – внешний вид модуля IGBT

повышает надежность его работы.

На рис.1.19,г приведен внешний вид модуля IGBT для коммутации напряжения до 3300 В и токов до 1200 А. Не смотря высокие напряжения и токи он имеет сравнительно небольшие размеры.

Статический индукционный транзистор (СИТ или SIT-транзистор) представляет собой полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом, который может работать при обратном смещении затвора (режим полевого транзистора) и при прямом смещении затвора (режим биполярного транзистора). В результате смешанного управления открытый транзистор управляется током затвора, который в этом случае работает как база биполярного

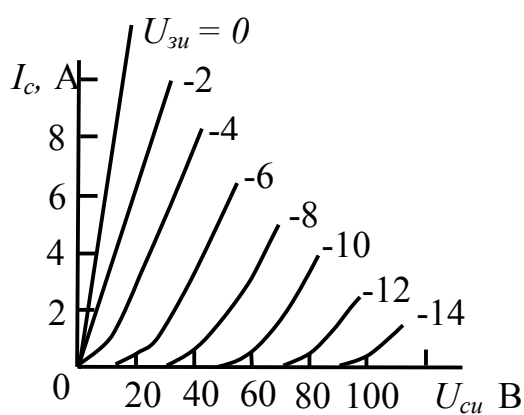


Рис. 1.20. Вольт-амперные характеристики СИТ- транзисторов

транзистора, а при запираии транзистора на затвор подается обратное запирающее напряжение. В отличие от биполярного транзистора обратное напряжение, подаваемое на затвор транзистора, может достигать 30 В, что значительно ускоряет процесс рассасывания неосновных носителей, которые появляются в канале при прямом смещении затвора.

В настоящее время имеются

две разновидности этих транзисторов: СИТ-транзисторы и БСИТ. Первая разновидность транзисторов, называемых просто СИТ, представляет собой нормально открытый прибор с управляющим $p-n$ -переходом. В таком приборе при нулевом напряжении на затворе цепь сток–исток находится в проводящей состоянии (рис.1.20). Перевод транзистора в непроводящее состояние осуществляется с помощью запирающего напряжения $U_{зи}$ отрицательной полярности, прикладываемого между затвором и истоком. Существенной особенностью такого СИТ транзистора является возможность значительного снижения сопротивления канала $R_{си}$ в проводящем состоянии путем пропускания тока затвора при его прямом смещении.

СИТ-транзистор, как и ПТИЗ, имеет большую емкость затвора, перезаряд которой требует значительных токов управления. Достоинством СИТ-транзисторов по сравнению с биполярными транзисторами является повышенное быстродействие. Время включения практически не зависит от режима работы и составляет 20...25 нс при задержке не более 50 нс. Время выключения зависит от соотношения токов стока и затвора.

Для снижения потерь в открытом состоянии СИТ вводят в насыщенное стояние подачей тока затвора. Поэтому на этапе выключения, так же как и в биполярном транзисторе, происходит процесс рассасывания неосновных носителей заряда, накопленных в открытом состоянии. Это приводит к задержке выключения и может лежать в пределах от 20 нс до 5 мкс.

Специфической особенностью СИТ-транзистора, затрудняющей его применение в качестве ключа, является его нормально открытое состояние при отсутствии управляющего сигнала (рис.1.20.). Для его запирания необходимо подать на затвор отрицательное напряжение смещения, которое должно быть больше напряжения отсечки.

Этого недостатка лишены БСИТ-транзисторы, в которых напряжение отсечки технологическими приемами сведено к нулю.

Благодаря этому БСИТ-транзисторы при отсутствии напряжения на затворе заперты, так же как и биполярные транзисторы, что и отражено в названии транзистора – биполярные СИТ-транзисторы.

Поскольку СИТ- и БСИТ-транзисторы относятся к разряду полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом, их схематическое изображение и условные обозначения такие же. Таким образом, опре-

делить СИТ-транзисторы можно только по номеру разработки, что весьма затруднительно, если нет справочника. Например, СИТ-транзистор КП926 имеет максимальное значение напряжения 400 В, ток стока 16 А, напряжение отсечки – 15 В, а БСИТ-транзистор КП955 – напряжение 450 В, ток 25 А, напряжение отсечки 0 В.

Несмотря на высокие характеристики СИТ- и БСИТ-транзисторов, они уступают ПТИЗ по быстродействию и мощности управления. К достоинствам СИТ-транзисторов следует отнести малое сопротивление канала в открытом состоянии, которое составляет 0,1... 0,025 Ом.

1.3. Тиристоры

Тиристором называют полупроводниковый прибор с тремя (или более) p – n -переходами, вольт-амперная характеристика которого имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением и который используется для коммутаций в электрических цепях.

По способу управления тиристоры можно разделить на две группы:

а) *с неполной управляемостью* – включение осуществляется сигналом управления, а выключение – при спаде тока через прибор до нуля; это наиболее распространенные *асимметричные тиристоры (SCR)*,

б) *полностью управляемые* – включение и выключение осуществляется сигналом управления. К этой группе относятся: тиристоры *GTO* – (*gate turn-off thyristor*).

Простейшим тиристором с двумя выводами является *диодный тиристор* (динистор). *Триодный тиристор (SCR)* имеет дополнительно третий (управляющий) электрод. Как диодный так и триодный тиристоры имеют четырехслойную структуру с тремя p – n -переходами (рис. 1.21).

Крайние области p_1 и n_2 называются **анодом** и **катодом**, соответственно, с одной из средних областей p_2 или n_1 соединен управляющий электрод. P_1 , P_2 , P_3 – переходы между p - и n -областями.

Источник E внешнего питающего напряжения подключен к аноду положительным относительно катода полюсом. Если ток I_V через управляющий электрод триодного тиристора равен нулю,

его работа не отличается от работы диодного. В отдельных случаях бывает удобно представить тиристор двухтранзисторной схемой замещения с использованием транзисторов с различным типом электропроводности $p-n-p$ и $n-p-n$ (рис. 1.21, б).

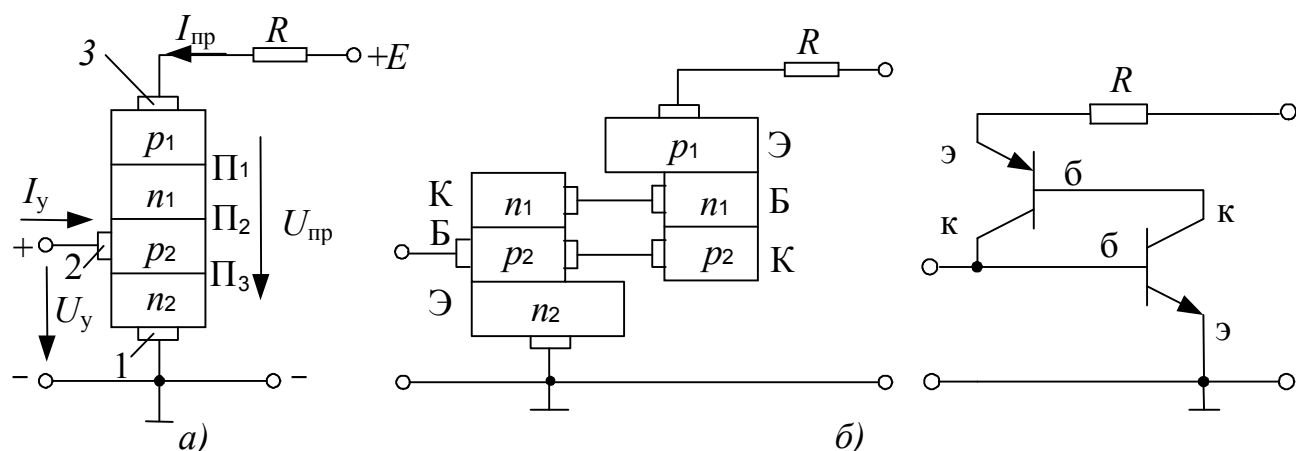


Рис. 1.21. Структура (а) и двухтранзисторная схема замещения (б) SCR-тиристора

Как видно из рис.1.21, б, переход Π_2 является общим коллекторным переходом обоих транзисторов в схеме замещения, а переходы Π_1 и Π_3 – эмиттерными переходами. При повышении прямого напряжения $U_{пр}$ (что достигается увеличением ЭДС источника питания E) ток тиристора увеличивается незначительно до тех пор, пока напряжение $U_{пр}$ не приблизится к некоторому критическому значению напряжения пробоя, равному напряжению включения $U_{вкл}$ (рис.1.22).

При дальнейшем повышении напряжения $U_{пр}$ под влиянием нарастающего электрического поля в переходе Π_2 происходит резкое увеличение количества носителей заряда, образовавшихся в результате ударной ионизации при столкновении носителей заряда с атомами. В результате ток в переходе быстро нарастает, так как электроны из слоя n_2 и дырки из слоя p_1 устремляются в слои p_2 и n_1 и насыщают их неоснов-

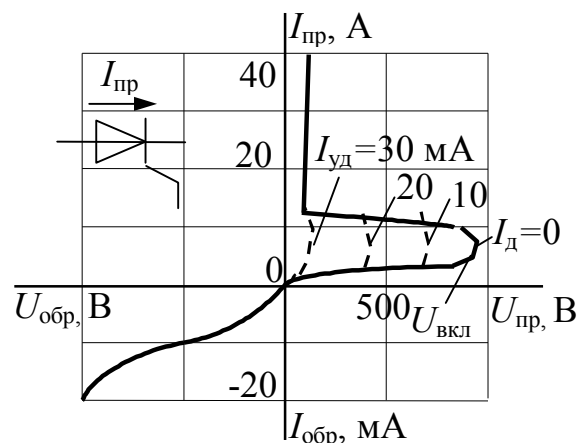


Рис 1.22. Вольт-амперные характеристики и условное обозначение SCR-тиристора

ными носителями заряда. При дальнейшем увеличении ЭДС источника E или уменьшения сопротивления резистора R ток в приборе нарастает в соответствии с вертикальным участком ВАХ (рис. 1.22) Минимальный прямой ток, при котором тиристор остается во включенном состоянии называется током удержания $I_{уд}$. При уменьшении прямого тока до значения $I_{пр} < I_{уд}$ (нисходящая ветвь ВАХ на рис.1.22) высокое сопротивление перехода восстанавливается и происходит выключение тиристора. Время восстановления сопротивления $p-n$ -перехода обычно составляет 10...100 мкс.

Напряжение $U_{вкл}$, при котором начинается лавинообразное нарастание тока, может быть снижено дополнительным введением неосновных носителей заряда в любой из слоев, прилегающих к переходу Π_2 . Эти добавочные носители заряда увеличивают число актов ионизации в $p-n$ -переходе Π_2 , в связи с чем напряжение включения $U_{вкл}$ уменьшается.

Добавочные носители заряда в SCR тиристоре, представленном на рис. 1.21, вводятся в слой p_2 вспомогательной цепью, питаемой от независимого источника напряжения. В какой мере снижается напряжение включения при росте тока управления, показывает семейство кривых на рис.1.22.

Будучи переведенным в открытое (включенное) состояние, тиристор не выключается даже при уменьшении управляющего тока I_v до нуля. Выключить тиристор можно либо снижением внешнего напряжения до некоторого минимального значения, при котором ток становится меньше тока удержания, либо подачей в цепь управляющего электрода отрицательного импульса тока, значение которого, впрочем, соизмеримо со значением коммутируемого прямого тока $I_{пр}$.

Важным параметром SCR тиристора является *отпирающий ток управления* I_v – ток управляющего электрода, который обеспечивает переключение тиристора в открытое состояние. Значение этого тока может достигать нескольких сотен миллиампер.

Из рис. 1.22 видно, что при подаче на тиристор обратного напряжения в нем возникает небольшой ток, так как в этом случае закрыты переходы Π_1 и Π_3 . Во избежание пробоя тиристора в обратном направлении (который выводит тиристор из строя из-за теплового пробоя хода) необходимо, чтобы обратное напряжение было меньше $U_{обр.макс}$.

В симметричных диодных и триодных тиристорах обратная ВАХ совпадает с прямой. Это достигается встречно-параллельным включением двух одинаковых четырехслойных структур или применением специальных пятислойных структур с четырьмя $p-n$ -переходами.

В настоящее время выпускаются тиристоры на токи до 3000 А и напряжения включения до 6000 В. Основные недостатки большинства SCR -тиристоров – неполная управляемость (тиристор не выключается после снятия сигнала управления) и относительно низкое быстродействие (десятки микросекунд). Однако в последнее время созданы тиристоры, у которых первый недостаток устранен (запираемые тиристоры могут быть выключены с помощью тока управления).

Запираемые тиристоры GTO и GCT переключаются в открытое состояние и выключаются путем подачи на управляющий электрод импульсов тока положительной и отрицательной полярности. У GTO -тиристоров время выключения несколько мкс, что ограничивает частотный диапазон работы на уровне 250 – 300 Гц.

Запираемые тиристоры GCT являются дальнейшим усовершенствованием GTO . . Время выключения в GCT тиристоре может достигать значения 0,1 мкс, а частота коммутации – несколько кГц. Однако ток запираения у них равен или превосходит анодный ток.

Интегрированный запираемый тиристор $IGCT$ отличается наличием интегральной схемы управления, непосредственно встроенной в монолитный корпус $IGCT$. Это позволило существенно упростить управление $IGCT$ тиристором и уменьшить его число отказов.

Тиристор с полевым управлением MCT отличается от запираемого тиристора тем, что он содержит два дополнительных полевых транзистора, один из которых обеспечивает процесс включения, а другой – процесс выключения тиристора.

На рис. 1.23 приведена эквивалентная схема полевого n -канального MCT -тиристора. При подаче положительного напряжения во входную цепь управляющих транзисторов $VT3$ и $VT4$ происходит

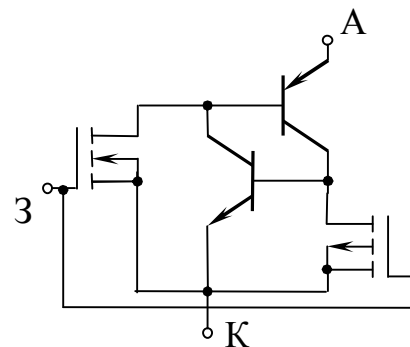


Рис. 1.23. Эквивалентная схема n -канального полевого тиристора MCT

включение n -канального полевого транзистора $VT3$ и включение MCT . Включение запирающего p -канального полевого транзистора $VT4$ обеспечивается отрицательным смещением во входной управляющей цепи. При этом закорачивается эмиттерный переход нижнего транзистора $VT2$, что приводит к запирающему MCT .

Тиристоры типа MCT имеют более высокое быстродействие и более простое управления. Они могут коммутировать мощности выше 10 МВт при частоте 10 кГц.

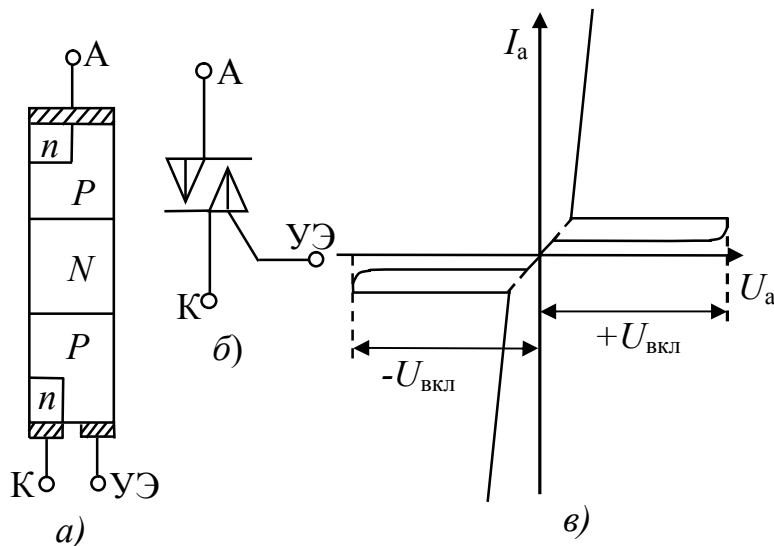


Рис.1.24. Структура симметричного тиристора (а), его схематичное изображение (б) и вольт-амперная характеристика (в)

Симистор (рис. 1.24,а) – это симметричный тиристор, который предназначен для коммутации в цепях переменного тока. Он может использоваться для создания реверсивных выпрямителей или регуляторов переменного тока.

Полупроводниковая структура симистора содержит пять слоев полупроводников с различным типом проводимостей и имеет более сложную конфигурацию по сравнению с тиристором. Вольт-амперная характеристика симистора приведена на рис. 1.24,в.

Как следует из вольт-амперной характеристики симистора, прибор включается в любом направлении при подаче на управляющий электрод $УЭ$ положительного импульса управления. Требования к импульсу управления такие же, как и для тиристора. Основные характеристики симистора и система его обозначений такие же, как и тиристора. Симистор можно заменить двумя встречно-параллельно включенными тиристорами с общим электродом управления. Так, симистор КУ208Г может коммутировать переменный ток до 10 А при напряжении до 400 В. Отпирающий ток цепи управления не превышает 0,2 А, а время включения – не более 10 мкс.

1.4. Интегральные микросхемы

Важнейшей технологией микроэлектроники является *интегральная технология*, позволяющая на одной пластине создавать группы электрически соединенных между собой элементов.

Интегральная микросхема (ИМС) – микроэлектронное изделие, состоящее из активных и пассивных элементов, а также соединительных проводников, изготовленных в едином технологическом процессе, заключенных в общий корпус и представляющих собой неразделимое целое.

Преимущества ИМС очевидны – малые габариты, малая масса и повышенная механическая прочность. При их производстве требуются меньшие затраты, существенно сокращается ручной труд за счет применения высокопроизводительного автоматизированного оборудования, и получаются более качественные схемы благодаря идентичности элементов схемы, уменьшению числа сварных и паянных соединений. Значительное наращивание числа элементов схемы не удорожает изделие, поэтому используют возможность улучшения ряда параметров путем введения дополнительных активных и пассивных элементов. При этом получающиеся схемы ИМС значительно сложнее своих дискретных аналогов.

По технологии изготовления ИМС делят:

1) на *гибридные*, выполненные в виде пленок, наносимых на поверхность диэлектрика, и навесных бескорпусных элементов (транзисторов, конденсаторов и др.), прикрепляемых к основанию;

2) *полупроводниковые* (монолитные), в которых элементы формируются в ПП-материале.

Рассмотрим образование элементов на полупроводниковых ИМС. Роль *резистора* выполняет объемное сопротивление участка монокристалла полупроводника, в объеме которого изготавливают ИМС. Для получения требуемого номинала резистора размеры участка и его проводимость должны иметь строго определенные значения.

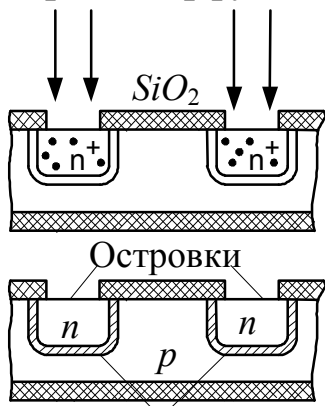
Конденсаторы часто выполняются в виде запятого *p-n*-перехода. Их создают одновременно с формированием транзисторов. При этом емкости более 1600 пФ/мм^2 не создаются, поэтому проект схемы ведут так, чтобы в них по возможности отсутствовали конденсаторы.

Создание *индуктивности* представляет наибольшую трудность, поэтому при разработке ИМС пытаются полностью от них отказаться. Действительно, сейчас индуктивности разрабатываются только по

тонкопленочной технологии. Размеры таких катушек значительно превышают размеры остальных компонентов ИС, а значения индуктивности не превышают 10 мкГн.

Внутрисхемные соединения получают чаще всего напылением в вакууме тонкого слоя алюминия. Получающиеся соединения имеют относительно большие сопротивления (до нескольких Ом) и существенную распределенную емкость относительно подложки ИМС, что необходимо учитывать при проектировании.

Транзисторы полупроводниковых ИМС формируют поэтапно одновременно для всей пластины. Сначала на пластине p -типа в местах будущих транзисторов формируют слой типа n . Затем его для изоляции окисляют, получая так называемый маскирующий слой. Используя фотошаблон и процесс фотолитографии в нужных местах маскирующего слоя травлением вскрывают окна под выводы транзистора и диффузией получают зоны с электропроводностью p -типа.



Изолирующий
 $p - n$ -переход

Рис. 1.25 Изготовление островков по планарно-диффузионной технологии

Изготовление полупроводниковых ИМС осуществляют, используя два основных технологических процесса: *диффузию примесей*, создающих в полупроводнике область с типом проводимости, противоположным исходному, и *эпитаксиальное наращивание* слоя кремния на кремниевую подложку, имеющую противоположный тип проводимости.

Все элементы схемы формируются в так называемых *островках*, образованных в кристалле и изолированных между собой. Металлические полосы, необходимые для соединения элементов в электрическую схему, напыляют на поверхность кристалла. Для этого электроды всех элементов выводятся на по-

верхность пластины и размещаются в одной плоскости, в одном *плане*. Поэтому технология изготовления схем с помощью диффузии называется *планарно-диффузионной*, а с помощью эпитаксиального наращивания – *эпитаксиально-планарной*.

Исходным материалом для изготовления ИМС по планарно-диффузионной технологии является слабо легированная пластина кремния p -типа, на которую методом фотолитографии наносят защитный слой SiO_2 (рис. 1.25). Через окна в защитном слое произво-

дится диффузия примеси n -типа, в результате чего образуются островки, границы которых упираются снизу в защитный слой, что резко снижает возможность протекания токов утечки по поверхности. Между островком и подложкой образуется p - n -переход, к которому подключают напряжение таким образом, чтобы этот переход был заперт (т.е. минусом на p -подложке). В результате островки становятся изолированными друг от друга.

Исходным материалом при эпитаксиально-планарной технологии служит пластина кремния n -типа со слоем SiO_2 (рис. 1.26,а), в которой вытравливают продольные и поперечные канавки (рис. 1.26,б). Полученную фигурную поверхность (в виде шахматной доски) снова окисляют, создавая изоляционный слой диоксида кремния (рис. 1.26,в).

На этот слой эпитаксиально наращивают слой кремния собственной проводимости (рис. 1.26,г), а верхний слой кремния n -типа сошлифовывают. Полученные таким образом островки (рис. 1.26,д) надежно изолированы друг от друга фигурным слоем диэлектрика и емкость между ними существенно меньше, чем в предыдущем случае. Однако такая технология ИМС сложнее и стоимость их изготовления выше. В полученных тем или иным способом островках формируют активные и пассивные элементы методом диффузионной технологии или эпитаксиальным наращиванием.

Степень сложности ИМС обычно характеризуют **степенью интеграции** $K = \lg N$, где N – число элементов в ИМС. Коэффициент K обычно округляют до ближайшего целого большего значения. В соответствии с формулой ИМС первой степени интеграции содержат до 10 элементов, второй – от 11 до 100 и т.д.

В зависимости от уровня интеграции ИМС делят на несколько категорий:

- малые ИМС – до 10 элементов (МИС);
- средние ИМС – от 10 до 100 элементов (СИС);
- большие ИМС – от 100 до 10^5 элементов (БИС);
- сверхбольшие ИМС – 10^5 и более элементов (СБИС).

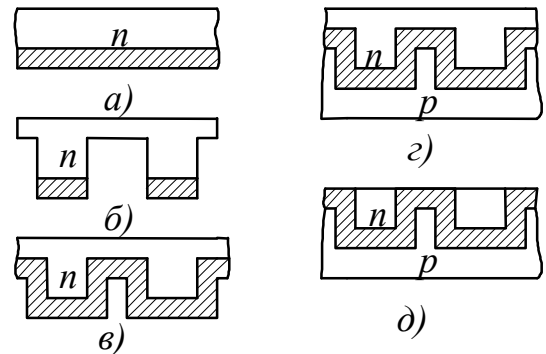


Рис. 1.26. Изготовление островков по эпитаксиально-планарной технологии

Для защиты от воздействия внешних факторов и механических повреждений все микросхемы помещают в защитный корпус. ИМС размещаются, как правило, в монолитных корпусах. Простейший и самый дешевый корпус пластмассовый. Однако ввиду недостаточного теплоотвода в нем можно размещать лишь схемы невысокой степени интеграции с рассеиваемой мощностью до 200 мВт.

Для микросхем средней и высокой степени интеграции используют керамический и металлокерамический корпуса. Если необходимо более интенсивное охлаждение, могут использоваться радиаторы. Плата с размещенными на ней корпусами микросхем может также обдуваться вентилятором, расположенным внутри корпуса электронного устройства.

Поскольку большие и сверхбольшие интегральные схемы (БИС/СБИС) значительно сложнее малых и средних интегральных схем (МИС и СИС), для их работы требуется гораздо большее число выводов и более сложные корпуса. Так, 16-разрядный микропроцессор Intel 8086 размещается в 40-контактном корпусе, а число контактов у микропроцессора Pentium IV составляет 480. Для вывода электрических сигналов в корпусах современных СБИС используют специальные шариковые выводы, расположенные по периметру корпуса в несколько рядов. БИС/СБИС современных микропроцессоров рассеивают настолько большую мощность, что для их охлаждения используют корпуса, обеспечивающие достаточно плотный контакт с радиатором, для обдува которого применяют специальный вентилятор, называемый кулером (от англ. cooler).

1.5. Оптоэлектронные приборы

Все многообразие оптоэлектронных приборов подразделяют на следующие группы изделий: источники и приемники излучения, оптроны, оптоэлектронные реле, индикаторы, а также оптические среды, позволяющие создавать элементы управления, отображения и запоминания информации.

1.5.1. Источники излучения

В основе функционирования источников излучения заложены такие физические явления, как тепловое свечение, излучение при электрическом разряде в газе, электролюминесценция. Наиболее простыми источниками света являются миниатюрные лампы накалива-

ния, имеющие широкий спектр излучения, основная часть которого лежит в инфракрасной области. Вследствие инерционности они применяются на частотах не выше 10 Гц.

В интегральной оптоэлектронике преимущественно применяют источники излучения, базирующиеся на явлениях люминесценции в полупроводниковых материалах.

Известны два принципиально различающихся вида электролюминесценции:

- предпробойная, которая возникает в микроучастках порошковых или пленочных электролюминофоров при напряженностях поля, близких или равных пробивным;

- инжекционная, происходящая при рекомбинации электронов и дырок на *p-n*-переходе полупроводникового кристалла, включенного в прямом направлении.

В соответствии с этим выделяют два типа индикаторов - собственно электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ) и полупроводниковые индикаторы (ППИ).

Электролюминесцентные индикаторы

Электролюминесцентный излучатель (ЭЛИ) представляет собой конденсатор, в котором между обкладками (электродами) располагается люминофор. Один электрод прозрачный (слой оксида олова), второй – непрозрачный (рис. 1.27).

При приложении к кристаллу люминофора напряжения в нем образуется пространственный заряд. Электроны, попадая в область сильного поля, приобретают энергию, достаточную для ионизации, в результате которой образуются электроны и дырки, способные рекомбинировать, излучая при этом свет в видимой или ультрафиолетовой частях спектра. Электролюминесцентные индикаторы имеют постоянные времени (0,1 – 1) мс, отличаются низкой стабильностью параметров и могут работать при постоянном или переменном напряжении электропитания.

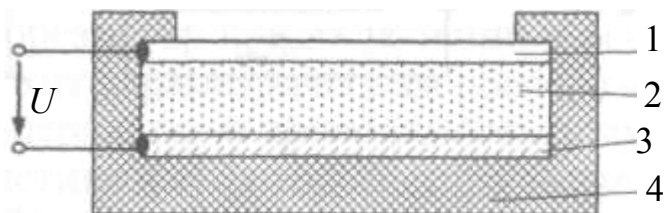


Рис. 1.27. Электролюминесцентный излучающий элемент

Имея плоскую конструкцию, хорошую читаемость, многоцветность, они удобны при компоновке пультов и табло самого различного назначения. В то же время такие индикаторы имеют рабочее напряжение около 170–220 В при частоте 400–1500 Гц, что не позволяет непосредственно согласовывать их с широко распространенными интегральными схемами.

Применяются для отображения буквенно-цифровой и символьной информации в устройствах вычислительной техники, а также в системах управления сложными комплексами (например, на атомных электростанциях).

Светодиоды. Работа светодиодов основана на *инжекционной электролюминесценции*, т.е. генерации оптического излучения в *p-n*-переходе, находящемся под прямым внешним напряжением. Под воздействием внешней энергии электроны в атомах переходят в возбужденное состояние с более высоким уровнем энергии W_2 , называемым метастабильным уровнем возбуждения. При возвращении этих электронов с метастабильного уровня W_2 на исходный W_1 происходит испускание фотонов с длиной волны, определяемой соотношением $\lambda = 1,23(W_2 - W_1)$.

К преимуществам полупроводниковых светодиодов (рис.28) относятся высокий по сравнению с лампами накаливания КПД, относительно узкий спектр излучения и хорошая диаграмма направленности, высокое быстродействие и малое напряжение питания. Все это обеспечивает удобство согласования с интегральными микросхемами, высокую надежность, долговечность и технологичность. Спектр излучения, а следовательно, и его цвет зависит от используемого полупроводникового материала. Светодиоды изготовляют не на основе кремния или германия как большинство полупроводниковых приборов, а на основе арсенида-фосфида галлия. Яркость свечения пропорциональна прямому току светодиода.

Излучательную характеристику инжекционного светодиода можно считать практически линейной. При токе $I \sim 100$ мА мощность излучения светодиода составляет единицы ватт.

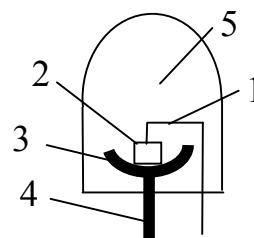


Рис. 1.28. Светодиод: 1 –анод; 2 – кристалл; 3 – рефлектор; 4 – катод 5 – корпус-линза

По силе света светодиоды делятся на три основные группы:

–светодиоды ультравысокой яркости (Ultra-high brightness LEDs) – единицы и десятки кандел;

–светодиоды высокой яркости (High brightness LEDs) – сотни милликандел;

–светодиоды стандартной яркости (Standard brightness LEDs) – десятки милликандел.

Вольт-амперную характеристику светодиода (рис. 1.29) на рабочем участке $u > U_1$ можно заменить линейной зависимостью $u \sim U_1 + ri$ с наклоном $r = \sim 1 - 10$ Ом. Это приводит к линейной управляющей характеристике светодиода на рабочем участке, что важно при использовании управляемых излучателей в аналоговых устройствах.

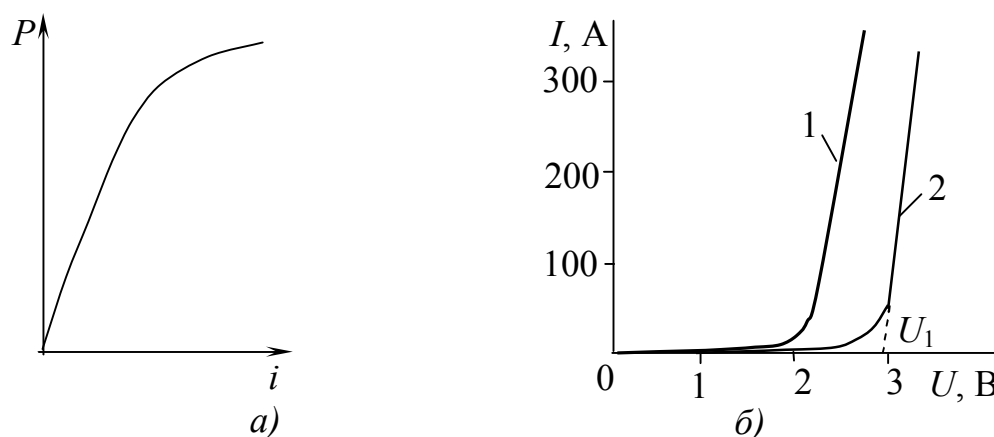


Рис. 1.29. Характеристики светодиода:
а – излучательная; б – вольтамперная

Достаточно длительное время с момента своего появления светодиоды служили лишь как маломощные зелёные или красные индикаторы, заменяя собой сигнальные лампочки в электронных устройствах. С развитием технологии производства светодиоды стали конкурировать с лампами накаливания и люминесцентными лампами. Ведь светодиоды гораздо эффективнее превращают электроэнергию в свет, чем другие его источники. Дело лишь в увеличении яркости свечения. В наше время светоотдача (отношение силы света к расходуемой энергии) красных светодиодов в 10 раз больше, чем светоотдача ламп накаливания. Светодиоды всегда излучают в узком спектральном диапазоне, то есть их свет имеет ярко выраженную окраску. Но, комбинируя в одном корпусе несколько светодиодов с разным цветом свечения (красным, зеленым, синим), можно получить белый свет. Оттенки белого можно варьировать, вплоть до полного сходства

с солнечным светом, подбирая параметры компонентов такого составного светодиода.

В последнее десятилетие светодиоды стали чем-то большим, чем просто электронные компоненты. Сохранив свои сигнальные и индикаторные функции, новые сверхяркие светодиоды начали заменять обычные лампы накаливания и неоновые лампы, занимая доминирующее положение в световых технологиях. Например, сверх яркий красного цвета ($\lambda=625\text{нм}$) светодиод КИПМ45Р30 обеспечивает силу света 2...3 Кд при угле обзора 30 градусов, а аналогичный давно используемый светодиод АЛ102АМ красного цвета имеет силу света 0,13 мКд.



Рис.1.30. Телесный угол Ω

Для сравнения светодиодов используются их фотометрические (световые) характеристики: сила света и световой поток. Световой поток измеряется в люменах. Один люмен определяется как световой поток, испускаемый точечным источником с силой света 1 кандела внутри телесного угла 1стерадиан ($1\text{ лм} = 1\text{ кд/ср}$). Важно понимать определение стерадиана, являющегося телесным углом (конусом) с центром в сфере радиуса r , который вырезает из сферы поверхность площадью r^2 (рис. 1.30). Площадь поверхности сферы равна $4\pi r^2$, поэтому полный световой поток, создаваемый точечным источником, с силой света одна кандела, равен 4π люменам.

Сила света измеряется в канделах. Определение канделы достаточно сложно: *единица силы света точечного источника в заданном направлении, испускающего монохроматическое излучение частотой 540×10^{12} Гц, энергетическая сила света которого в этом направлении составляет $1/683$ Вт/ср.* Частота излучения 540×10^{12} Гц соответствует длине волны 555 нм (излучение зеленого цвета). Так как человеческий глаз имеет разную чувствительность к различным длинам волн излучения, то при одинаковой силе света, измеренной в Вт/ср, зелёный светодиод светил бы ярче синего и красного светодиодов.

Из-за увеличивающегося спроса на мощные светодиоды сейчас всё чаще делается акцент именно на величину светового потока. То есть именно люмен является более подходящей мерой оценки произ-

ведённого света при сравнении между различными источниками света.

Для оценочного пересчета кандел в люмены, используют следующий метод:

1. Зная плоский угол свечения светодиода θ (двойной угол половинной яркости), указанный производителем, определяется телесный угол: $\Omega = 2\pi (1 - \cos(\theta/2))$.

2. Вычисляется световой поток: $F = Iv \times \Omega$, где Iv – сила света светодиода.

Таким образом, сила света светодиода напрямую зависит от его цвета и угла рассеивания.

То есть светодиод с углом рассеивания 20 градусов и потоком 20 000 мКд имеет такую же силу света, как и светодиод с углом рассеивания 160 градусов и потоком 700 мКд.

Для увеличения светового потока (яркости) требуется повышение мощности светодиода и улучшения теплоотвода от кристалла, что привело к изменению традиционной цилиндрической формы корпусного пластикового светодиода. С целью максимально приблизить кристалл к теплопроводящей поверхности на смену традиционной технологии приходит более совершенная SMD-технология. Название является сокращением от surface montage details – поверхностный монтаж деталей. В настоящее время SMD светодиоды перешагнули порог в сотню ватт и с каждым месяцем продолжают увеличивать её. Вместе с существенным ростом мощности и яркости SMD светодиода относительно его корпусных собратьев, получаем и более широкий угол освещения. Благодаря этому стало более легко изготавливать светодиодные лампы, так как световой поток идёт не такой узко концентрированный, как у обычных светодиодов. Например, у бескорпусных SMD светодиодов малой ($L-C191$, $L-C170$) угол освещения 130 градусов.

Светодиоды, выполненные по технологии SMD, монтируются непосредственно на общую подложку, которая часто исполняет роль радиатора (охлаждения). Так создаются целые светодиодные модули и пластины, которые могут иметь прямоугольную или круглую форму, быть жесткими или гибкими – например, светодиодные ленты RT2-3528-60-12V на базе 300 шт светодиодов SMD 3528 с углом рассеивания 120°.

Для мощных светильников и прожекторов изготавливаются светодиодные сборки SMD на металлическом массивном радиаторе. В отдельных случаях, для светодиодов более 100 ватт, применяют даже принудительное охлаждение – обдув кулером.

В качестве примера можно назвать мощный 100Вт светодиод HPR40E-19K100WG, имеющий белый цвет (6000К), размер 40 х56мм, световой поток 7200 Лм, потребляемый ток 2800mA. Следует иметь в виду, что в природе не существует кристалла, излучающего белый свет. Для получения белого свечения используется синий светодиод с нанесённым на него слоем белого люминофора. Люминофор со временем имеет привычку выгорать и цвет светодиода становится синеватым.

Решение проблемы деградации белых светодиодов – так называемые, *RGB*-светодиоды, то есть на одном чипе устанавливают три цветных *Red*(красный), *Green*(зелёный) и *Blue*(синий) светодиода. Каждый цвет имеет отдельное питание и может отдельно управляться. При смешении этих трёх цветов можно получить белый цвет. Срок службы *RGB*-светодиода более продолжителен.

Лазерные диоды. Принцип действия лазерного диода основан на индуцированном излучении света возбужденных электронов. Для этого внешним источником энергии создают в полупроводнике концентрацию электронов вблизи дна зоны проводимости больше, чем вблизи потолка валентной зоны (инверсию населенности уровней). Этот процесс называется накачкой. Воздействие на такую активную среду внешнего излучения вызывает массовые переходы возбужденных электронов из зоны проводимости в валентную зону с испусканием квантов света.

Чтобы создать лазерный генератор используют оптический резонатор Фабри-Перо. Он образован двумя плоскопараллельными зеркалами 1 и 3 (рис. 1.31), одно из которых – зеркало 1 – полупрозрачно, а другое – нет. Внутри резонатора помещают рабочий кристалл 2. Роль зеркал выполняют отшлифованные грани кристалла.

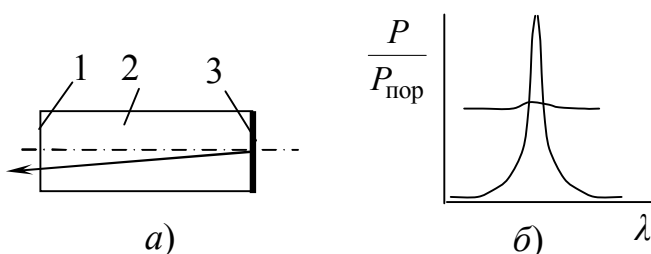


Рис.1.31 Лазерный диод: а – конструктивная схема; б – спектральная характеристика

В кристалле всегда происходят спонтанные переходы с инверсного

уровня в валентную зону. Такое спонтанное излучение, проходя вдоль оси кристалла отражается от зеркала 1 и возвращаясь индуцирует более мощный поток излучения. В результате многократных отражений получается, что колебания всех атомов, участвующих в процессе, синхронизированы и сфазированы, а возникающее излучение строго монохроматично и имеет острую направленность. При этом лазер излучает когерентный пучок фотонов.

Чтобы создать инверсию населенности в полупроводниковом кристалле, используют полупроводниковые материалы с вырожденной проводимостью, например, в инфрокрасном диапазоне применяют арсенид галлия. В качестве получателя используется *p*-область. В прямом включении перехода электроны из *n*-базы инжектируют в *p*-слой, навстречу проходит поток дырок, но поток электронов преобладает. При малых уровнях инжекции инверсной населенности не возникает, т.к. спонтанные обратные переходы электронов в валентную зону частично снимают возбуждение. При этом прибор работает как обычный светодиод, излучая некогерентный, размытый по спектральному составу свет.

Работа прибора в режиме лазера возможна, если ток прямого перехода больше порогового значения. Плотность порогового тока для инжекционных лазеров при комнатной температуре составляет $10^3 \dots 10^4$ А/см².

В связи с тем, что лазер формирует узкий пучок света, излучаемый миллисекундным импульсом, плотность ИК-мощности, рассчитанная на поверхность площадью λ_n^2 при $\lambda_n \approx 0,8$ мкм составляет $1,5 \cdot 10^{15}$ Вт/м².

Обычно полупроводниковые лазеры имеют КПД порядка 20...30 %, ширину диаграммы направленности порядка 10° и мощность излучения 10...100 мВт. Экспериментальные образцы полупроводниковых лазеров имеют значительно лучшие характеристики.

Лазерные диоды могут быть нескольких типов. У основной их части слои сделаны очень тонкими, и такая структура может генерировать излучение только в направлении, параллельном этим слоям. С другой стороны, если волновод сделать достаточно широким по сравнению с длиной волны, он сможет работать уже в нескольких поперечных режимах. Такой диод называется многомодовым. Применение таких лазеров возможно в тех случаях, когда от устройства требуется высокая мощность излучения, и не ставится условие хорошей

сходимости луча (то есть допускается его значительное рассеивание). Такими областями применений являются: печатающие устройства, химическая промышленность, накачка других лазеров. С другой стороны, если требуется хорошая фокусировка луча, ширина волновода должна изготавливаться сравнимой с длиной волны излучения. Здесь уже ширина луча будет определяться только пределами, накладываемыми дифракцией. Такие устройства применяются в оптических запоминающих устройствах, лазерных целеуказателях, а также в волоконной технике. Следует, однако, заметить, что такие лазеры не могут поддерживать несколько продольных режимов, то есть не могут излучать на разных длинах волн одновременно.

В последние годы конструкция лазерного диода подвергалась многочисленным усовершенствованиям, чтобы устройства на их основе могли отвечать современным требованиям.

Обычно применяют лазеры на двойной гетероструктуре. В этих устройствах, слой материала с более узкой запрещённой зоной располагается между двумя слоями материала с более широкой запрещённой зоной. Чаще всего для реализации лазера на основе двойной гетероструктуры используют арсенид галлия (GaAs) и арсенид алюминия-галлия (AlGaAs). Каждое соединение двух таких различных полупроводников называется гетероструктурой, а устройство – «диод с двойной гетероструктурой» (ДГС).

Основная проблема гетероструктурных лазеров с тонким слоем – невозможность эффективного удержания света. Чтобы преодолеть её, с двух сторон кристалла добавляют ещё два слоя. Эти слои имеют меньший коэффициент преломления по сравнению с центральными слоями. Такая структура, напоминающая световод, более эффективно удерживает свет. Эти устройства называются гетероструктурами с раздельным удержанием (SCH).

Большинство полупроводниковых лазеров, произведённых с 1990-го года, изготовлены по этой технологии.

Еще одна конструкция – *лазеры с распределённой обратной связью* (РОС) чаще всего используются в системах многочастотной волоконно-оптической связи. Чтобы стабилизировать длину волны, в районе *p-n* перехода создаётся поперечная насечка, образующая дифракционную решётку. Благодаря этой насечке, излучение только с одной длиной волны возвращается обратно в резонатор и участвует в дальнейшем усилении. РОС-лазеры имеют стабильную длину волны

излучения, которая определяется на этапе производства шагом насечки, но может незначительно меняться под влиянием температуры. Такие лазеры – основа современных оптических телекоммуникационных систем.

Лидером в разработке и производстве лазерных диодов в России является ЗАО «Полупроводниковые приборы». Кампания производит мощные многомодовые лазерные диоды с выходной оптической мощностью в непрерывном режиме от 1 Вт до 15 Вт, и квазинепрерывные лазерные линейки с пиковой выходной оптической мощностью до 250 Вт. Например, лазерные диоды АТС-С4000-500 имеют выходную мощность 4000 мВт, $I_H=5$ А, $I_{\text{макс}}=6$ А, $U_{\text{макс}}=2.7$ В, тип корпуса АТС или ТО-3. Герметичный корпус АТС (рис. 1.32) позволяет работать с лазерным диодом без дополнительного теплоотвода в импульсном и в некоторых случаях в непрерывном режиме. Малое тепловое сопротивление такого корпуса позволяет снизить разницу температур между лазером и внешней поверхностью корпуса. ТО-3 корпус включает в себя термохолодильник Пельтье и терморезистор что позволяет поддерживать постоянную рабочую температуру. Данный корпус полностью соответствует международным стандартам.

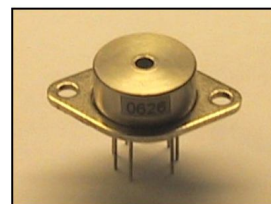


Рис. 1.32 Внешний вид лазерного диода

К достоинствам лазерных диодов следует отнести: 1) возможность выбора длины волны в широком диапазоне, 2) компактность и миниатюрность, 3) отсутствие высокого напряжения в источниках питания, 4) легко реализуемая возможность создания аппаратуры, не требующей заземления, 5) малая потребляемая мощность (что делает возможным их работу от встроенного автономного источника питания – малогабаритных аккумуляторов); 6) отсутствие хрупких стеклянных элементов (непрерывного атрибута газовых лазеров); 7) легко реализуемая возможность изменения воздействующих параметров (мощности излучения, частоты следования импульсов); 8) надежность и долговечность (которые значительно превосходят таковые для газовых лазеров и непрерывно растут по мере освоения новых технологий); 9) сравнительно низкая цена и коммерческая доступность.

1.5.2. Приемники излучения

К приемникам излучения относят фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры, фотосимисторы, фотосопротивления.

Фотодиоды. Простейший фотодиод представляет собой обычный полупроводниковый диод (см. рис. 1.33, *a*), в котором обеспечивается возможность воздействия оптического излучения на $p-n$ -переход. В равновесном состоянии, когда поток излучения полностью отсутствует, концентрация носителей, распределение потенциала и энергетическая зонная диаграмма фотодиода полностью соответствуют обычной $p-n$ -структуре. При воздействии излучения в направлении, перпендикулярном плоскости $p-n$ -перехода, в результате поглощения фотонов с энергией, большей, чем ширина запрещенной зоны, в n -области возникают электронно-дырочные пары. Эти электроны и дырки называют фотоносителями. При диффузии их в глубь n -области основная доля электронов и дырок не успевает рекомбинировать и доходит до границы $p-n$ -перехода. Здесь они разделяются электрическим полем $p-n$ -перехода, причем дырки переходят в p -область, а электроны не могут преодолеть поле перехода и скапливаются у границы $p-n$ -перехода и n -области.

Таким образом, ток через $p-n$ -переход обусловлен дрейфом неосновных носителей – дырок. Дрейфовый ток фотоносителей называется *фототоком*. Фотоносители – дырки заряжают p -область положительно относительно n -области, а фотоносители – электроны – n -область отрицательно по отношению к p -области. Возникающая разность потенциалов называется фотоЭДС E_{ϕ} . Генерируемый ток в фотодиоде – обратный, он направлен от катода к аноду, причем его величина тем больше, чем больше освещенность.

Фотодиоды могут работать в одном из двух режимов – без внешнего источника электрической энергии (режим фотогенератора) либо с внешним источником электрической энергии (режим фотопреобразователя).

Фотодиоды, работающие в режиме фотогенератора, часто применяют в качестве источников питания, преобразующих энергию солнечного излучения в электрическую. Они называются солнечными элементами и входят в состав солнечных батарей, используемых на космических кораблях. КПД кремниевых солнечных элементов составляет около 20 %, а у пленочных солнечных элементов он может

иметь значительно большее значение. Важными техническими параметрами солнечных батарей являются отношения их выходной мощности к массе и площади, занимаемой солнечной батареей. Эти параметры достигают значений 200 Вт/кг и 1 кВт/м², соответственно.

При работе фотодиода в фотопреобразовательном режиме

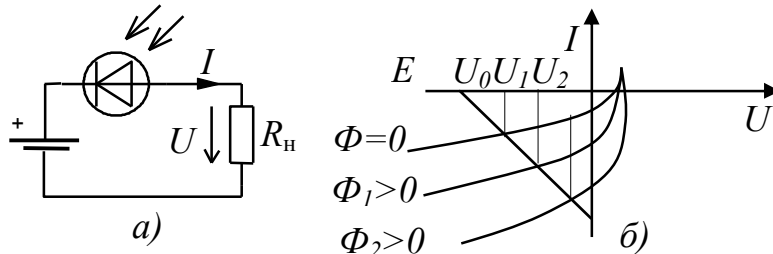


Рис. 1.33 Схема включения (а) и ВАХ (б) фотодиода в фотопреобразовательном режиме

источник питания E включается в цепь в запирающем направлении (рис. 1.33, а). Используются обратные ветви ВАХ фотодиода при различных освещенностях (рис. 1.33, б). Ток и напряжение на нагрузочном ре-

зисторе R_n могут быть определены графически по точкам пересечения ВАХ фотодиода и линии нагрузки, соответствующей сопротивлению резистора R_n . При отсутствии освещенности фотодиод работает в режиме обычного диода. Темновой ток у германиевых фотодиодов равен 10...30 мкА, у кремниевых 1...3 мкА.

Если в фотодиодах использовать обратимый электрический пробой, сопровождающийся лавинным умножением носителей заряда, как в полупроводниковых стабилитронах, то фототок, а следовательно, и чувствительность значительно возрастут. Чувствительность лавинных фотодиодов может быть на несколько порядков больше, чем у обычных фотодиодов (у германиевых – в 200–300 раз, у кремниевых – в 10^4 – 10^6 раз). Лавинные фотодиоды являются быстродействующими фотоэлектрическими приборами, их частотный диапазон может достигать 10 ГГц. Недостатком лавинных фотодиодов является более высокий уровень шумов по сравнению с обычными фотодиодами.

Полупроводниковые фотодиоды, оптимизированные для прямого преобразования излучения Солнца в электрическую энергию, называют фотоэлементами. Для их обозначения часто используются также термины «солнечные элементы», «солнечные батареи». Солнечные элементы работают только в фотогенераторном режиме, функционально выступая в качестве электрических источников питания. Рабочая площадка отдельного фотоэлемента может достигать

площади в несколько квадратных сантиметров, а множество фотоэлементов, объединенных в батареи или панели, могут иметь (как, например, на космических станциях) площадь, измеряемую в квадратных метрах, вырабатывать напряжение в десятки вольт и давать ток в сотни ампер.

Фототранзисторы представляют собой тип дискретных оптоэлектронных фотоприемников, наиболее характерными чертами которого являются наличие механизма встроенного усиления (отсюда высокая фоточувствительность) и схемотехническая гибкость, обусловленная наличием третьего (правда, не всегда выводимого), управляющего электрода. В схемах замещения фототранзистор рассматривается как транзистор с фотодиодом, включенным между базой (анодом к базе) и коллектором этого транзистора (как правило, типа *n-p-n*). Ток упомянутого фотодиода является базовым током транзистора и управляет током его коллектора.

Чувствительность фототранзистора значительно выше, чем у фотодиода, за счет внутреннего усиления (коэффициент усиления K_y обычно равен 50 – 200). Еще большее усиление может быть получено в составном фототранзисторе ($K_y = 1000 – 10000$). В то же время фототранзисторам присуща заметная инерционность (например, у фототранзистора ФТ-1К импульсная постоянная времени 0,08 мс, а интегральная чувствительность 0,4мкА/Лк), что ограничивает область их применения в основном устройствами автоматики и управления силовыми цепями.

Фототиристор – это тиристор, который включается воздействием светового потока. При освещении фототиристора в полупроводнике генерируются носители заряда обоих знаков (электроны и дырки), что приводит к увеличению тока через тиристор на величину фототока. Переход фототиристора под действием светового управляющего сигнала из закрытого состояния в открытое осуществляется при достижении уровня тока срабатывания $I_{ср}$ скачком после преодоления определенного потенциального барьера

Основное достоинство фототиристоров – способность переключать значительные токи и напряжения слабыми световыми сигналами. Он используется в устройствах «силовой» оптоэлектроники, таких, как системы управления исполнительными механизмами, выпрямителями и преобразователями. Как и фототранзисторы, фототи-

ристоры часто применяются совместно с подобранными по характеристикам излучателями, в виде оптопар.

Фотосимистор – это симистор, который включается воздействием светового потока. Наиболее часто фотосимистор используется в составе оптопар и оптоэлектронных реле.

Фоторезистор – полупроводниковый элемент, изменяющий свое электрическое сопротивление под действием внешнего излучения. Его принцип действия основан на внутреннем фотоэффекте в полупроводниках. Фоторезистор представляет собой слой (или пленку) полупроводникового материала на подложке (или без нее) с нанесенными на него электродами, посредством которых прибор подключается к электрической цепи. Под действием потока излучения, падающего на рабочую поверхность фоторезистора, его внутреннее сопротивление уменьшается вследствие генерации пар свободных носителей заряда (электронов и дырок), за счет чего увеличивается электропроводность полупроводника

В качестве фоточувствительного материала в отечественных фоторезисторах широкого применения используются сульфиды и селениды кадмия и свинца (*CdS*, *PbS*, *CdSe*, *PbSe*). Материалы на основе кадмия чувствительны к излучениям в видимой и ближней инфракрасной областях, а на основе свинца – на длинах волн 1-5 мкм. Представление о параметрах и характеристиках фоторезисторов, выпускаемых отечественной промышленностью, можно получить, ознакомившись с данными табл. 1

Таблица 1

Фото резистор	Материал	Размеры элемента, мм	Темновое R_T сопротивление, МОм	$R_T/R_{св}$ не менее	Темновой ток, мкА	Ток (при $E = 200$ лк), мА
ФСК-0	<i>CdS</i>	4*7.2	1	140	15	15
СФ2-1	<i>CdS</i>	0.5*1.5	15	1000	1	1
ФПФ7-1	<i>CdS</i>	3.7*2	6	50	6	0.3

Достоинством фоторезисторов является высокая чувствительность, сравнимая с чувствительностью фотоумножителей. К положительным характеристикам фоторезистора следует отнести возможность создания рабочих поверхностей приемника различной площади и протяженности, что позволяет использовать их в качестве элемента управления довольно значительными токами и в качестве датчиков

перемещений объектов контроля в диапазоне нескольких миллиметров.

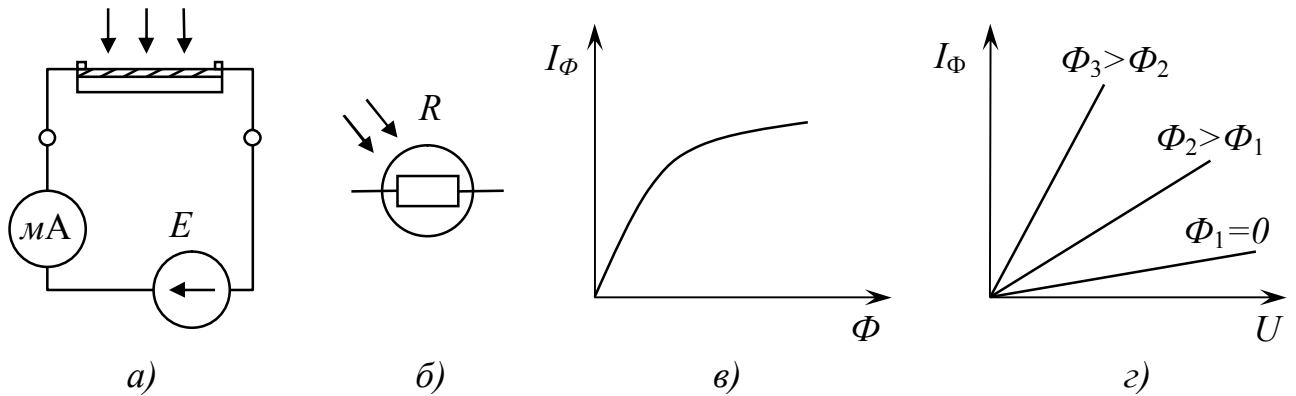


Рис. 1.34. Схема включения (а), УГО (б), энергетическая (в) и вольт-амперная (г) характеристики фоторезистора

Фоторезистор ведет себя как омическое сопротивление (рис. 1.34), т.е. его сопротивление не зависит ни от приложенного напряжения, ни от его знака. При малых значениях освещенности сопротивление фоторезистора существенно зависит от температуры. Столь же заметным недостатком фоторезисторов при малых освещенностях является инерционность - при освещенности менее 1 лк время установления нового значения может составлять несколько секунд.

1.5.3. Оптроны

Оптронами называют такие оптоэлектронные приборы, в которых имеются источник и приемник излучения (светоизлучатель и фотоприемник) с тем или иным видом оптической связи между ними, конструктивно связанные друг с другом.

По степени сложности структурной схемы среди изделий оптронной техники выделяют две группы приборов: элементарные оптроны (оптопары) и оптоэлектронные интегральные микросхемы. Оптопара представляет собой оптоэлектронный полупроводниковый прибор, состоящий из излучающего и фотоприемного элементов, между которыми имеется оптическая связь, обеспечивающая электрическую изоляцию между входом и выходом. Оптоэлектронная интегральная микросхема представляет собой микросхему, состоящую из одной или нескольких оптопар и электрически соединенных с ними одного или нескольких согласующих или усилительных устройств. Таким образом, в электронной цепи такой прибор выполняет функ-

цию элемента связи, в котором в то же время осуществлена электрическая (гальваническая) развязка входа и выхода.

Как элемент связи оптрон характеризуется коэффициентом передачи K_i , определяемым отношением выходного и входного сигналов, и максимальной скоростью передачи информации F . Практически вместо F измеряют длительности нарастания и спада передаваемых импульсов $t_{\text{нар(сп)}}$ или граничную частоту. Возможности оптрона как элемента гальванической развязки характеризуются максимальным напряжением и сопротивлением развязки $U_{\text{разв}}$ и $R_{\text{разв}}$ и проходной емкостью $C_{\text{разв}}$.

В обобщенной структурной схеме оптрона можно выделить следующие блоки: входное и выходное устройство, излучатель и фотоприемник, оптическую среду, которой в некоторых случаях можно управлять. Входной блок служит для преобразования (усиления) внешнего сигнала и оптимизации рабочего режима излучателя (например, смещения светодиода на линейный участок вольт-амперной характеристики). Входной блок должен обладать высоким КПД преобразования, высоким быстродействием, широким динамическим диапазоном допустимых входных токов (для линейных систем), малым значением «порогового» входного тока, при котором обеспечивается надежная передача информации по цепи.

Назначение оптической среды – передача энергии оптического сигнала от излучателя к фотоприемнику, а также во многих случаях обеспечение механической целостности конструкции.

В фотоприемнике происходит «восстановление» информационного сигнала из оптического в электрический; при этом стремятся иметь высокую чувствительность и высокое быстродействие.

Наконец, выходное устройство призвано преобразовать сигнал фотоприемника в стандартную форму, удобную для воздействия на последующие за оптроном каскады. Практически обязательной функцией выходного устройства является усиление сигнала, так как потери после двойного преобразования очень значительны. Нередко функцию усиления выполняет и сам фотоприемник (например, фототранзистор).

Общая структурная схема реализуется в каждом конкретном приборе лишь частью блоков. В соответствии с этим выделяют три основные группы приборов оптронной техники; ранее названные оптопары (элементарные оптроны), использующие блоки светоизлуча-

тель – оптическая среда – фотоприемник; оптоэлектронные (оптронные) микросхемы (оптопары с добавлением выходного, а иногда и входного устройства); специальные виды оптронов – приборы, функционально и конструктивно существенно отличающиеся от элементарных оптронов и оптоэлектронных ИС.

Реальный оптрон может быть устроен и сложнее, чем схема на рис. 35; каждый из указанных блоков может включать в себя не один, а несколько одинаковых или подобных друг другу элементов, связанных электрически и оптически, однако это не изменяет существенно основ физики и электроники оптрона.

В качестве элементов гальванической развязки оптроны применяются: для связи блоков аппаратуры, между которыми имеется значительная разность потенциалов; для защиты входных цепей измерительных устройств от помех и наводок и т.д.

Другая важная область применения оптронов - оптическое, бесконтактное управление сильноточными и высоковольтными цепями, запуск мощных тиристоров, симисторов, управление электромеханическими релейными устройствами.

Возможность изменения свойств оптического канала при различных внешних воздействиях на него позволяет создать целую серию оптронных датчиков: таковы датчики влажности и загазованности, датчика наличия в объеме той или иной жидкости, датчики чистоты обработки поверхности предмета, скорости его перемещения и т. п.

Создание оптронов с фоторезисторами, свойства которых при освещении меняются по заданному сложному закону, позволяет моделировать математические функции, является шагом на пути создания функциональной оптоэлектроники.

Универсальность оптронов как элементов гальванической развязки и бесконтактного управления, разнообразие и уникальность многих других функций являются причиной того, что сферами применения этих приборов стали вычислительная техника, автоматика, связная и радиотехническая аппаратура, автоматизированные системы управления, измерительная техника, системы контроля и регулирования, медицинская электроника, устройства визуального отображения информации.

Элементную основу оптронов составляют фотоприемники и излучатели, а также оптическая среда между ними. Наиболее универ-

сальными являются фотоприемники с р - n-переходами (диоды, транзисторы, тиристоры и симисторы). В соответствии с этим различают диодные, транзисторные, тиристорные и симисторные оптопары.

Основным наиболее универсальным видом излучателя, используемым в оптронах, является полупроводниковый инжекционный светоизлучающий диод – светодиод.

Параметрами гальванической развязки оптопар являются: максимально допустимое пиковое напряжение между входом и выходом $U_{\text{разв п max}}$; максимально допустимое напряжение между входом и выходом $U_{\text{разв max}}$; сопротивление гальванической развязки $R_{\text{разв}}$; проходная емкость $C_{\text{разв}}$; максимально допустимая скорость изменения напряжения между входом и выходом $(dU_{\text{разв}}/dt)_{\text{max}}$.

Транзисторные оптопары (рис. 1.35, в) рядом своих свойств выгодно отличаются от других видов оптронов. Это прежде всего схемотехническая гибкость, проявляющаяся в том, что коллекторным током можно управлять как по цепи светодиода (оптически), так и по базовой цепи (электрически), а также в том, что выходная цепь может работать и в линейном и в ключевом режиме. Механизм внутреннего усиления обеспечивает получение больших значений коэффициента передачи тока K_i , так что последующие усилительные каскады не всегда необходимы. Важно, что при этом инерционность оптопары не очень велика и для многих случаев вполне допустима. Выходные токи фототранзисторов значительно выше, чем, например, у фотодиодов, что делает их пригодными для коммутации широкого круга электрических цепей. Наконец, следует отметить, что все это достигается при относительной технологической простоте транзисторных оптопар.

Тиристорные оптопары (рис. 1.35, б) наиболее перспективны для коммутации сильноточных высоковольтных цепей: по сочетанию мощности, коммутируемой в нагрузке, и быстродействию они явно предпочтительнее транзисторных оптопар. Оптопары типа АОУ103 предназначены для использования в качестве бесконтактных ключе-

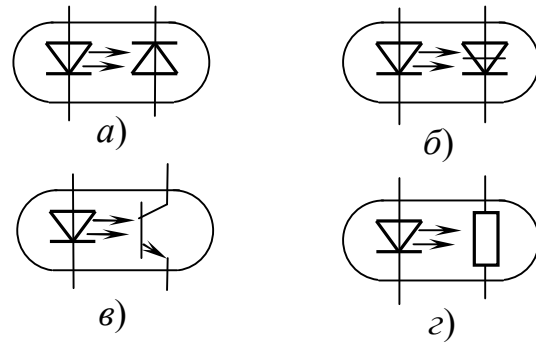


Рис.1.35. Условные обозначения оптопар: а – диодная, б – тиристорная, в – транзисторная, г – резисторная

вых элементов в различных радиоэлектронных схемах: в цепях управления, усилителях мощности, формирователях импульсов и т. п.

Резисторные оптопары (рис. 1.35, з) принципиально отличаются от всех других видов оптопар физическими и конструктивно-технологическими особенностями, а также составом и значениями параметров. В основе принципа действия фоторезистора лежит эффект фотопроводимости, т. е. изменения сопротивления полупроводника при освещении.

Оптоэлектронные микросхемы представляют собой один из наиболее широко применяемых, развивающихся, перспективных классов изделий оптронной техники. Это обусловлено полной электрической и конструктивной совместимостью оптоэлектронных микросхем с традиционными микросхемами, а также их более широкими по сравнению с элементарными оптронами функциональными возможностями. Как и среди обычных микросхем, наиболее широкое распространение получили переключательные оптоэлектронные микросхемы.

Специальные виды оптронов выполняются с открытым оптическим каналом. В конструкции этих приборов между излучателем и фотоприемником имеется воздушный зазор, так что, помещая в него те или иные механические преграды, можно управлять световым потоком и тем самым выходным сигналом оптрона. Таким образом, оптроны с открытым оптическим каналом выступают в качестве оптоэлектронных датчиков, фиксирующих наличие (или отсутствие) предметов, состояние их поверхности, скорость перемещения или поворота и т. п.

Достоинства оптронов следующие:

- возможность обеспечения идеальной электрической (гальванической) развязки между входом и выходом; для оптронов не существует каких-либо принципиальных физических или конструктивных ограничений по достижению сколь угодно высоких напряжений и сопротивлений развязки и сколь угодно малой проходной емкости;
- возможность реализации бесконтактного оптического управления электронными объектами;
- широкая частотная полоса пропускания оптрона, отсутствие ограничения со стороны низких частот (что свойственно импульсным трансформаторам); возможность передачи по оптронной цепи, как импульсного сигнала, так и постоянной составляющей;

- возможность управления выходным сигналом оптрона путем воздействия (в том числе и неэлектрического) на материал оптического канала и вытекающая отсюда возможность создания разнообразных датчиков, а также разнообразных приборов для передачи информации;

- возможность создания функциональных микроэлектронных устройств с фотоприемниками, характеристики которых при освещении изменяются по сложному заданному закону;

- невосприимчивость оптических каналов связи к воздействию электромагнитных полей, что обуславливает их защищенность от помех и утечки информации, а также исключает взаимные наводки;

- физическая и конструктивно-технологическая совместимость с другими полупроводниковыми и микроэлектронными приборами.

Оптронам присущи и определенные недостатки:

- значительная потребляемая мощность, обусловленная необходимостью двойного преобразования энергии (электричество - свет - электричество) и невысоким КПД этих переходов;

- повышенная чувствительность параметров и характеристик к воздействию повышенной температуры и проникающей ядерной радиации;

- более или менее заметная временная деградация (ухудшение) параметров;

- относительно высокий уровень собственных шумов, обусловленный, как и два предыдущих недостатка, особенностями физики светодиодов;

- конструктивно-технологическое несовершенство, связанное с использованием гибридной непланарной технологии, (с необходимостью объединения в одном приборе нескольких - отдельных кристаллов из различных полупроводников, располагаемых в разных плоскостях).

1.5.4. Твердотельные реле

Твердотельные реле (ТТР, оптореле) – это класс модульных полупроводниковых приборов, выполненных по гибридной технологии, содержащих в своем составе мощные силовые ключи на симистор-

ных, тиристорных либо транзисторных структурах. Они предназначены для бесконтактной коммутации силовых цепей исполнительных механизмов. По сравнению с традиционно применяемыми пускателями и электромеханическими реле, твердотельные реле обладают высокой надежностью, малыми габаритами и низкой стоимостью эксплуатации за счет сокращения частоты технического обслуживания оборудования.

Структура твердотельного реле выглядит так. Исходным входным элементом оптореле является светодиод. Далее следует оптическая развязка, переключающая цепь, выходной ключ с защитой. В оптореле переменного тока на выходе используется симистор. Его особенностью является то, что размыкание выходного ключа происходит в момент, когда напряжение в коммутируемой цепи проходит через ноль. В оптореле постоянного тока в качестве выходного ключа используется биполярный или МОП-транзистор. В универсальных оптореле в качестве ключа используется пара МОП или IGBT- транзисторов, соединенных истоками. Для надежной защиты твердотельных оптореле необходимо наличие электрической защиты от перенапряжений. Существуют два основных варианта защиты от перенапряжений: механизм фиксации напряжения стабилитронами и варисторами; механизм шунтирования цепей с помощью комбинации силового элемента со стабилитроном в цепи управления силовым элементом. Общеизвестный способ защиты при коммутации индуктивной нагрузки в цепи постоянного тока - шунтирование индуктивности защитным диодом. Отличительной особенностью оптореле являются высокие токи нагрузки в сочетании с малым сопротивлением замкнутого контакта, что обеспечивает приемлемые значения падения напряжения на самом контакте.

Роль твердотельных реле в современных системах автоматики и управления переоценить трудно. В последние годы в различных областях техники: автомобильной электронике, системах связи, бытовой электронике и промышленной автоматике происходит интенсивная замена обычных электромагнитных реле и пускателей на их электронные твердотельные аналоги.

Оптоэлектронные твердотельные реле можно разделить на две принципиально различные группы: реле переменного тока, у которых силовыми элементами являются симисторы или тиристоры и однополярные и двухполярные реле постоянного тока с силовыми элемента-

ми на *IGBT* или МОП-транзисторах. Двухполярные реле могут работать и в цепях переменного тока.. Тиристорные структуры весьма чувствительны к перенапряжениям – их появление ведет к необратимому пробую, поэтому актуальной является задача защиты выходов реле от перенапряжений. Основным средством такой защиты является шунтирование выходов реле варисторами. Для защиты реле от потери управления из-за импульсных помех применяется шунтирование выходов *R-C*-цепью. Твердотельные реле часто монтируют непосредственно на плату. На рис. 1.36 для примера представлен внешний вид реле AQH2213AJ, которое коммутирует токи до 0,9 А при напряжении до 600 В.



Рис.1.36. Внешний вид оптореле

Другие твердотельные реле, например, серии KIPPRIBOR Российской компания ОВЕН обеспечивают коммутацию токов до 250 А.

Среди многочисленных разновидностей твердотельных реле есть специализированные устройства, заменяющие различные контакторы, пускатели и др. Например, для подключения двигателей используют твердотельные электронные пускатели, в которых встроены элементы защиты – реле тока, блокировки от короткого замыкания и др.

Роль твердотельных реле в современных системах автоматизации и управления переоценить трудно. В последние годы в различных областях техники: автомобильной электронике, системах связи, бытовой электронике и промышленной автоматике происходит интенсивная замена обычных электромагнитных реле и пускателей на их электронные твердотельные аналоги.

1.5.5. Оптоэлектронные информационные системы

Оптоэлектронные информационные системы реализуют на базе типовых функциональных блоков. Типичная структура оптоэлектронной системы содержит источник излучения (ИИ) модулятор (М) светового сигнала, управляемый электрическим информационным сигналом *и*, оптический канал связи (ОКС), фотоприемник (ФП) и электронную систему обработки информации (ЭСОИ), преобразующую в соответствии с заданным алгоритмом электрические сигналы.

Свойства и параметры волоконно-оптических систем существенно зависят от применяемых оптических каналов связи, в качестве которых используют как открытое пространство, так и волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). Оптический канал связи наряду с средой распространения светового луча содержит устройства ввода и вывода сигналов (антенны при передаче в свободном пространстве и призмы для ВОЛС). Основой ВОЛС служит планарно-оптический волновод или гибкий волоконно-оптический кабель (ВОК).

Оптический волновод представляет собой помещенную на подложку с показателем преломления n_0 тонкую пленку толщиной ~ 1 мкм с высоким показателем преломления n_1 , которая покрыта защитным слоем с показателем преломления n_2 (рис. 1.37, а).

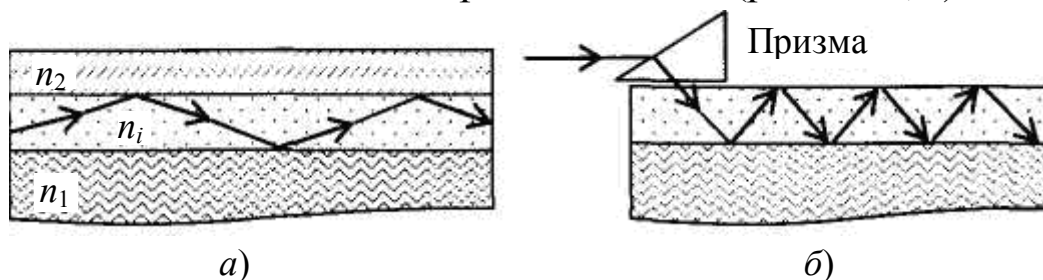


Рис. 1.37. Оптический волновод (а) и ввод в него луча (б)

При выполнении условия $n_1 > n_0 > n_2$ наблюдаются практически полное отражение светового луча от границ раздела и распространение вдоль волновода. Ввод луча можно осуществить с помощью призмы (рис. 1.37, б).

В качестве световодов в ВОК используют цилиндрические волокна чистого кварца, а также органического или неорганического стекла. Волоконно-оптический кабель имеет стеклянную сердцевину, окруженную оболочкой, которая помещена в защитный слой (рис. 1.38, а).

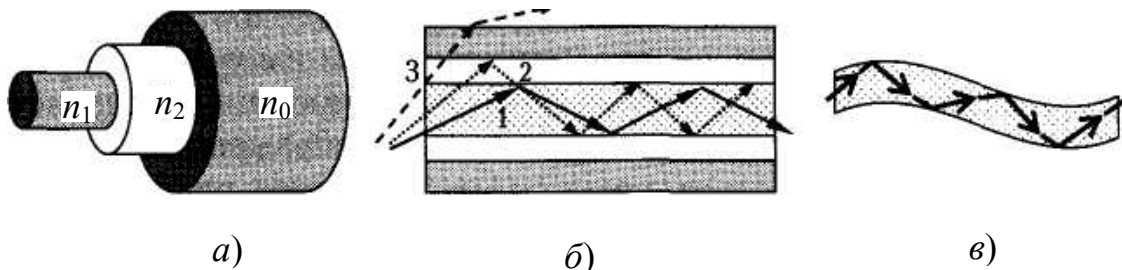


Рис. 1.38. . Волоконно-оптический кабель (а), распространение лучей в прямом кабеле (б) и при изгибе (в)

Показатель преломления в сердцевине больше, чем в оболочке ($n_0 > n_2$), что создает полное внутреннее отражение светового луча

(рис. 1.38, б), входящего под определенным углом в световод (луч 1). Соотношение показателей преломления защитного слоя и оболочки $n_2 > n_0$, и при больших углах ввода светового луча происходит его отражение от границы оболочки и защищенного слоя (луч 2) и возможен выход луча из световода (луч 3), т.е. излучение энергии в окружающее пространство. Подбор показателей преломления областей должен также обеспечить распространение лучей при заданном изгибе волокна (рис. 1.38, в).

Характеристики волоконных световодов зависят от их геометрии и свойств материалов. Паспортным параметром ВОК служит погонное затухание, т.е. отношение мощностей на выходе и входе кабеля

Развитие технологии дало возможность производить высококачественные волокна с затуханием от 0,5 до 5 дБ/км. Кроме того, световоды вносят запаздывание сигнала, ориентировочное значение которого составляет 0,1 нс/м. Наличие запаздывания и неравномерности частотной характеристики волокна приводят к изменению не только амплитуды, но и формы импульса (типичное значение уширения прямоугольного импульса составляет 50 нс/км). Дисперсионное расширение передаваемого импульса ограничивает скорость передачи цифровых данных последовательным двоичным кодом. Например, при уширении прямоугольных импульсов 50 нс/км в линии длиной 0,5 км скорость передачи цифровых данных 10 Мбит/с. Для аналоговых сигналов удобнее пользоваться частотной характеристикой линии передачи заданной длины. Необходимую полосу пропускания линии связи с ослаблением в 3 дБ можно оценить по формуле $F_{max} = 0,4/\tau$ которая для рассматриваемой линии дает $F_{max} \sim 8$ МГц.

1.5.6. Твердотельные фотоэлектрические преобразователи изображения

В твердотельных фотоэлектрических преобразователях изображения используются приборы с зарядовой связью (ПЗС) и КМОП-матрицы. Приборы с зарядовой связью в настоящее время имеют очень широкий круг применений в самых различных оптоэлектронных устройствах для регистрации изображения. В быту это цифровые фотоаппараты, видеокамеры, различные сканеры.

В ПЗС-приемнике очень много (104...107) светочувствительных ячеек, представляющих собой конденсаторы МОП-структуры

(их называют пикселями – элементами, принимающими свет и преобразующими его в электрические заряды).

Размеры отдельных пикселей одинаковы и могут быть от единиц до десятков микрон. Пиксели могут быть выстроены в один ряд тогда приемник называется ПЗС-линейкой, или ровными рядами заполнять участок поверхности – тогда приемник называют ПЗС-матрицей. Последовательность ячеек может работать в двух-, трех- и четырехтактном режимах. Рассмотрим трехтактный режим работы.

В течение первого такта на электроды 1 подается напряжение $U_1 = U_0$, а все остальные электроды заземляются. Под электродами 1 создаются потенциальные ямы, в которых могут накапливаться заряды, если на ячейки падают световые потоки. В потенциальных ямах заряды накапливаются и хранятся в течение времени действия напряжения U_1 . Этот режим работы называется режимом хранения зарядов (рис. 1.39).

Во время второго такта работы на электроды 2 подается положительное напряжение U_2 , которое по модулю больше первого в 1,5–2 раза. При этом образовавшиеся заряды под первыми электродами перемещаются под действием возникающего электрического поля под электроды 2 – это режим переноса зарядов. В третьем такте работы электроды 1 и 3 заземляются, а на электроды 2 подается напряжение $U_2 = U_0$. В этом режиме происходит хранение зарядов под электродами 2.

Если ПЗС применяется в оптических преобразователях, то после относительно длительной фазы накопления, заряды быстро перемещаются к выходу на выходной усилитель. Тем самым сигнал будет содержать информацию об освещенности соответствующих ячеек ПЗС. Линейная организация ПЗС используется в сканирующих устройствах или следящих системах. А в цифровых видео- и фотокамерах используют кадровую матричную структуру ПЗС.

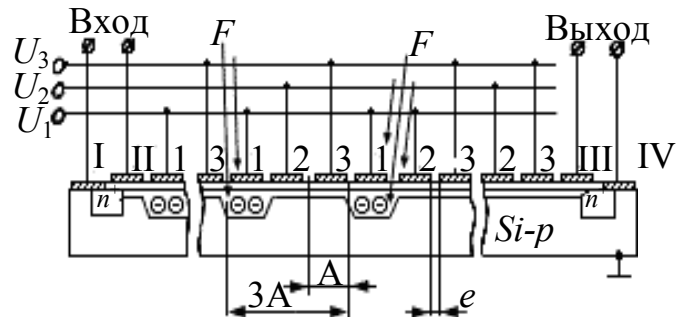


Рис. 1.39. Режим хранения информации в ячейках

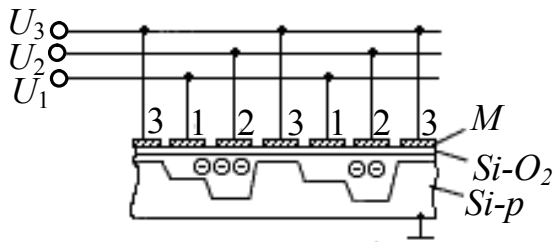


Рис. 1.40. Режим переноса заряда в ячейки

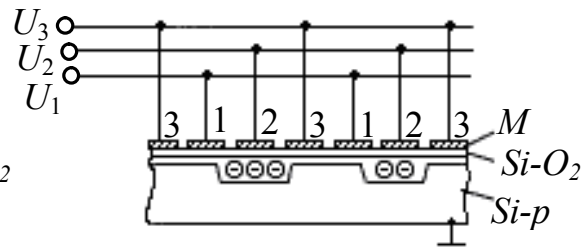


Рис. 1.41. Режим хранения заряда в ячейках 2

Прогресс в радиотехнической промышленности позволяет создавать год от года все более совершенные системы и устройства. Так в области видеоаппаратуры ПЗС-матрицы вытеснили видеконы благодаря безусловному превосходству по своим основным характеристикам. Благодаря современным технологиям чипы ПЗС могут содержать достаточное количество ячеек, чтобы удовлетворить почти все существующие запросы в качественной четкой передаче изображений (рис. 1.40).

В КМОП-матрицах преобразование фотонов в заряд происходит таким же образом, как и в ПЗС-матрицах. Отличие заключается в том, что преобразование заряда в напряжение осуществляется прямо внутри элемента матрицы.

КМОП-матрица – это оптоэлектронное устройство, выполненное на основе массива фоточувствительных элементов, позволяющих преобразовать падающий световой поток в выходной электрический аналоговый сигнал. Преобразование осуществляется с помощью большого количества фотодиодов и усилителей, расположенных в ячейках плоскости матрицы (так называемых пикселей). Отдельно взятый элемент чувствителен во всем видимом спектральном диапазоне, поэтому над фотодиодами цветных КМОП-матриц используется светофильтр, который пропускает только один из трёх цветов: красного (Red), зелёного (Green), синего (Blue). В чёрно-белой ПЗС-матрице таких фильтров нет.

Основное преимущество КМОП технологии – низкое энергопотребление в статическом состоянии. Это позволяет применять такие матрицы в составе энергонезависимых устройств, например, в датчиках движения и системах наблюдения, находящиеся большую часть времени в режиме «сна» или «ожидания события».

Важным преимуществом КМОП матрицы является единство технологии с остальными, цифровыми элементами аппаратуры. Это приводит к возможности объединения на одном кристалле аналого-

вой, цифровой и обрабатывающей части, что послужило основой для миниатюризации камер для самого разного оборудования и снижения их стоимости ввиду отказа от дополнительных процессорных микросхем.

С помощью механизма произвольного доступа можно выполнять считывание выбранных групп пикселей. В дополнение к усилителю внутри пикселя, усилительные схемы могут быть размещены в любом месте по цепи прохождения сигнала. Это позволяет создавать усилительные каскады и повышать чувствительность в условиях плохого освещения. Производство КМОП-матриц дешевле ПЗС-матриц, особенно при больших размерах матриц.

1.5.7. Индикаторные приборы

К основным типам индикаторов относятся: полупроводниковые индикаторы (ППИ), вакуумные люминесцентные индикаторы (ВЛИ), газоразрядные индикаторы (ГРИ) и жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ)

Простейшими ППИ являются светодиоды. Помимо них выпускаются цифровые и буквенно-цифровые, одно- и многозарядные, шкальные и матричные ППИ. Они характеризуются высокой яркостью, большим сроком службы, низким рабочим напряжением, имеют малую инерционность и очень стойки к механическим воздействиям.

По виду отображаемой информации индикаторы подразделяют на единичные, цифровые, буквенно-цифровые, шкальные, мнемонические и графические. В качестве единичных – сегодня, используются светодиоды зеленого, красного или желтого цвета свечения, поскольку они экономичны, долговечны и не требуют особой конструктивной привязки – припаянные к любой электронной плате двумя ножками, они уже готовы к работе.

Большим разнообразием отличаются цифровые, буквенно-цифровые и шкальные индикаторы. Назначение их ясно выражено в названиях. Различаются они конструктивным исполнением, размерами, принципом действия (газоразрядные, люминесцентные, светодиодные, жидкокристаллические). Наиболее распространены в настоящее время светодиодные и жидкокристаллические как самые экономичные. Люминесцентные обладают более ярким свечением и при-

меняются, например, в цеховых условиях, где наблюдение за панелью управления может вестись со значительного расстояния (в несколько метров), если оператор отходит от пульта к какой-либо зоне обслуживания машины.

Самыми типичными в этом классе являются одноразрядные семисегментные цифровые индикаторы (рис. 1.42) с характерным расположением излучателей - светодиоды выполнены в виде удлиненных кирпичиков, располагаемых в прямоугольном окошке в форме восьмерки – по два вертикально слева и справа, а горизонтально – в середине, сверху и снизу фигуры, что позволяет синтезировать любую цифру от 0 до 9. При необходимости из них набираются индикаторы любой разрядности.

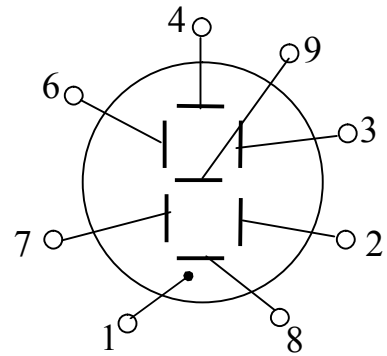


Рис. 1.42. Схема цифрового индикатора КЛ 104 А: 1 – общий вывод анодов; 2–9 – выводы катодов

Примерно также выполняются шкальные индикаторы, только элементы размещаются бок о бок в линию, которую, как метрическую линейку, можно располагать по необходимости горизонтально или вертикально. Из таких шкал удобно собирать индикационную панель для наблюдения за значениями множества однотипных параметров. Буквенно-цифровые индикаторы чаще строятся на основе матриц, а не сегментных линеек, так как начертание у букв более разнообразно, чем у цифр. Отдельные индикаторы (как правило, 5×7 элементов), собранные в линию или табло, позволяют создавать уже строки или странички текстов таблиц. Такими индикаторами оснащаются пульта управления.

Мнемонические индикаторы выполняются как в форме отдельных символов (треугольник, квадрат, круг, прямоугольник), так и в виде табло с набором символов, знаков и схем, отображающих в условной и понятной для оператора форме отдельные технические узлы или состав машины в целом. Единичные индикаторы выполняются чаще на светодиодной основе, а табло – на люминесцентной или плазменной. В таких индикаторах один из двух электродов выполняется в форме изображаемого символа, а второй, прозрачный, перекрывает габаритную площадь фигуры или всего табло.

Вакуумные люминесцентные индикаторы (ВЛИ) представляют собой вакуумный триод, содержащий прямонакальный катод, сетку и несколько анодов, покрытых люминофором и расположенных в одной плоскости. При подаче напряжения накала катод испускает электроны, которые под действием электрических полей сетки и анодов устремляются к анодам, и люминофор анодов начинает светиться. Индикаторы этого типа обладают большой яркостью и долговечностью, незначительной потребляемой мощностью.

Газоразрядные индикаторы до появления ВЛИ и ППИ были основными приборами техники индикации. И сейчас они широко применяются из-за высокой яркости, малой потребляемой мощности и высокого быстродействия. Но значительные рабочие напряжения (сотни вольт) не позволяют подключить ГРИ непосредственно к микросхемам. Практически все ГРИ представляют собой газоразрядные диоды, содержащие один или несколько катодов и анод. При увеличении разности потенциалов между анодом и некоторым катодом ток через такой диод резко возрастает, а газ начинает светиться.

Жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ) имеют небольшие размеры, питаются от источника с низким напряжением, потребляют очень малую мощность (не более 100 мкВт) и обеспечивают хорошую четкость знаков при самом различном наружном освещении. Поясним подробнее, что такое жидкие кристаллы. Есть жидкости, содержащие молекулы в виде нити. Под воздействием электрического поля и в определенном диапазоне температур (10...55°C) в таких веществах возникает специфический эффект динамического рассеивания, в результате которого их коэффициент преломления (как для проходящего, так и для отраженного света) изменяется, и жидкость, непрозрачная в нормальном состоянии, начинает пропускать свет (она оказывается подобной твердому кристаллу). Таким образом, сами жидкокристаллические индикаторы света не излучают. Для них необходимы источники постороннего света той или иной длины волны.

В экранных системах отображения (дисплеях) получили распространение электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), жидкокристаллические дисплеи, ионно-плазменные экраны и панели. ЭЛТ применяются до настоящего времени благодаря стабильно высокой разрешающей способности и хорошим эксплуатационным характеристикам

Совершенствование технологии производства жидкокристаллических (ЖК) ячеек и средств управления привели к производству

цветных ЖК дисплеев. Цветные дисплеи работают в режиме проходящего света. При этом три основных цвета (красный, зеленый и синий) получаются методом разложения белого цвета источника при пропускании через три оптических фильтра. Каждый пиксель с линейным размером примерно 0,3 мм представляет собой комбинацию трех цветных ячеек. Основные цвета, прошедшие три ячейки, позволяют воспроизвести любой цвет для каждого пикселя экрана. Вместе с числом ячеек для цветного экрана увеличивается втрое количество транзисторов и повышается сложность схемы управления.

Индикаторные плазменные панели (экраны) представляют собой две стеклянные пластины, объем между которыми заполнен инертным газом, например аргоном или неоном. На противоположных пластинах расположены плоские проводящие электроды (шины), на которые подается управляющее напряжение. Системы параллельных проводящих шин расположены ортогонально, образуя матричную структуру, в узлах которой сформированы элементы индикации (газоразрядные ячейки). Принцип работы газоразрядных ячеек аналогичен функционированию неоновой лампы и основан на ионизации атомов газа движущимися под действием поля с катода на анод электронами. Разработаны и используются два вида управления индикаторными ячейками и соответствующие им типы индикаторных панелей: постоянного и переменного тока

Преимущества плазменных дисплеев заключаются в большой яркости и контрастности изображения наряду с отсутствием дрожания картинки. К основным недостаткам следует отнести довольно высокую потребляемую мощность, возрастающую при увеличении диагонали экрана, и низкую разрешающую способность, обусловленную большим размером элемента изображения.

1.6. Система обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем

Современные отечественные полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы обозначают кодом, состоящим из букв русского алфавита и цифр.

Первый элемент обозначения полупроводниковых приборов (буква или цифра) определяет исходный полупроводниковый материал: Г или

1 – германий; К или 2 – кремний; А или 3 – соединения галлия; И или 4 – соединения индия.

Второй элемент (буква) определяет подкласс прибора: Т – биполярные транзисторы; П – полевые транзисторы; Д – диоды выпрямительные; Ц – выпрямительные столбы и блоки; А – диоды сверхвысокочастотные; И – диоды туннельные; В – варикапы; С – стабилитроны; Н – тиристоры диодные; У – тиристоры триодные; Л – светоизлучающие приборы; О – оптоэлектронные пары.

Третий элемент (цифра) обозначает один из характерных признаков прибора (назначение, принцип действия и др.).

Для транзистора цифра третьего элемента маркировки указывает на его мощностные и частотные свойства. Маломощные транзисторы (с мощностью рассеяния до 0,3 Вт) обозначены цифрами 1 (низкочастотные до 3 МГц), 2 (среднечастотные до 30 МГц) и 3 (высоко- и сверхвысокочастотные свыше 30 МГц). Аналогично цифрами 4, 5, и 6 подразделены по частоте транзисторы средней мощности (от 0,3 до 1,5 Вт), а цифрами 7, 8 и 9 – мощные транзисторы (свыше 1,5 Вт). При обозначении оптопар вместо цифр используют буквы: Р – резисторные оптопары; Д – диодные; У – тиристорные; Т – транзисторные.

Четвертый элемент (двузначное или трехзначное число) обозначает порядковый номер разработки прибора в данной серии.

Пятый элемент (буква) указывает на классификацию по параметрам (коэффициент передачи тока, напряжение стабилизации и др.).

В соответствии с указанной системой маркировки обозначение ГТЗО8В принадлежит германиевому (Г) транзистору (Т), высокочастотному, малой мощности (3), номер разработки 08, с коэффициентом передачи тока базы 50...120 (В);

КТ937А – кремниевый биполярный транзистор, большой мощности, высокочастотной (с граничной частотой более 30 МГц), номер разработки 37, группа А.

КП310А – кремниевый транзистор малой мощности, с граничной частотой более 30 МГц, номер разработки 10, группа А.

Для диодов (подкласс Д) третий элемент (цифра) обозначает :

1 - для выпрямительных диодов с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;

2 - для выпрямительных диодов с постоянным или средним значением прямого тока более 0,3 А, но не свыше 10 А;

4 - для импульсных диодов с временем восстановления обратного сопротивления более 500 нс;

5 - для импульсных диодов с временем восстановления более 150 нс, но не свыше 500 нс;

6 - для импульсных диодов с временем восстановления 30 .. 150 нс;

7 - для импульсных диодов с временем восстановления 5...30 нс;

8 - для импульсных диодов с временем восстановления 1...5 нс;

9 - для импульсных диодов с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс.

Примеры обозначений приборов: 2Д921А – кремниевый импульсный диод с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 мс, номер разработки 21, группа А;

КД202Р соответствует кремниевому (К) выпрямительному диоду (Д) средней мощности (2), номер разработки 02, с максимально допустимым обратным напряжением 600 В (Р).

Обозначение *интегральных микросхем* состоит из четырех элементов.

Первый элемент (цифра) обозначает группу ИМС: 1,5,7 – полупроводниковые; 2,4,8 – гибридные; 3 – прочие (например, пленочные).

Второй элемент (двух- или трехзначное число) означает номер разработки.

Третий элемент (две буквы) определяет подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению: ЛИ – логический элемент И, ТД – триггер динамический, ИР – цифрой регистр и т.д.

Четвертый элемент – порядковый номер ИМС в серии по функциональному признаку.

Различные буквы (например, К, КР) перед условным обозначением некоторых серий микросхем определяют характерные их особенности. Для бескорпусных микросхем перед обозначением добавляют букву Б.

В качестве примера приведем условные обозначения полупроводниковой и гибридной ИМС. Так, микросхема К140УД14А означает: К – микросхема для электронных устройств широкого применения, 1 – полупроводниковая, 40 – порядковый номер серии(серия 140), УД – операционный усилитель, 14 – порядковый номер операционного усилителя в серии 140, А – с коэффициентом усиления определенного значения. Шифр микросхемы 284КН1 означает: 2 – гибридная, 84 – порядковый номер серии (серия 284), КН – коммутаторы, 1 – порядковый номер коммутатора в серии 284.

Система обозначений фотоприемных приборов и оптронов.

Начиная с 1973 г., обозначения фотоприемных приборов состоят из четырех элементов. Первый элемент – буква или цифра указывает материал:

- Г или I – германий и его соединения;
- К или 2 – кремний и его соединения;
- А или 3 – соединения галлия.

Второй элемент – буква, указывающая класс прибора:

- Д – фотодиоды;
- Н – фототиристоры диодные;
- У – фототиристоры триодные;
- Т – фототранзисторы биполярные;
- П – фототранзисторы полевые.

Третий элемент – число, указывающее назначение и качественные свойства прибора, а также порядковый номер разработки.

Четвертый элемент – буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов (деление на параметрические группы).

В обозначениях оптронов первая буква или цифра определяет материал излучателя (А или 3 – GaAlAs или GaAs), вторая буква (О) – принадлежность прибора к классу оптопар, а третья – тип фотоприемника. Резисторные оптопары сохраняют исторически сложившиеся обозначения оптоэлектронных приборов (ОЭП). Некоторые из оптоэлектронных изделий имеют обозначения, отличные от указанных выше. Например, К249КН1 – микросхема оптоэлектронного аналогового ключа, состоящего из двух диодных оптопар и двух биполярных транзисторов.

Система обозначений оптоэлектронных приборов индикации. При старой системе обозначений светоизлучающих индикаторов полупроводниковые приборы обозначались двумя буквами; первая указывала на исходный материал, вторая являлась признаком прибора-индикатора. Например, обозначение светоизлучающего диода АЛ102 расшифровывалось так: А – арсенид галлия или фосфид галлия; Л – индикатор из единичного излучающего диода; 102 – порядковый номер разработки. Если индикатор представлял собой ряд или матрицу диодов, то в обозначении добавлялась буква С. Например, обозначение АЛС331 означало: полупроводниковый индикатор на основе фосфида галлия, состоящий из нескольких светоизлучающих диодов, в данном случае из двух.

В связи с развитием семейства полупроводниковых светоизлучающих индикаторов, расширением их классов система обозначений была усовершенствована.

По ОСТ 11.339.015-18 полупроводниковые приборы, выполняющие функцию индикации, обозначаются девятью элементами: первая буква К указывает, что прибор широкого общепромышленного назначения; второй элемент И – обозначает индикатор; третий П – полупроводниковый; четвертый Д – единичный светоизлучающий диод (буква М указывает, что светодиод специфического применения – для мнемонических табло); пятый – номер разработки: номера от 01 до 99 – со схемой управления; шестой – буква русского алфавита – обозначает как и в старой системе, к какой группе относится прибор; седьмой – цифра, указывающая число диодов в индикаторе (при обозначении светоизлучающих диодов единица может опускаться); восьмой – буква, обозначающая цвет: К – красный, Л – зеленый, Г – голубой, Ж – желтый, Р – оранжевый, С – синий, М – многоцветный; девятый – цифра, обозначающая модификацию прибора (5 – это прибор бескорпусной). Например, прибор ИПД04А-1К расшифровывается как: индикатор полупроводниковый из единичного светоизлучающего диода, без схемы управления, группа А, красного цвета свечения. Прибор КИПД03А-1Ж-5 означает: индикатор полупроводниковый из единичного светоизлучающего диода, без схемы управления, группа А, желтого цвета свечения, бескорпусной.

Вопросы для самопроверки

1. Где применяются диоды Шоттки?
2. Что собой представляет варикап?
3. В чём заключаются различия передаточных характеристик полевых транзисторов с управляющим $p-n$ переходом и с изолированным затвором?
4. В чём заключаются отличия IGBT-транзисторов от полевых транзисторов?
5. В чём заключаются отличия симистора от тиристора?
6. Какие транзисторы имеют более высокое быстродействие – БТИЗ или ПТИЗ.

2. СХЕМОТЕХНИКА УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ

Электронные усилители и генераторы входят в состав большинства промышленных устройств. Их свойства и технические характеристики в значительной степени определяют потребительские качества изделий.

2.1. Электронные усилители

Усилителем называют устройство, предназначенное для усиления параметров электрического сигнала (напряжения, тока, мощности).

Основными параметрами усилителя являются:

- $K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления напряжения;
- $K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления тока;
- $K_P = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}} = K_U K_I$ – коэффициент усиления мощности;
- $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ – соответственно входное и выходное сопротивления усилителя.

Важнейшим показателем усилителей является **амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)**, отражающая зависимость коэффициента усиления напряжения от частоты сигнала $K_U(f)$. По виду АЧХ усилители делят на *усилители постоянного тока (УПТ)*, (имеются также в виду усилители медленно меняющегося сигнала); *усилители звуковых частот (УЗЧ)* (их называют также *усилителями низкой частоты (УНЧ)*); *усилители высокой частоты (УВЧ)*; *широкополосные, избирательные* и др.

В зависимости от характера нагрузки и назначения различают усилители напряжения, тока и мощности. Такое разделение условно, поскольку в любом случае усиливается мощность.

Часто усилители состоят из нескольких *усилительных каскадов* (УК) (или просто *каскадов*), осуществляющих последовательное усиление сигнала. Их число зависит от требуемых коэффициентов усиления K_U, K_I, K_P .

Рассмотрим возможную структурную схему усилительного каскада (рис. 2.1).

Основными элементами здесь являются управляемый элемент УЭ, резистор R и источник питания.

Будем считать УЭ линейным элементом с бесконечным сопротивлением в отсутствии входного напряжения.

Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника питания $+U_{пит}$ в энергию переменного напряжения в выходной цепи ($+U_{пит} - R - УЭ$) за счет изменения сопротивления УЭ соответственно входному сигналу. Отметим, что усиление переменного сигнала обеспечивается при наличии некоторого постоянного напряжения на входе $U_{вх.п.}$, на которое накладывается входной сигнал. Тогда при однополярном питании каскада выходное напряжение будет меняться относительно некоторого уровня постоянного напряжения $U_{вых.п.}$. При отсутствии входного постоянного напряжения невозможно усилить переменный (двухполярный) сигнал. Очевидно, что усилительные свойства рассматриваемого каскада тем выше, чем больше сказывается изменение входного сигнала на изменение сопротивления УЭ и чем выше сопротивление R .

В качестве УЭ можно взять транзистор. Показатели усилительного каскада будут зависеть от схемы включения транзистора – с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) или с общей базой (ОБ).

2.1.1. Графический метод анализа усилителя

Для анализа работы усилителя рассмотрим простейший усилительный каскад, содержащий всего три устройства: транзистор, резистор и источник питания. Соединим эти устройства по схеме ОЭ (рис. 2.2), в которой общим для входной и выходной цепи является эмиттер. Полагая

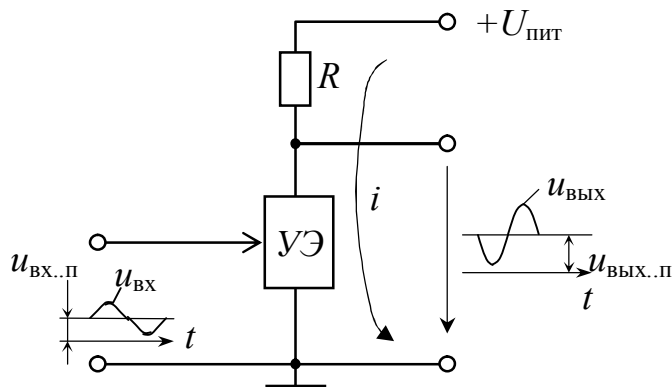


Рис. 2.1. Схема усилительного каскада

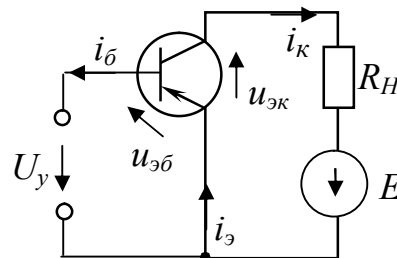


Рис. 2.2. Схема усилительного каскада с ОЭ

заданными семейство входных (рис. 2.3,а) и выходных характеристик транзистора (рис. 2.3,б), напряжение в цепи управления $U_y = 0,8 + 0,05\sin\omega t$, сопротивление нагрузки $R_n = 500$ Ом, ЭДС источника питания в выходной цепи $E = 10$ В, определим, как изменяются токи i_k $i_{\bar{c}}$ и напряжение $U_{кэ}$.

Семейство входных характеристик транзистора обладает той особенностью, что в интервале значений $U_{эк} = 0,2 \dots 10$ В зависимость тока базы $i_{\bar{c}}$ от напряжения между эмиттером и базой изображается одной и той же кривой (практически не зависит от величины $u_{эк}$).

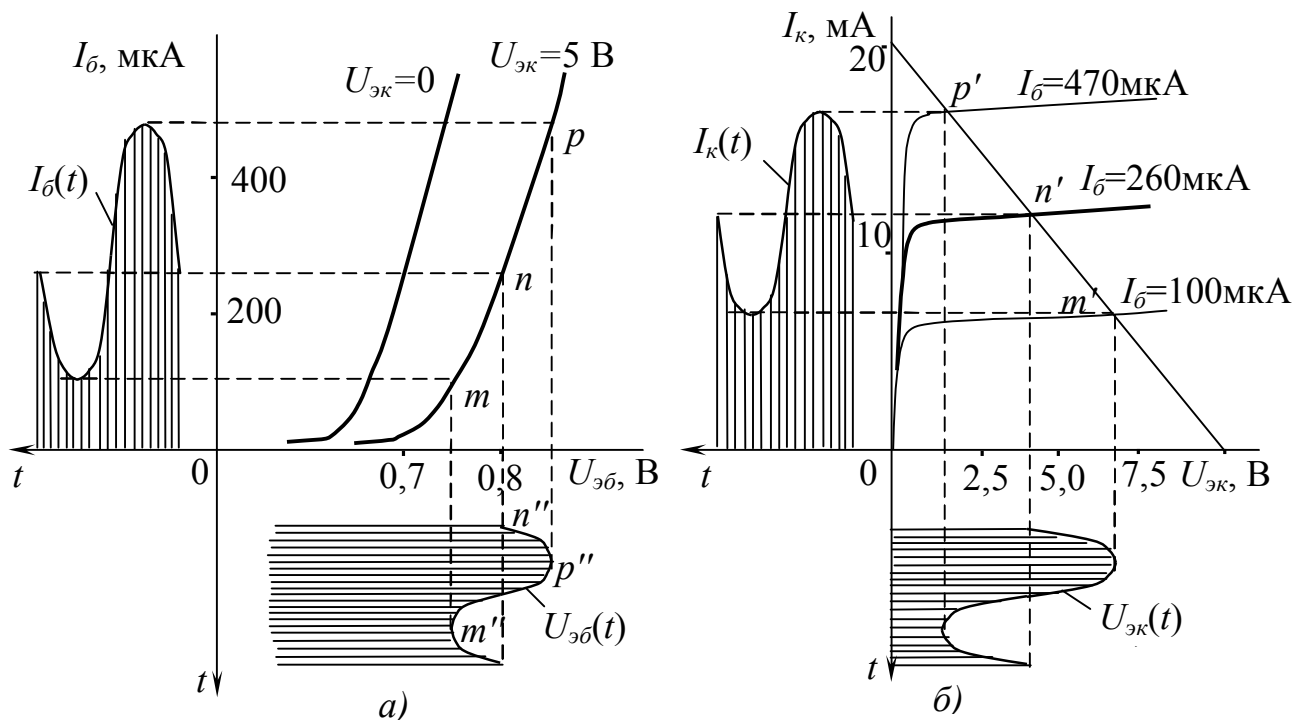


Рис. 2.3. Графический расчет усилительного каскада

Найдем значение тока $i_{\bar{c}} = I_{\bar{c}0}$ при отсутствии синусоидального сигнала на входе, т.е. в режиме, когда на вход цепи управления действует только постоянное напряжение $U_{y0} = 0,8$ В (цепь управления замкнута через источник сигнала).

Из рис. 2.3,а следует, что при $U_{эб} = 0,8$ В ток $I_{\bar{c}} = I_{\bar{c}0} = 260$ мкА (точка n). Для данного режима транзистор можно рассматривать как нелинейное сопротивление с одной ВАХ $U_k(I_k)$, определяемой током базы $I_{\bar{c}} = 260$ мкА. Эта ВАХ задана (выделена более жирной линией) на семействе выходных характеристик (рис 2.3,б). Расчет цепи, содержащей это нелинейное сопротивление и линейный резистор R_n , можно выполнить методом пересечения характеристик. Запишем уравнение цепи

$$I_k R_n + U_{эк}(I_k) = E.$$

Преобразуем его

$$U_{\text{ЭК}}(I_{\text{К}}) = E - I_{\text{К}} R_{\text{Н}}.$$

Точка пересечения нелинейной зависимости $U_{\text{ЭК}}(I_{\text{К}})$ и линейной зависимости $E - I_{\text{К}} R_{\text{Н}}$ определит решение этого уравнения. Для этого на семействе выходных характеристик (рис.2.3,б) проведем прямую, определяемую уравнением $U = E - IR_{\text{Н}}$. Ее можно построить по двум точкам: при $I=0$ получаем точку на оси абсцисс $U=E$ и при $U=0$ – точку на оси ординат $I=E/R$. Точка пересечения n' этой прямой, которую называют *линией нагрузки*, с ВАХ нелинейного элемента определяет ток нагрузки, т.е. $I_{\text{К}0} = 12$ мА. Проекция этой точки на ось напряжений определяет напряжение на транзисторе $U_{\text{ЭК}0} = 3,5$ В и напряжение на нагрузке $U_{\text{Н}} = E - U_{\text{ЭК}} = 6,5$ В.

Для анализа режимов работы каскада рассмотрим еще две характерных точки, когда напряжение в цепи управления достигает максимального и минимального значений, т.е. когда $U_{\text{У}} = 0,85$ В и $U_{\text{У}} = 0,75$ В. При напряжении $U_{\text{Эб}} = 0,85$ В, ток базы $I_{\text{б}} = 470$ мкА, при напряжении $U_{\text{Эб}} = 0,75$ В, ток базы $I_{\text{б}} = 100$ мкА. На рис. 2.3,а этим токам соответствуют точки p и m .

Находим среди выходных характеристик (рис.2.3,б) зависимости $I_{\text{К}}(U_{\text{ЭК}})$ при названных токах базы и определяем точки пересечения этих зависимостей с линией нагрузки (точки p' и m').

В точке p' ток коллектора $I_{\text{К}} = 18,5$ мА, напряжение $U_{\text{ЭК}} = 1,2$ В, в точке m' $I_{\text{К}} = 6$ мА, напряжение $U_{\text{ЭК}} = 7$ В. Таким образом, при подаче на вход схемы синусоидального напряжения с амплитудой $U_{\text{Эб max}} = 0,05$ В в цепи управления появится синусоидальная составляющая тока, имеющая амплитуду $I_{\text{б max}} = (470 - 100)/2 = 185$ мкА, а в выходной цепи, кроме постоянного тока $I_{\text{К}0}$, появится синусоидальный ток с амплитудой

$$I_{\text{К max}} = (18,5 - 6)/2 = 6,25 \text{ мА}.$$

При этом на выходных зажимах транзистора будет действовать синусоидальная составляющая напряжения, имеющая амплитуду

$$U_{\text{ЭК max}} = (7 - 1,2)/2 = 2,9 \text{ В}.$$

Найдем искомые коэффициенты усиления. Коэффициент усиления по току

$$k_i = \frac{\Delta i_{\text{вых}}}{\Delta i_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{К max}}}{I_{\text{б max}}} = \frac{6,25 \cdot 10^{-3}}{185 \cdot 10^{-6}} = 33,8.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_u = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta u_{вх}} = \frac{7-1,2}{0,85-0,75} = 58.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$k_P = \frac{\Delta P_{вых}}{\Delta P_{вх}} = k_u k_i = 1960$$

Входное сопротивление транзистора между зажимами эмиттер – база для синусоидальной составляющей равно

$$R_{вх.эк} = \frac{U_{эк.мах}}{I_{у.мах}} = \frac{0,85 - 0,75}{(470 - 100) \cdot 10^{-6}} = 270 \text{ Ом.}$$

Выходное сопротивление между зажимами эмиттер – коллектор для синусоидальной составляющей равно

$$R_{вых.эк} = \frac{\Delta U_{эк.}}{\Delta I_{к.}} = \frac{7-1,2}{(18,5-6)10^{-3}} = 464 \text{ Ом.}$$

В тепловом отношении транзистор работает в ненапряженных условиях, так как мощность, выделяемая в нем в режиме, соответствующем точке n , равна

$$U_{эк0} I_{к0} = 3,5 \text{ В} \cdot 12 = 42 \text{ мВт.}$$

Графический метод позволяет анализировать изменения режимов работы каскада при изменении входного сигнала. Рассмотрим четыре характерных режима.

1. Если постоянная составляющая входного сигнала окажется лишь не на много больше оптимального значения, например $U_{y0}=0,9 \text{ В}$, то изменится положение точки n' на линии нагрузки – она сместится вверх в то место, где была точка p' . Тогда верхняя полу-волна тока коллектора и напряжения на нагрузке будут обрезаны (в нагрузку пройдет только нижняя полуволна). Это так называемый режим *насыщения*.

2. Если постоянная составляющая окажется ниже оптимального значения, например $U_{y0} = 0,7 \text{ В}$, то точка n' сместится вниз и окажется вблизи оси абсцисс. При этом в нагрузку не пройдет нижняя полу-волна переменного сигнала (это режим отсечки).

3. Если амплитуда входного сигнала окажется больше оптимальной, например $0,1 \sin \omega t$, то верхняя и нижняя полу-волны выходного сигнала будут обрезаны и вместо синусоиды ток и напряжение на нагрузке будут иметь трапецеидальную переменную составляющую.

4. Если сопротивление нагрузки увеличить, например $R_H = 1 \text{ кОм}$, то изменится наклон линии нагрузки (она пройдет через другую точку на оси ординат $I_K = 10 \text{ мА}$). При этом верхняя полуволна выходного сигнала будет обрезана. Такая же ситуация окажется, если уменьшить напряжение питания, например $E_{KO} = 5 \text{ В}$. Тогда линия нагрузки пройдет через точки $U_{ЭК} = 5 \text{ В}$ и $I_K = 10 \text{ мВ}$.

Таким образом, усилительный каскад обеспечивает усиление сигнала без существенного искажения только при строго определенных значениях входного напряжения, напряжения питания и сопротивления нагрузки.

Кроме этого смещение начальной рабочей точки n' и искажение выходного сигнала может происходить из-за изменения параметров транзистора при изменении температуры. Для уменьшения влияния дестабилизирующих факторов в усилителе применяют отрицательную обратную связь (ООС). При этом используют различные варианты включения ООС.

Режимы работы усилительных каскадов. В зависимости от положения рабочей точки в режиме покоя на характеристиках транзисторов, а также от значения усиливаемого напряжения различают три основных режима работы усилительных каскадов, или классов усиления: *A*, *B*, и *C*. Основными характеристиками этих режимов являются нелинейные искажения и КПД.

Режим А характеризуется тем, что рабочую точку n' в режиме покоя выбирают на линейном участке (обычно посередине) входной и переходной характеристик транзистора. Значение входного напряжения в режиме *A* должно быть таким, чтобы работа усилительного каскада происходила на линейном участке характеристики. В этом случае нелинейные искажения усиливаемого напряжения будут минимальными, т.е. при подаче на вход усилительного каскада гармонического напряжения форма выходного напряжения будет практически синусоидальной. Благодаря этому режим *A* широко применяют в усилителях напряжения. Однако он имеет и существенный недостаток – очень низкий КПД усилителя (20...30 %), потому что полезная мощность определяется только переменной составляющей выходного тока, а потребляемая каскадом мощность – суммой переменной и постоянной составляющих.

Режим В характеризуется тем, что рабочую точку n' выбирают в начале передаточной характеристики (при минимальном токе

коллектора). Эта точка называется точкой отсечки. В режиме *B* переменные составляющие тока и напряжения транзистора возникают лишь в положительные полупериоды входного напряжения. Выходное напряжение усилительного каскада при синусоидальном входном напряжении имеет форму полусинусоиды, т.е. нелинейные искажения очень большие. Режим *B* используют, как правило, только в двухтактных усилителях мощности. Режим *B* характеризуется значительно более высоким КПД усилителя по сравнению с режимом *A*, так как ток покоя в этом случае практически равен нулю, а постоянная составляющая тока при наличии входного напряжения имеет сравнительно небольшое значение. КПД усилителя, работающего в режиме *B*, может достигать 0,8.

Иногда используют режим работы усилительного каскада, промежуточный между режимами *A* и *B*. Его называют режимом АВ. Рабочая точка покоя при этом должна находиться в интервале между положениями рабочей точки в режимах *A* и *B*. В этом случае КПД усилителя больше, чем в режиме *A*, а нелинейные искажения меньше, чем в режиме *B*.

Режим С характеризуется тем, что рабочую точку n' выбирают за точкой отсечки и ток в транзисторе возникает только в течение некоторой части положительного полупериода входного напряжения. Этот режим сопровождается большими искажениями усиливаемого напряжения, но КПД устройства может быть очень высоким и приближаться к единице. Режим *C* применяют в избирательных усилителях и автогенераторах, которые благодаря наличию колебательных контуров или других частотно-зависимых устройств выделяют лишь основную гармонику из несинусоидального напряжения, возникающего вследствие больших нелинейных искажений.

2.1.2. Обратная связь в усилителях

Различают следующие виды обратных связей в усилителях: последовательные по напряжению (рис. 2.4, *a*) и по току (рис. 2.4, *б*), параллельные по напряжению (рис. 2.4, *в*) и по току (рис. 2.4, *г*).

На схеме обозначены K – коэффициент усиления усилителя без обратной связи, β – коэффициент передачи цепи обратной связи. Обычно эти коэффициенты являются комплексными величинами, т.е. $\underline{K} = K e^{j\varphi_1}$, $\underline{\beta} = \beta e^{j\varphi_2}$.

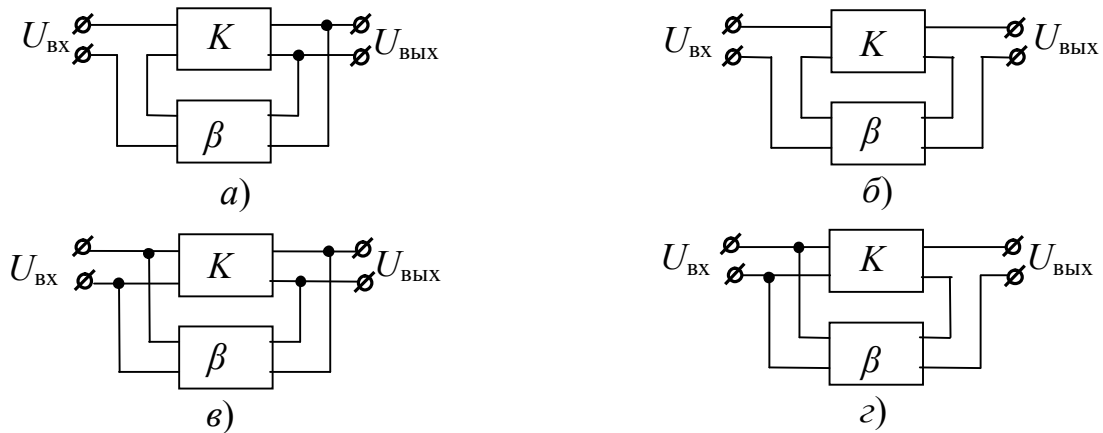


Рис. 2.4. Схемы обратных связей в усилителях: *а* – последовательная по напряжению; *б* – последовательная по току; *в* – параллельная по напряжению; *г* – параллельная по току

Коэффициент усиления усилителя с последовательной обратной связью по напряжению равен

$$\underline{K}_{oc} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\underline{\beta}\dot{U}_{вых} + \frac{\dot{U}_{вых}}{K}} = \frac{\underline{K}}{1 + \underline{\beta}\underline{K}}$$

Величину $1 + \underline{\beta}\underline{K}$ называют глубиной обратной связи. Если $|\underline{\beta}\underline{K}| \gg 1$, то $\underline{K}_{oc} \cong \frac{1}{\underline{\beta}}$ и тогда коэффициент усиления усилителя \underline{K}_{oc} , охваченного обратной связью, зависит только от свойств цепи обратной связи и не зависит от коэффициента усиления \underline{K} , который может быть зависимым от температуры и других факторов.

Если $|1 + \underline{\beta}\underline{K}| > 1$, то такая обратная связь называется отрицательной. При этом получается $K_{oc} < K$, т.е. отрицательная обратная связь уменьшает общий коэффициент усиления каскада и делает этот коэффициент более стабильным, не зависящим от температуры и других факторов, если от них не зависит коэффициент передачи цепи обратной связи β . Обычно звено обратной связи выполняют на резисторах и у него β не зависит или мало зависит от температуры и других факторов.

При $|1 + \underline{\beta K}| < 1$ $K_{oc} > K$, т.е. коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью, увеличивается, но при этом возрастает его неустойчивость. При $1 + \underline{\beta K} \rightarrow 0$ $K_{oc} \rightarrow \infty$ и в усилителе возникают автоколебания. Это используется для создания периодических колебаний.

2.1.3. Стабилизация режима постоянного тока в усилителе

При отсутствии переменного сигнала на входе усилителя устанавливается режим постоянного тока (режим покоя, статический режим). При этом на линии нагрузки определяется положение начальной рабочей точки n' (рис. 2.3). Так как характеристики транзистора изменяются при изменении температуры – с ростом температуры возрастает неуправляемый ток коллектора $I_{ко}$, и изменяется коэффициент передачи тока β , то это приводит к уходу начальной рабочей точки n от своего первоначального положения, изменению коэффициента усиления усилителя и нелинейным искажением выходного напряжения.

Для обеспечения стабильного режима работы усилителя при воздействии дестабилизирующих факторов применяют различные схемы включения транзистора (рис. 2.5). Схема (рис. 2.5, а) обеспечивает фиксированный ток базы $I_{\delta} = \frac{E - U_{БЭ}}{R_{\delta}}$ и тем самым неизменное положение начальной рабочей точки n' на линии нагрузки.

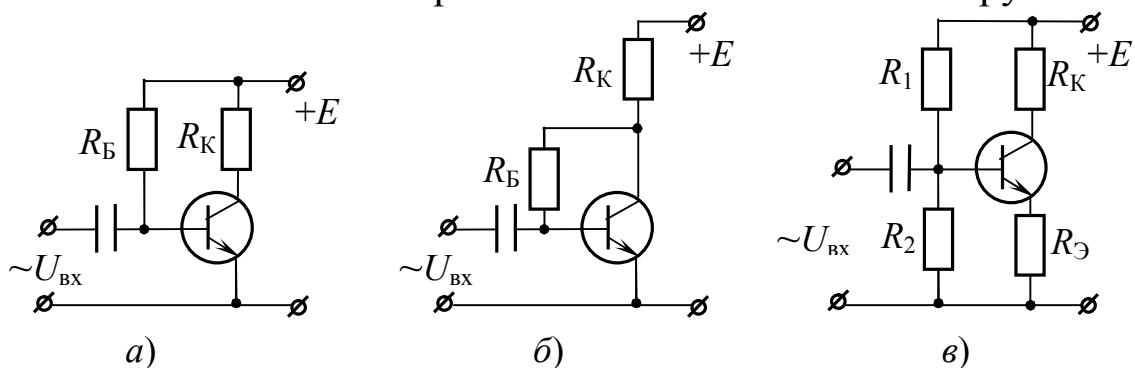


Рис. 2.5. Усилительный каскад: а – с фиксацией тока базы; б – с коллекторной стабилизацией; в – с эмиттерной стабилизацией

Однако ток коллектора $I_k = \beta I_{\delta} + I_{ко}$ будет изменяться при изменении температуры, так как изменяются β и $I_{ко}$. Поэтому эту схему используют редко. В схеме (рис. 2.5, б) используется отрицательная обратная связь по напряжению (выходное напряжение $U_{кЭ}$ подается

на вход усилителя через сопротивление R_6). Эта схема с коллекторной стабилизацией обеспечивает лучшую стабильность начального режима. Например, при увеличении тока коллектора из-за изменения температуры возрастет падение напряжения на резисторе R_k , уменьшится напряжение $U_{кэ}$ на транзисторе и это уменьшенное напряжение через резистор R_6 будет подано на вход усилителя, что приведет к уменьшению тока базы I_6 и будет препятствовать увеличению тока коллектора I_k . В схеме (рис. 2.5, в) используется отрицательная обратная связь по току. Увеличение тока через резистор R_9 , вызванное дестабилизирующими факторами, например, увеличением температуры) приведет к увеличению напряжения на этом резисторе и уменьшению напряжения $U_{6э}$, т.к. токи и напряжения в контуре направлены встречно

$$U_{R_2} - \Delta I_9 R_9 = \Delta U_{6э}.$$

Уменьшение напряжения $\Delta U_{6э}$ будет препятствовать увеличению коллекторного тока I_k и практически равного ему тока эмиттера I_9 и таким образом стабилизировать работу усилительного каскада.

Схема (рис. 2.5, в) нацелена на стабилизацию эмиттерного тока, поэтому ее обычно называют «схемой с эмиттерной стабилизацией». Это наиболее применяемая на практике схема усилительного каскада.

Обратим внимание на то, что увеличение коллекторного и эмиттерного токов приведет к изменению напряжения на резисторе R_k и, соответственно, на выходе усилителя

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_k R_k.$$

Отношение изменения выходного напряжения к входному определяет коэффициент усиления каскада

$$K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \frac{\Delta I_k R_k}{\Delta I_9 R_9} \approx \frac{R_9}{R_9}.$$

Таким образом, отрицательная обратная связь по току в схеме ОЭ исключает или существенно уменьшает влияние дестабилизирующих факторов на коэффициент усиления каскада, делает его зависящим только от отношения сопротивлений R_k/R_9 . При этом коэффициент усиления каскада из-за отрицательной обратной связи уменьшается по сравнению с тем, каким он был без обратной связи.

Чтобы исключить влияние отрицательной обратной связи на усиление переменного сигнала, шунтируют резистор R_9 конденсатором C_9 . В этом случае коэффициент усиления каскада увеличивается (так как уменьшается отрицательная обратная связь),

но появляется зависимость его от частоты усиливаемого сигнала и разброса параметров транзисторов при монтаже и ремонте. Тогда приходится использовать схемы с отдельной установкой глубины обратной связи по постоянной и переменной составляющим.

2.1.4. Основная схема усилителя с общим эмиттером

Анализ работы схемы ОЭ усложняется при наличии сопротивления нагрузки R_H , подключенной через разделительный конденсатор C_2 к транзистору (рис 2.6).

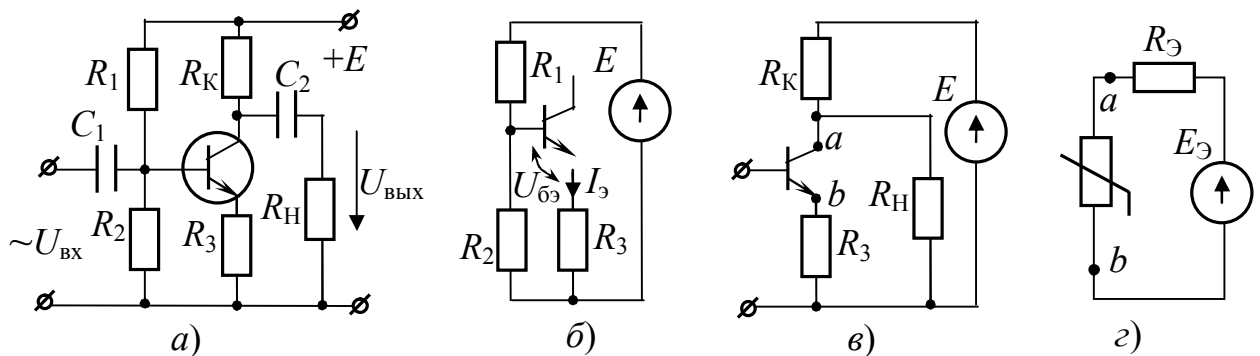


Рис. 2.6. Усилитель с общим эмиттером: *а* – основная схема; *б* – схема входной цепи; *в* – схема выходной цепи; *г* – преобразованная схема выходной цепи

При анализе прохождения переменного сигнала сопротивлениями x_{C1} и x_{C2} обычно пренебрегают, полагая C_1 и C_2 достаточно большими. Выходную цепь (рис. 2.6, в) преобразуют методом эквивалентного генератора (рис. 2.6, г). ЭДС эквивалентного генератора определяют через напряжение холостого хода на разомкнутых зажимах *а*, *в* (при отсутствии транзистора)

$$E_{\text{э}} = \frac{E \cdot R_H}{R_K + R_H} \quad (2.1)$$

Сопротивление $R_{\text{э}}$ определяют как входное сопротивление со стороны зажимов *а* и *в*

$$R_{\text{э}} = R_3 + \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} \quad (2.2)$$

Определив $R_{\text{э}}$ и $E_{\text{э}}$, можно для преобразовательной схемы (рис. 2.6) построить линию нагрузки, как на рис. 2.3, б. Только теперь она пройдет через точку $I_K = 0$, $U_{\text{ЭК}} = E_{\text{э}}$ и через точку $U_{\text{КЭ}} = 0$, $I_K = E_{\text{э}}/R_{\text{э}}$. Точки пересечения выходных характеристик транзистора с этой линией нагрузки позволяет определять токи I_K и напряжения $U_{\text{КЭ}}$ при различных режимах работы усилителя.

При предварительном расчете усилительного каскада можно обойтись без этих построений. Полагая заданными сопротивлениями нагрузки R_n , напряжение источника питания E и желаемый коэффициент усиления каскада по напряжению K_U , можно определить остальные параметры каскада.

Сопротивление R_k задают в зависимости от сопротивления нагрузки $R_k = (0,1 \dots 0,2) R_n$.

Сопротивление R_3 определяют $R_3 = \frac{R_k}{K_U}$ через сопротивление R_k , так

как коэффициент усиления каскада $K_U \approx \frac{R_k}{R_3}$. Тогда максимальный

ток коллектора по (2.1) и (2.2) $I_{k \max} = \frac{E_э}{R_э}$. Зная $I_{k \max}$ и частоту уси-

ливаемого сигнала, транзистор выбирают из справочника.

Для расчета сопротивлений R_1 и R_2 делителя напряжения, рассматривают входную цепь (рис. 2.6,б). Сопротивление R_2 связывают с сопротивлением R_k , обычно $R_2 = (1 \dots 2)R_k$, а напряжение на нем опре-

деляют через постоянную составляющую тока эмиттера $I_{э0} = \frac{I_{k \max}}{2}$

и напряжение $U_{бэ} = 0,75 \dots 0,8$

$$U_{R2} = \frac{I_{k \max}}{2} \cdot R_3 + U_{бэ}.$$

После этого определяют ток делителя напряжений $I_{дел} = \frac{U_{R2}}{R_2}$ и

сопротивление $R_1 = \frac{E}{I_{дел}} - R_2$. Амплитуду входного сигнала опреде-

ляют через амплитуду выходного напряжения $U_{вх.т} = \frac{U_{вых.т}}{K_U}$ полагая

$U_{вых.т} = (0,25 \dots 0,35)E$.

Уточнить параметры каскада и более детально исследовать режимы работы каскада с ОЭ можно, выполнив моделирование схемы в программах Electronics Workbench или Orcad.

2.1.5. Малосигнальные h -параметры транзистора

При исследовании схем на транзисторах применяют так называемые *малосигнальные h -параметры*. Они характеризуют работу транзистора в основных режимах его работы – при малых изменениях токов и напряжений. Принято определять h -параметры, исходя из представления транзистора четырехполюсником (рис. 2.7, а). Внутри четырехполюсника находится транзистор, подключенный по одной из схем ОБ, ОК, ОЭ.

Связь между входными (U_1, I_1) и выходными (U_2, I_2) напряжениями и токами можно выразить системой двух уравнений:

$$\begin{aligned}\Delta U_1 &= h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2; \\ \Delta I_2 &= h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2.\end{aligned}$$

В качестве независимых переменных приняты приращения входного тока ΔI_1 и выходного напряжения ΔU_2 , а ΔU_1 и ΔI_2 выражают через h -параметры:

$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1$ – входное сопротивление транзистора при $U_2 = \text{const}$;
 $h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2$ – коэффициент обратной связи по напряжению при $I_1 = \text{const}$;

$h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1$ – коэффициент передачи тока при $U_2 = \text{const}$;
 $h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2$ – выходная проводимость транзистора при $I_1 = \text{const}$.

Конкретные значения h -параметров зависят от схемы включения, т.е. от того, какие напряжения и токи являются входными и выходными. При этом к h -параметру добавляют соответствующий индекс. Так, для схемы ОЭ коэффициент передачи тока будет обозначен $h_{21э}$.

Системе уравнений с h -параметрами соответствует схема замещения транзистора для малого переменного сигнала (рис. 2.7, б). На этой схеме обычно опускают знак Δ перед токами и напряжениями, заменяя их словами в названии «для малого переменного сигнала». В первом уравнении четырехполюсника слагаемым $h_{12}\Delta U_2$ обычно пренебрегают, поскольку параметр h_{12} имеет очень малое значение. Оставшейся части первого уравнения четырехполюсника $\Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1$ соответствует входная цепь на рис 2.7, б.

Во втором уравнении четырехполюсника первое слагаемое можно представить на схеме замещения транзистора в виде зависящего источника тока $J = h_{21}\Delta I_1$, а второе – в виде тока через резистор величиной, равной $1/h_{22}$.

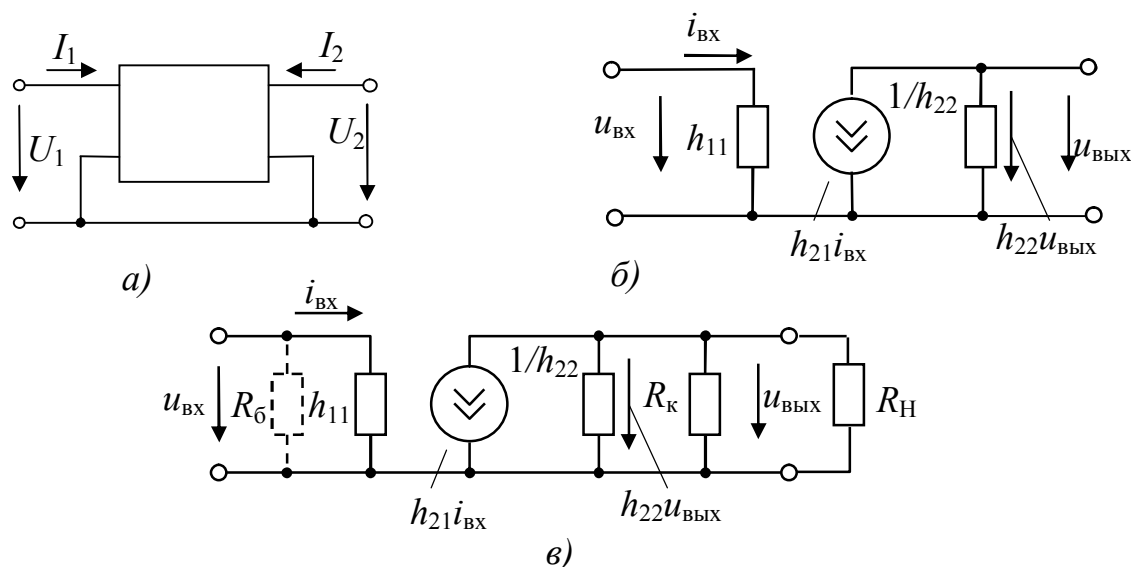


Рис.2.7. Схемы замещения транзистора для малого переменного сигнала: а – в виде четырехполюсника; б – через h -параметры; в – схема замещения усилительного каскада

Усилительный каскад (рис. 2.4) может быть представлен для малого переменного сигнала схемой замещения (рис. 2.7, в).

Можно считать, что резистор R_{δ} включен параллельно входу (через низкоомный источник питания). Однако обычно $R_{\delta} \gg h_{11}$, поэтому первым сопротивлением можно пренебречь. Тогда входной ток $i_{\text{вх}}$ будет определяться только входным сопротивлением транзистора h_{11} :

$$u_{\text{вх}} = i_{\text{вх}} h_{11}.$$

Для выходной цепи каскада, считая $R_H \rightarrow \infty$, получаем

$$h_{21}i_{\text{вх}} + h_{22}u_{\text{вых}} + u_{\text{вых}}/R_K = 0.$$

Решая совместно полученные уравнения (и считая, что $h_{22} \ll 1/R_K$), получаем для режима холостого хода

$$u_{\text{вых}} = -\frac{u_{\text{вх}}}{h_{11}} \frac{h_{21}}{h_{22} + 1/R_K} \approx -\frac{u_{\text{вх}} h_{21} R_K}{h_{11}}, \text{ откуда}$$

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-h_{21} I_K R_{\text{бвх}}}{h_{11} I_{\delta}} = \frac{-h_{21} R_K}{h_{11} (1 + h_{22} R_K)} \text{ или } K_U \approx -\frac{h_{21} R_K}{h_{11}},$$

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} R_{\delta} h_{11}}{U_{\text{вх}} (R_{\delta} + h_{11}) R_K} = \frac{h_{21} R_{\delta}}{(R_{\delta} + h_{11}) (1 + h_{22} R_K)}.$$

Входное сопротивление, в основном, определяется входным сопротивлением транзистора h_{11} :

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{б}} h_{11}}{R_{\text{б}} + h_{11}} \approx h_{11}.$$

Выходное сопротивление практически равно сопротивлению $R_{\text{к}}$:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{к}} 1/h_{22}}{R_{\text{к}} + 1/h_{22}} = \frac{R_{\text{к}}}{1 + h_{22} R_{\text{к}}} \approx R_{\text{к}}.$$

Иногда уравнения, описывающие свойства биполярного транзистора в режиме малых сигналов, представляются в следующем виде:

$$i_{\text{б}} = \frac{1}{r_{\text{бэ}}} u_{\text{бэ}} + S_o u_{\text{кэ}}, \quad i_{\text{к}} = S u_{\text{бэ}} + \frac{1}{r_{\text{кэ}}} u_{\text{кэ}}.$$

Крутизна S описывает изменение тока коллектора при изменении напряжения база–эмиттер в рабочей точке. Ее определяют по наклону касательной в семействе передаточных характеристик. Величина крутизны указывает, насколько резко меняется ток коллектора $i_{\text{к}}$ в рабочей точке при изменении напряжения $u_{\text{бэ}}$:

$$S = \left. \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial U_{\text{бэ}}} \right|_n.$$

Входное сопротивление малосигнального режима $r_{\text{бэ}}$ показывает зависимость отклонений напряжения на участке база–эмиттер $U_{\text{бэ}}$ от изменений тока базы $I_{\text{б}}$ в рабочей точке и определяется величиной, обратной наклону касательной в семействе входных характеристик (см. рис. 2.4):

$$r_{\text{бэ}} = \left. \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_n = \left. \frac{\partial U_{\text{бэ}}}{\partial I_{\text{к}}} \right|_n \left. \frac{\partial I_{\text{к}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_n = \frac{\beta}{S}.$$

Выходное сопротивление малосигнального режима $r_{\text{кэ}}$ описывает отклонение напряжения на участке коллектор–эмиттер $U_{\text{кэ}}$ от изменения тока коллектора $I_{\text{к}}$ в рабочей точке. Оно определяется обратной величиной наклона касательной в семействе выходных характеристик (см. рис. 2.2):

$$r_{\text{кэ}} = \left. \frac{\partial U_{\text{кэ}}}{\partial I_{\text{к}}} \right|_n.$$

Обратная проводимость S_n представляет зависимость изменения тока базы $I_{\text{б}}$ от отклонения напряжения на участке коллектор–эмиттер $U_{\text{кэ}}$ в рабочей точке и является пренебрежимо малой величиной

$$S_n = \left. \frac{\partial I_{\bar{\sigma}}}{\partial U_{кэ}} \right|_A \approx 0.$$

Наиболее простая эквивалентная схема режима малых сигналов биполярного транзистора (рис.2.8,а) строится на основе уравнений режима малых сигналов

$$i_{\bar{\sigma}} = \frac{u_{\bar{\sigma}\bar{\epsilon}}}{r_{\bar{\sigma}\bar{\epsilon}}}, \quad i_k = Su_{кэ} + \frac{u_{кэ}}{r_{кэ}}.$$

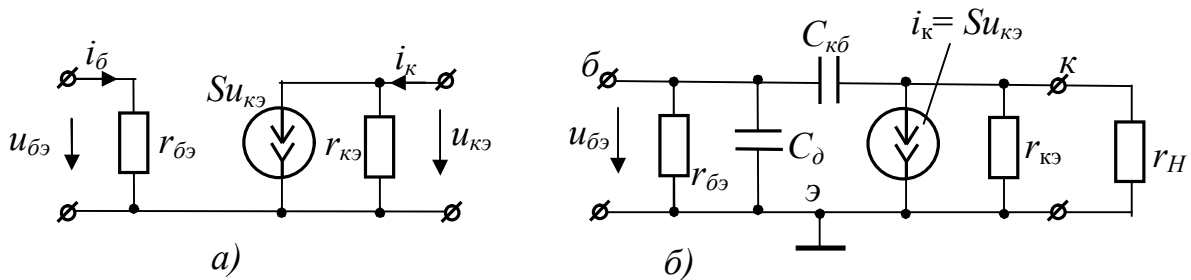


Рис.2.8. Эквивалентная схема транзистора: а – на низких частотах; б – на высоких частотах

Приведенная эквивалентная схема используется для расчета характеристик транзисторных схем в режиме малых сигналов на низких частотах (до 10 кГц), поэтому ее часто называют низкочастотной.

Между параметрами четырехполюсников, на основании которых строятся те или иные схемы замещения и параметрами транзистора существуют соотношения, на основании которых эти параметры могут быть рассчитаны:

$$r_{\bar{\sigma}\bar{\epsilon}} = h_{11\bar{\epsilon}}, \quad \beta = h_{21\bar{\epsilon}}, \quad S = \frac{h_{21\bar{\epsilon}}}{h_{11\bar{\epsilon}}}, \quad S_n = \frac{h_{12\bar{\epsilon}}}{h_{11\bar{\epsilon}}},$$

$$r_{кэ} = \frac{h_{11\bar{\epsilon}}}{h_{11\bar{\epsilon}}h_{22\bar{\epsilon}} - h_{12\bar{\epsilon}}h_{21\bar{\epsilon}}}$$

Чтобы получить схему замещения транзистора на высоких частотах необходимо учитывать кроме статических, динамические свойства транзисторов. Динамические свойства транзисторов учитывают, вводя в схему замещения емкости, наиболее существенными из которых являются: диффузионная емкость открытого эмиттерного перехода $C_{\bar{\sigma}}$ и барьерная емкость закрытого коллекторного перехода $C_{к\bar{\sigma}}$. В итоге в наиболее простом представлении имеет вид, показанный далее на рис.2.8,б.

2.1.7. Усилительный каскад с общим коллектором

В схеме УК ОК (рис. 2.9) коллектор транзистора по переменной составляющей тока и напряжения соединен непосредственно с общей точкой УК (при пренебрежении внутренним сопротивлением источника питания).

Приведем, не рассматривая схему замещения, основные параметры каскада ОК.

Коэффициент усиления напряжения теоретически не может быть больше единицы, реально $K_U = 0,8 \dots 0,99 \approx 1$. Так как выходное напряжение снимается с сопротивления в эмиттерной цепи транзистора, то фаза выходного напряжения соответствует фазе входного. УК ОК на выходе практически полностью повторяет входное напряжение, отсюда второе название каскада – *эмиттерный повторитель*.

Входное и выходное сопротивления УК ОК

$$R_{вх} = \frac{h_{11}}{1 - K_U}; \quad R_{вых} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}.$$

Легко заметить, что входное сопротивление при $K_U \rightarrow 1$ достигает больших величин и составляет сотни и тысячи кОм. Выходное сопротивление оказывается относительно низким (десятки Ом). Таким образом, эмиттерный повторитель обладает относительно высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Он является усилителем тока с коэффициентом усиления $K_I = 1 + h_{21}$.

Сравнив характеристики каскадов с общим эмиттером и общим коллектором, отметим следующее.

УК ОЭ обладает низким входным и относительно высоким выходным сопротивлениями. Такой УК нельзя подключать к высокоомному источнику входного сигнала из-за сильного его шунтирования низким входным сопротивлением. Также к выходу УК ОЭ нельзя подключать низкоомную нагрузку из-за низкой нагрузочной способности (высокое выходное сопротивление). Кроме того, каскад ОЭ является фазовращателем на 180° .

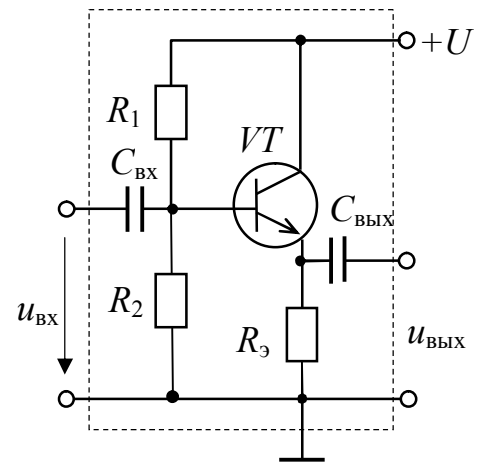


Рис. 2.9. Схема усилительного каскада с общим коллектором

УК ОК, наоборот, обладает высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Его можно подключать по входу к высокоомному источнику сигнала, а по выходу – к низкоомной нагрузке. Каскад ОК не изменяет фазу усиливаемого сигнала.

Названные особенности каскадов ОЭ и ОК позволяют взаимно дополнять друг друга. Например, для усиления напряжения от высокоомного датчика сначала нужно поставить УК ОК для согласования сопротивлений, а затем последовательно включить УК ОЭ для достижения требуемого K_U .

2.1.8. Усилительный каскад на составном транзисторе

Схема УК на так называемом *составном транзисторе* показана на рис. 2.10. Эту схему также называют *схемой Дарлингтона*. Из нее видно, что составной транзистор (выделенная часть на рисунке) представляет собой последовательно включенные два транзистора, причем базовый ток второго является эмиттерным первого. Тогда общий коэффициент передачи тока базы составного транзистора будет равен произведению коэффициентов передачи тока каждого из образующих его транзисторов: $\beta = \beta_1\beta_2$. Промышленностью выпускаются составные транзисторы в едином корпусе. Они имеют те же названия выводов, что и обычный биполярный транзистор.

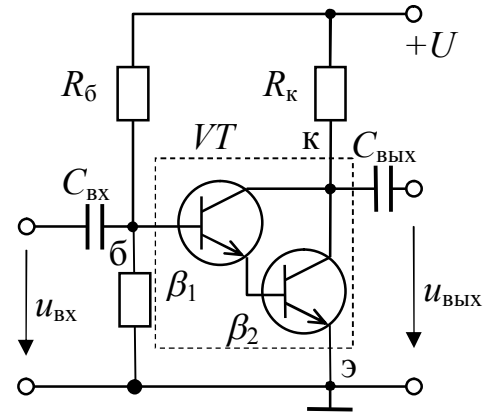


Рис. 2.10. Усилительный каскад на составном транзисторе

Схема Дарлингтона обладает высокой чувствительностью при относительной простоте (заменяет два УК ОЭ), однако имеет плохую термостабилизацию и низкую граничную частоту. Поэтому применяется ограниченно.

2.1.9. Двухтактный усилительный каскад

Простейшая схема двухтактного УК показана на рис. 2.11. Она состоит из двух транзисторов, обладающих одинаковыми параметрами, но разного типа проводимости. Такие пары транзисторов называют *комплементарными*, а каскад усиления – *комплементарным*

усилителем. Отметим, что для питания рассматриваемой схемы используется двухполярный источник.

Каскад называют двухтактным, потому что в течение одного периода колебаний усиливаемого сигнала поочередно, в два такта, работают транзисторы каскада $VT1$ и $VT2$. Если пренебречь начальной нелинейностью входной характеристики транзисторов, можно считать, что при $U_{вх} > 0$ транзистор $VT2$ заперт, а транзистор $VT1$ работает как эмиттерный повторитель. При $U_{вх} < 0$ транзисторы меняются «ролями». Таким образом, каскад представляет собой двухполярный эмиттерный повторитель.

Одним из важных достоинств двухтактного каскада является большая реализуемая мощность. Действительно, по сравнению с УК ОК диапазон изменения входного напряжения увеличивается вдвое, а выделяемая мощность делится пополам между транзисторами. Другой важнейшей особенностью является способность усиливать одинаково хорошо как переменный, так и постоянный (медленно меняющийся) ток.

Недостатком можно считать то, что параметры транзисторов $VT1$ и $VT2$ должны быть одинаковыми.

2.1.10. Усилительные каскады на полевых транзисторах

В настоящее время широкое распространение получили усилительные каскады на полевых транзисторах, так как они обладают существенно большим входным сопротивлением по сравнению с усилительными каскадами на биполярных транзисторах. Наиболее часто используют усилительный каскад с общим истоком, схема которого приведена на рис. 2.12,а.

В этом каскаде резистор R_c , с помощью которого осуществляется усиление, включен в цепь стока. В цепь истока полевого транзистора VT включен резистор $R_{и}$, создающий необходимое падение напряжения в режиме покоя U_{30} , являющееся напряжением смещения между затвором и истоком.

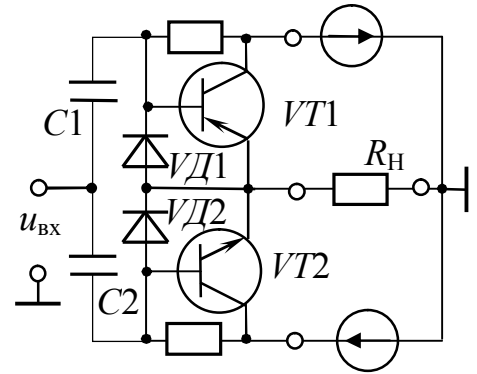


Рис. 2.11. Двухтактный усилитель

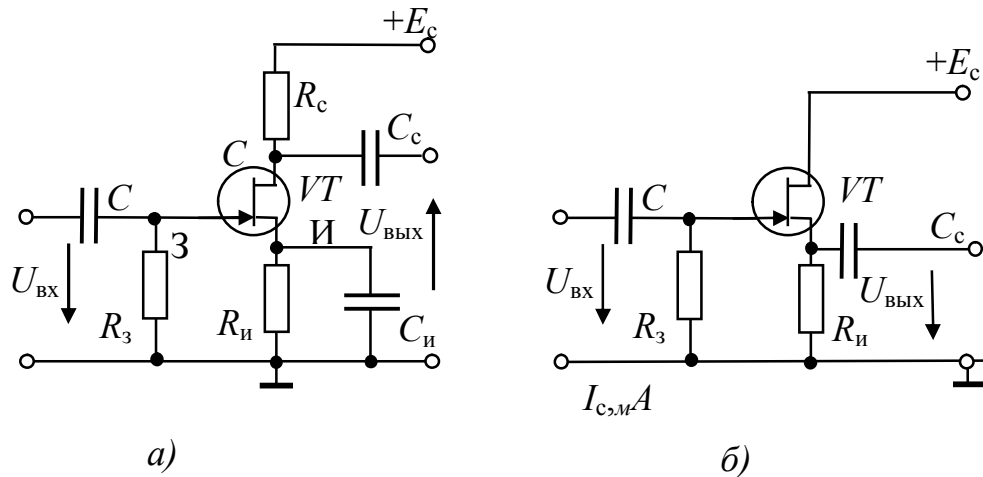


Рис.2.12. Схема усилительного каскада: *a* – с общим истоком;
б – с общим стоком

Резистор R_3 в цепи затвора обеспечивает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Следовательно, потенциал затвора ниже потенциала истока на падение напряжения на резисторе $R_{и}$ от постоянной составляющей тока $I_{и0}$. Таким образом, потенциал затвора является отрицательным относительно потенциала истока.

Входное напряжение подается на резистор R_3 через разделительный конденсатор C . При подаче переменного входного напряжения в канале полевого транзистора появляются переменные составляющие тока истока $i_{и}$ и тока стока $i_{с}$, причем $i_{и} \approx i_{с}$. За счет падения напряжения на резисторе $R_{и}$ от переменной составляющей тока $i_{и}$ переменная составляющая напряжения между затвором и истоком, усиваемая полевым транзистором, может быть значительно меньше входного напряжения: $u_3 = u_{вх} - R_{и} i_{и}$.

Это явление, называемое отрицательной обратной связью, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилительного каскада. Для его устранения параллельно резистору $R_{и}$ включают конденсатор $C_{и}$, сопротивление которого на самой низкой частоте усиваемого напряжения должно быть во много раз (обычно в 10 раз) меньше сопротивления резистора $R_{и}$. При этом условии падение напряжения от тока истока на цепочке $R_{и}, C_{и}$, называемой звеном автоматического смещения, очень небольшое, так что по переменной составляющей тока исток можно считать соединенным с общей точкой усилительного каскада. Поэтому этот каскад называют усилительным каскадом с общим истоком.

Выходное напряжение снимается через конденсатор связи C_c между стоком и общей точкой каскада, т.е. оно равно переменной составляющей напряжения между стоком и истоком. Рабочая точка в режиме покоя обычно соответствует середине линейного участка переходной характеристики, так как при этом нелинейные искажения усиленного напряжения минимальны. Выбрав положение рабочей точки и определив для нее значения напряжения смещения U_{30} и тока стока I_{c0} , находят сопротивление резистора звена автоматического смещения

$$R_{II} = \frac{U_{30}}{I_{c0}}$$

Емкость конденсатора звена автоматического смещения рассчитывают обычно по формуле

$$C_{II} = \frac{10}{2\pi f_i R_{II}}$$

где f_n – наименьшая частота усиленного напряжения.

При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения появляется переменная составляющая тока стока i_c . Изменение этого тока приводит к изменению напряжения U_c между стоком и истоком; его переменная составляющая u_c , численно равная и противоположная по фазе падению напряжения на резисторе R_C , является выходным напряжением усилительного каскада

$$U_{\text{вых}} = -R_C i_c.$$

Видно, что выходное напряжение противофазно входному, причем оно значительно больше входного напряжения, так как напряжение в цепи стока значительно больше, чем в цепи затвора.

Коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим истоком

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C} = S R_C$$

где S – крутизна, а R_i – внутреннее (выходное) сопротивление полевого транзистора.

Входное сопротивление полевых транзисторов, т.е. сопротивление между затвором и истоком, имеет значение порядка 10^8 Ом, поэтому входное сопротивление рассматриваемого усилительного каскада определяется сопротивлением резистора R_3 , который подключен параллельно входным зажимам полевого транзистора:

$$R_{\text{вх}} \approx R_3 = 10^5 \dots 10^6 \text{ Ом.}$$

Выходное сопротивление современных полевых транзисторов, т.е. сопротивление между стоком и истоком, имеет значение порядка $10^4 \dots 10^5$ Ом, поэтому выходное сопротивление усилительного каскада на полевом транзисторе определяется сопротивлением резистора R_C : $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_C = 10^3 \dots 10^4$ Ом, т.е. $R_{\text{ВЫХ}} \ll R_{\text{ВХ}}$, что является важным преимуществом усилительных каскадов на полевых транзисторах.

Помимо усилительных каскадов с общим истоком, в устройствах промышленной электроники применяют усилительные каскады с общим стоком (рис. 2.12, б). В этом каскаде нагрузочный резистор $R_{\text{и}}$ включен в цепь истока, а сток по переменным составляющим тока и напряжения соединен с общей точкой усилителя. Выходное напряжение, равное переменной составляющей падения напряжения на резисторе $R_{\text{и}}$, снимается через конденсатор связи C_c . Усилительный каскад на полевом транзисторе с общим стоком аналогичен по своим свойствам *эмиттерному* повторителю. Он обладает большими входным сопротивлением и коэффициентом усиления по току, малым выходным сопротивлением. Его часто называют *истоковым* повторителем.

2.1.11. Усилитель постоянного тока

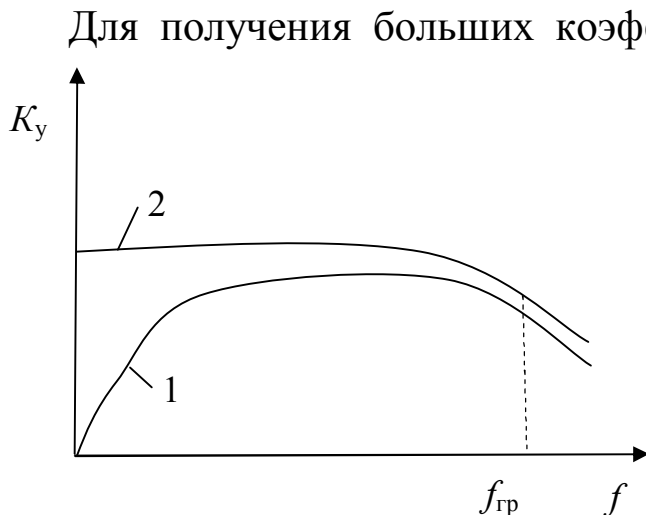


Рис. 2.13. Зависимость коэффициента усиления усилителя переменного сигнала (1) и УПТ (2)

Во многих случаях, особенно при контроле и измерении неэлектрических величин, требуется усиления постоянных токов или сигналов низких частот. Для этого применяют усилители пост-

Во многих случаях, особенно при контроле и измерении неэлектрических величин, требуется усиления постоянных токов или сигналов низких частот. Для этого применяют усилители пост-

янного тока (УПТ), у которых связь между каскадами выполняется с помощью резисторов. Поэтому коэффициент усиления УПТ остается практически неизменным в большой полосе частот, начиная от нуля до граничной частоты (рис. 2.13).

Большим недостатком УПТ является так называемый дрейф нуля, заключающийся в том, что с течением времени на выходе усилителя появляется напряжение при отсутствии напряжения на входе.

Для борьбы с дрейфом нуля применяют:

- стабилизацию напряжения питания,
- стабилизацию температурного режима,
- дифференциальные (балансные) схемы.

Рассмотрим мостовую схему (рис. 2.14,а). В ней потенциалы точек 1 и 2 при холостом ходе (в отсутствие нагрузки R_H) будут равны

$$\varphi_1 = \frac{U}{R_1 + R_2} R_2; \quad \varphi_2 = \frac{U}{R_3 + R_4} R_4.$$

Предположим, что $\varphi_1 = \varphi_2$, тогда

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

После преобразований получим

$$R_1 / R_2 = R_3 / R_4.$$

Баланс моста ($\varphi_1 = \varphi_2$) будет сохраняться при синхронном (одновременном) и одинаковом изменении пары R_1, R_3 или/и R_2, R_4 .

Заменим резисторы R_2 и R_4 одинаковыми транзисторами, (рис. 2.14,б). На нем оба плеча идентичные, т.е. $R_{к1} = R_{к2}$, $h_{21} = h_{21}$ и т.д.

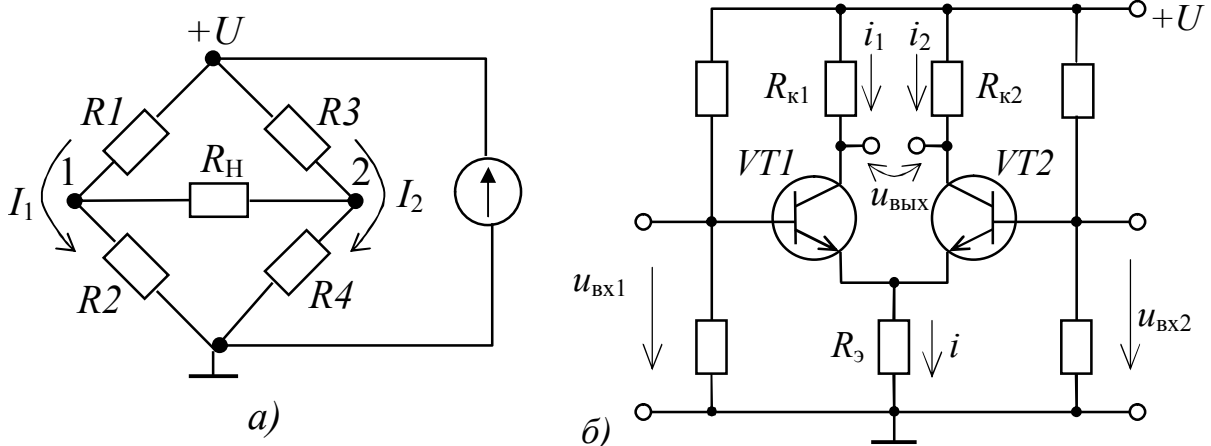


Рис.2.14. Мостовая схема(а) и дифференциальный усилитель(б)

Ток через резистор R_3 будет равен $i = i_1 + i_2$. Если $u_{\text{вх}1} = u_{\text{вх}2}$, то коллекторные токи $i_1 = i_2$ и, следовательно, $u_{\text{вых}} = 0$.

Можно утверждать, что при *синфазных* (одинаковых по фазе и амплитуде) входных сигналах потенциалы коллекторов транзисторов $VT1$ и $VT2$ изменяются также синфазно, поэтому $u_{\text{вых}} = 0$.

Если на входы представленного усилителя подать *дифференциальные* (разные) сигналы, то на выходе появится их усиленная разность. Таким образом, усилитель (рис. 2.14,б) представляет собой усилитель разностного сигнала – *дифференциальный усилитель* (ДУ). Этот усилитель может быть использован и как усилитель постоянного тока.

При изменении температуры в симметричных плечах ДУ токи будут меняться одинаково и $\Delta u_{\text{вых}} = 0$. Следовательно, ДУ обладает много большей температурной стабильностью, чем в несбалансированной схеме, а теоретически температурная стабильность может быть абсолютной.

Вообще, ДУ оказывается малочувствительным к любым синфазным воздействиям. Например, помеха по цепям питания вызывает одинаковое изменение токов в плечах ДУ, и выходное напряжение не изменяется.

Для улучшения качественных показателей ДУ вместо резистора R_3 применяют источник тока $J = i_1 + i_2 = \text{const}$.

ДУ может быть выполнен и на полевых транзисторах. Он является важной частью так называемых операционных усилителей – его входным узлом.

2.1.12. Операционный усилитель

Операционным усилителем (ОУ) называют высококачественный УПТ, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схемах с ООС.

Так как ОУ является УПТ, то на входе, выходе и между каскадами у него отсутствуют конденсаторы.

Впервые ОУ были разработаны в 50-х годах XX столетия и изначально предназначались для выполнения некоторых арифметических операций (сложение, вычитание, интегрирование и др.) в аналоговых вычислительных машинах. С развитием электронных вычислительных машин (ЭВМ) и вытеснением аналоговых первоначальная

функция ОУ была утрачена, но термин «операционный» за ними сохранился.

Нужно подчеркнуть, что реализовать высококачественный ОУ на дискретных элементах в промышленных масштабах практически невозможно. Поэтому широкое распространение ОУ получили лишь с широким использованием интегральной технологии, где несущественна сложность электрической схемы и легко решается проблема симметрии.

Большой коэффициент усиления, высокие термостабильность и помехозащищенность, другие параметры, благодаря которым ОУ можно назвать высококачественным, достигается ценой десятков и сотен транзисторов. Как мы знаем, интегральную технологию отличает высокая повторяемость параметров элементов. Поэтому можно изготавливать ОУ с заданными параметрами в едином корпусе, что позволяет рассматривать ОУ как *самостоятельный компонент* наряду с транзисторами, резисторами и пр. Налицо двойственность подхода к ОУ, отражающее развитие электроники. С одной стороны, ОУ – достаточно сложный усилитель, содержащий сотни транзисторов, с другой, – он является одним из компонентов электрических схем, имеющим свои УГО, параметры и характеристики.

Любой ОУ содержит входной ДУ, каскад усиления напряжения и выходной каскад усиления мощности. Поэтому ОУ имеет два входа, которые называют *инвертирующим* и *неинвертирующим*.

Возможны три варианта обозначения ОУ (рис.2.15): без дополнительных полей (вариант *а*), с дополнительными полями (вариант *б*) и на функциональных схемах (*в*). Инвертирующий вход отличает обозначение окружностью. Дополнительные поля отчерчиваются прямыми и обозначаются соответственно их назначению, например, *FC* – выводы частотной коррекции, *NC* – выводы балансировки.

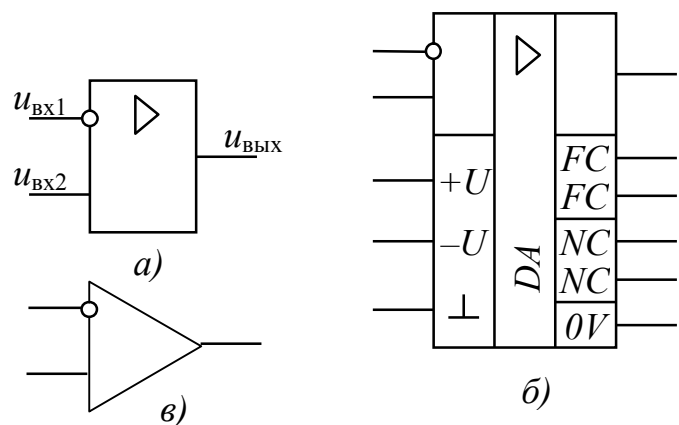


Рис. 2.15. Условное графическое обозначение ОУ: *а* – без дополнительных полей, *б* – с дополнительными полями, *в* – на функциональных схемах

Частотная коррекция необходима, чтобы устранить возможные автоколебания при введении ОС. Выводы балансировки предназначены для подключения подстроечного резистора с целью дополнительной, более точной балансировки плеч ОУ. Обычно справочный материал содержит информацию по использованию выводов частотной коррекции и балансировки.

Современные ОУ, как правило, имеют цепи внутренней частотной коррекции, а дополнительная балансировка часто не требуется. Поэтому ОУ, у которых дополнительные выводы в конкретной схеме не используются, целесообразно обозначать в упрощенном виде – без дополнительных полей.

В зависимости от целевого назначения ОУ подразделяют на ОУ:

- 1) общего применения, где к ним не предъявляют жестких требований и допустимы погрешности в доли процента;
- 2) прецизионные, имеющие малые дрейфы и шумы, а также высокий коэффициент усиления;
- 3) быстродействующие, имеющие большую скорость изменения выходного напряжения и используемые для построения импульсных и широкополосных устройств.

Иногда в отдельную группу выделяют *микромощные* ОУ, потребляющие от источника питания малые токи (менее 1 мА), их удобно использовать в батарейной аппаратуре. У многих имеется защита от перегрузок и коротких замыканий по выходу.

Большинство выпускаемых ОУ имеет напряжение питания 3...15 В.

Все параметры ОУ делят на две группы: статические (по постоянному току) и динамические.

Основные статические параметры ОУ:

- 1) коэффициент усиления напряжения (коэффициент усиления дифференциального сигнала) $K_y = \Delta u_{\text{вых}} / \Delta u_{\text{вх}}$. Для современных ОУ он может достигать нескольких миллионов;
- 2) коэффициент ослабления синфазного входного сигнала $K_{\text{ос.сф}}$. Он равен 60...120 дБ;
- 3) напряжение смещения $U_{\text{см}}$ – значение напряжения на выходе ОУ при нулевом входном сигнале, поделенное на коэффициент усиления. Показывает, какое напряжение необходимо подать на вход ОУ, чтобы получить на выходе $u_{\text{вых}} = 0$. Для получения $U_{\text{см}} = 0$ необ-

ходима дополнительная балансировка. Напряжение смещения находится в пределах $U_{см} = 0,005 \dots 50$ мВ;

4) входные токи $I_{вх1}$, $I_{вх2}$, разность входных токов $\Delta I_{вх} = |I_{вх1} - I_{вх2}|$, определяемые при $u_{вых} = 0$. Нормирование вызвано необходимостью обеспечить нормальный режим работы входного ДУ. Разность токов обуславливает появление между входами дифференциального напряжения;

5) температурные дрейфы напряжения смещения $\Delta U_{см}/\Delta T$, разности входных токов $\Delta I_{вх}/\Delta T$ – характеризуют изменение соответствующих параметров при изменении температуры. Эти параметры важны для прецизионных усилителей, так как скомпенсировать температурные изменения сложно;

6) напряжение питания $U_{пит}$. Различают номинальное напряжение питания и допустимый диапазон напряжений питаний;

7) выходной ток $I_{вых}$ (5...20 мА);

8) входное сопротивление $R_{вх0}$ (0,1...1000 МОм).

Динамические параметры ОУ:

1) верхняя граничная частота полосы пропускания f_B . Граничной считают частоту, на которой коэффициент усиления снижается в $\sqrt{2}$ раз (по сравнению с $f = 0$);

2) скорость нарастания выходного напряжения $V_{U_{вых}}$ – максимальная скорость изменения выходного сигнала при максимальном значении его амплитуды. Параметр определяет минимальную длительность фронтов выходного сигнала.

2.1.13. Масштабные усилители на базе операционных усилителей

Часто необходимо иметь УПТ со строго определенным коэффициентом усиления. Так, сигнал тензодатчика должен быть усилен в нужное число раз (промасштабирован) достаточно точно, чтобы погрешность измерения не превзошла заданные рамки. В подобных случаях однозначно применяют ОУ.

Для расчета схем на ОУ с ОС примем ОУ идеальным, полагая $K_y \rightarrow \infty$. Это означает, что $\Delta u_{вх} = 0$ (даже бесконечно малое изменение дифференциального входного сигнала вызовет конечное приращение выходного).

При этом также $R_{вх0} \rightarrow \infty$, т.е. $I_{вх1} = I_{вх2} = 0$.

Рассмотрим две схемы масштабных усилителей на ОУ:

Инвертирующий масштабный усилитель (рис. 2.16,а). Неинвертирующий вход ОУ соединен с общей точкой, поэтому его потенциал $\varphi_+ = 0$. Так как $\Delta u_{\text{вх}} = 0$, то потенциал инвертирующего входа $\varphi_- = 0$. Поэтому точку 1 называют «виртуальной» или «искусственной землей».

Полагая, что входной ток равен нулю $I_{\text{вх}} = 0$, получим $i_2 = i_1$ или $\frac{u_{\text{вх}} - 0}{R1} = \frac{0 - u_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}}$, откуда $u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} \frac{R_{\text{ос}}}{R1}$, $K_U = u_{\text{вых}} / u_{\text{вх}} = -R_{\text{ос}} / R1$.

Знак «-» означает, что полярность выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ противоположна полярности входного $u_{\text{вх}}$ (отсюда и название «инвертирующий»). Коэффициент усиления K_U такого усилителя определяется лишь соотношением сопротивлений резисторов $R1, R2$ и не зависит от K_y . Очевидно, что входное сопротивление усилителя $R_{\text{вх}} = R1$.

Суммирующий масштабный усилитель. Если на вход подавать несколько напряжений через соответствующие резисторы, то сумма входных токов будет равна току обратной связи

$$\frac{U_1}{R1} + \frac{U_2}{R2} + \dots = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}}$$

При этом $U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R1} U_1 - \frac{R_{\text{ос}}}{R2} U_2 + \dots$. При $R_{\text{ос}} = R1 = R2 = \dots$

выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений, взятых с противоположным знаком (рис. 2.16,б).

Неинвертирующий масштабный усилитель (рис. 2.17). Так как $\Delta u = 0$, то $u_{\text{вх}} = u_{\text{ос}} = \frac{u_{\text{вых}}}{R1 + R2} R1$, $K_U = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}$.

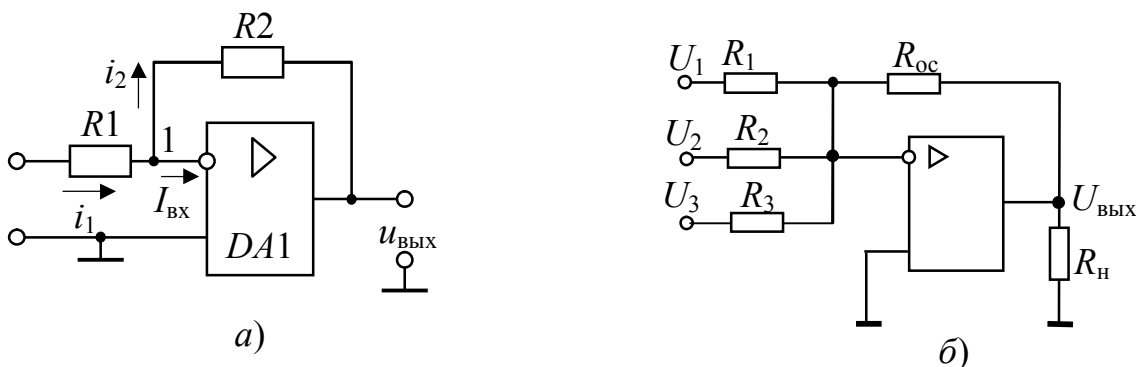


Рис. 2.16 Масштабные усилители: а – инвертирующий; б – суммирующий

Коэффициент усиления напряжения также определяется соотношением сопротивлений резисторов R_1 и R_2 . Кроме того, полярность выходного напряжения совпадает с полярностью входного (отсюда название усилителя).

Отличительная особенность неинвертирующего масштабного усилителя – высокое входное сопротивление: $R_{вх} = R_{вх0}(1 + K_y / K_U)$.

Если на инвертирующий вход подать полностью все напряжение $u_{вых}$, что соответствует $R_2 = 0$, то получится *повторитель напряжения* ($K_U = 1$). Его применяют тогда, когда требуется получить высокое входное сопротивление и/или минимальное выходное, т.е. как эмиттерный повторитель.

Пример 1. Для типовой схемы включения операционного усилителя в масштабном преобразователе (рис.2.18,а) определить сопротивление резисторов R_1 , R_2 и R_3 , если $K_u = 100$ и $R_n = 10$ кОм, $R_{ex} = 50$ кОм, $R_{вых} = 1$ кОм, $R_2 = 100$ Ом.

Решение. Для получения высокой стабильности коэффициента усиления сопротивление R_1 выбирают из условия $R_f \ll R_1 \ll R_{ex}$, поэтому $R_1 = 2$ кОм. При $R_2 \gg R_{вх}$ коэффициент усиления определяется по формуле $K_u = R_2/R_1$, поэтому $R_2 = 100 \cdot 2 = 200$ кОм. Эквивалентное сопротивление нагрузки усилителя $R'_n \approx R_n R_2 / (R_n + R_2)$ должно быть больше $R_{вых}$. В нашем случае $R'_n = 9,5$ кОм $\gg R_{вых}$. Для

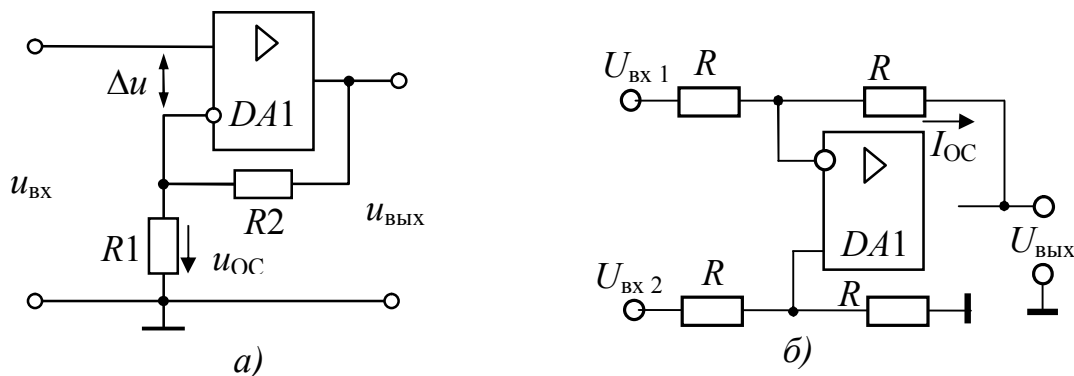


Рис. 2.17. Неинвертирующий масштабный усилитель (а) и схема вычитания (б)

симметричного ОУ необходимо, чтобы $R_3 = \frac{(R_1 + R_f)R_2}{R_1 + R_f + R_2}$.

Вычитающий масштабный усилитель. На рис. 2.17, б изображена схема, обеспечивающая вычитание двух напряжений $U_{вых} = U_2 - U_1$.

Если все сопротивления сделать одинаковыми, то в схеме вычитания потенциал инвертирующего входа равен $U = (U_1 + U_{\text{ВЫХ}})/2$, а потенциал неинвертирующего $U^+ = U_2/2$. Так как входы операционного усилителя виртуально замкнуты, то $U = U^+$ и, следовательно,

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 - U_1$$

Наконец, если во входных цепях инвертирующего и неинвертирующего входов включить схемы, подобные входной схеме суммирующего усилителя и через резисторы подключить параллельно несколько входных напряжений, можно получить схему сложения и вычитания большого числа сигналов:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \alpha \sum U_i - \beta \sum U_j,$$

где U_i – сигналы в цепи неинвертирующего входа; U_j – в цепи инвертирующего входа.

Интегрирующий усилитель. Если включить конденсатор вместо резистора R_2 (рис 2.18, б), то получится интегрирующий усилитель, так как

$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -i_{\text{ос}} = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$. Интегрируя это выражение, получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{ВХ}} dt.$$

Таким образом, выходное напряжение схемы пропорционально интегралу от входного напряжения. Значения сопротивления и емкости определяют постоянный коэффициент схемы интегрирования, что можно объяснить и с чисто физических соображений. Чем больше R и C , тем меньше ток, заряжающий конденсатор, и тем больше величина его емкости, поэтому заряд конденсатора, а следовательно и выходное напряжение, будут нарастать медленнее.

Чтобы иметь схему, обеспечивающую вычисление интеграла с высокой степенью точности, используют усилители с малыми входными токами и дрейфом напряжения смещения нуля, высокоточные резисторы и конденсаторы с малыми токами утечки.

Дифференцирующий усилитель. Поменяв местами сопротивление и конденсатор в схеме (рис. 2.18, б), получим схему дифференцирования. Ток конденсатора (с учетом, $U_A = 0$):

$$I_C = C \frac{d(U_{\text{ВХ}} - U_A)}{dt} \approx C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt},$$

а ток в цепи обратной связи по закону Ома

$$I_{oc} = \frac{U_A - U_{ВЫХ}}{R} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R}.$$

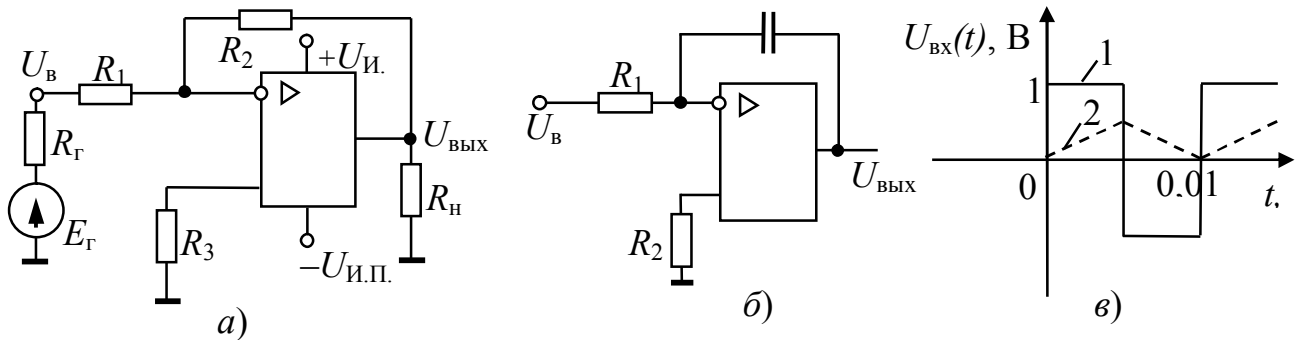


Рис 2.18. Схемы включения операционных усилителей: *а* – в масштабном преобразователе, *б* – в интегрирующем каскаде, *в* – графики входного и выходного сигналов

Пример 2. На вход интегрирующего каскада, схема которого приведена на рисунке 2.18, *б*, подаётся напряжение $u_{вх}(t)$ (кривая 1 на рисунке 2.18, *в*) от источника с внутренним сопротивлением $R_2 = 1$ кОм. Рассчитать сопротивления R_1 и R_2 и ёмкость конденсатора C . Найти зависимость $u_{вых}(t)$. Входное сопротивление усилителя $R_{вх} = 50$ кОм.

Решение. Для того, чтобы постоянная времени интегрирующего каскада мало зависела от сопротивления $R_Г$ источника сигнала $u_{вх}(t)$, необходимо выполнение условия $R_1 \gg R_2$, т.е. $R_1 \gg 1$ кОм. Работа усилителя будет устойчивой, если $R_2 \ll R_{вх}$, т.е. $R_2 \ll 50$ кОм, но для баланса каскадов усилителя по постоянному току требуется, чтобы $R_1 = R_2$. Поэтому выбираем $R_1 = R_2 = 20$ кОм. Период напряжения $u_{вх}(t)$ составляет 0,01 с. Для уменьшения погрешности интегрирования нужно, чтобы $\tau \gg T$. Выбираем $\tau = 1,0$ с.

Тогда $C = \tau / R_1 = 1/20000 = 50 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 50 \text{ мкФ}$. Зависимость $u_{вых}(t) = \frac{1}{\tau} * \int u_{вх} dt$ при $u_{вх}(0) = 0$ изображена на рис. 2.18, *в*, (кривая 2). Наибольшее напряжение $u_{вых}(T/2) = TU_{вх м} / 2\tau = 50 \text{ мВ}$.

2.2 Генераторы сигналов

Генератор сигналов (ГС) – электронное устройство, формирующее периодически изменяющееся напряжение заданной амплитуды, частоты и формы.

Если ГС работает без приложения дополнительного периодического сигнала, то его называют *автогенератором*, в противном случае – *ГС с независимым возбуждением*. Последний представляет собой избирательный усилитель мощности, на вход которого подается сигнал от маломощного автогенератора (например, генератор кадровой развертки мониторов и телевизоров).

По форме генерируемых колебаний ГС делят на генераторы синусоидальных колебаний (ГСН) и генераторы сигналов специальной формы (ГССФ).

2.2.1. Генератор синусоидальных колебаний

Структура ГСН показана на рис. 2.19. Он состоит из усилителя с коэффициентом усиления \underline{k} (комплексное число) и цепи положительной обратной связи (ПОС) с коэффициентом обратной связи $\underline{\beta}$. Тогда для усилителя и цепи ПОС можно записать $\dot{U}_{\text{вых}} = \underline{k}\dot{U}_{\text{вх}}$; $\dot{U}_{\text{вх}} = \underline{\beta}\dot{U}_{\text{вых}}$. Следовательно, $\dot{U}_{\text{вых}} = \underline{k}\underline{\beta}\dot{U}_{\text{вых}}$. Полученное равенство справедливо при условии $\underline{k}\underline{\beta} = 1$, выполнение которого обеспечит возникновение в автогенераторе незатухающих колебаний.

Так как $\underline{k} = ke^{j\varphi}$, $\underline{\beta} = \beta e^{j\psi}$, $ke^{j\varphi}\beta e^{j\psi} = 1$, то получаем необходимость выполнения двух условий:

- $k\beta = 1$ – баланса амплитуд;
- $\varphi + \psi = 0$ – баланса фаз.

Условие баланса фаз подразумевает наличие положительной ОС.

Условие баланса амплитуд соответствуют факту восполнения потерь энергией источника питания. Обычно значения k и β выбирают так, чтобы $k\beta \geq 1$. При этом благодаря нелинейности характеристик усилителя (коэффициент

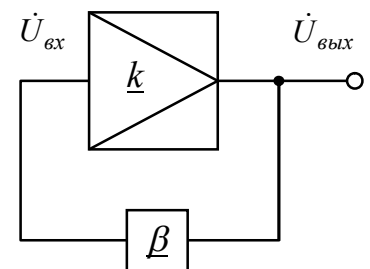


Рис. 2.19. Структура генератора синусоидальных колебаний

усиления k падает с ростом входного напряжения) при больших входных сигналах происходит быстрое самоустановление амплитуды колебаний.

Коэффициенты k и β зависят от частоты. Любой усилитель, охваченный ПОС, может превратиться в автогенератор (ПОС может являться акустическая связь динамическая головка – микрофон, многие знают о появлении свиста при их сближении). Если условия выполняются только для одной частоты, то возникают гармонические колебания.

ГСН можно выполнить на УК ОЭ, в коллекторной цепи которо-

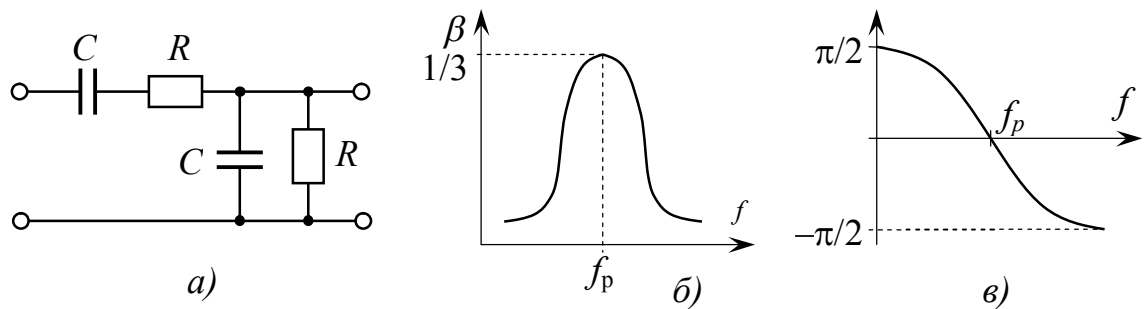


Рис. 2.20. Схема (а), амплитудно-частотная $\beta(f)$ (б) и фазо-частотная $\varphi(f)$ (в) характеристики моста Вина

го включен колебательный LC -контур, а каскад охвачен трансформаторной ПОС. Однако для получения низкочастотных колебаний (менее 50 кГц) применение LC -генераторов нецелесообразно из-за больших величин (следовательно, размеров) индуктивностей и емкостей колебательного контура, поэтому применяют RC -генераторы. Они при прочих равных условиях по сравнению с LC -генераторами имеют меньшие габариты, массу и стоимость.

Частотно-зависимыми четырехполюсниками, используемыми в RC -генераторах, являются Γ -образные RC -цепи, мост Вина (двойная Γ -образная цепь), T -образные и двойные T -образные мосты.

Мост Вина (рис. 2.20) является избирательным фильтром, настроенным на квазирезонансную циклическую частоту $\omega_p = 1/(RC)$. Амплитудно-частотная $\beta(f)$ и фазо-частотная $\varphi(f)$ характеристики моста Вина представлены на рис. 2.20. Из них следует, что на квазирезонансной частоте f_p коэффициент передачи становится вещественным и достигает максимума $\beta_0 = 1/3$, а сдвиг фазы $\psi_0 = 0$. Поэтому усилитель не должен быть фазовращателем для соблюдения баланса фаз и должен обладать на частоте f_p коэффициентом усиления напря-

жения $K_U \geq 3$. Низкий K_U позволяет охватить усилитель на ОУ, кроме ПОС, глубокой ООС, что улучшает параметры автогенератора.

В простом RC -генераторе на ОУ (рис. 2.21) резисторы одинакового сопротивления $R1$, $R2$ и конденсаторы одинаковой емкости $C1$ и $C2$ включены в цепь ПОС и образуют мост Вина. ОУ и резисторы $R3$, $R4$ являются неинвертирующим усилителем с коэффициентов усиления $K_U = 1 + R4/R3$. С помощью подстроечного резистора $R4$ добиваются минимальных искажений гармонических колебаний. Часто в цепь ООС (вместо $R3$) включают схему автоматической регулировки усиления (АРУ), что позволяет автоматически получать синусоидальные колебания почти идеальной формы.

Для регулирования частоты генератора можно в качестве $R1$, $R2$ и/или $C1$, $C2$ включить механически сопряженные переменные резисторы и/или конденсаторы.

Существенным недостатком LC - и RC -генераторов является невысокая стабильность частоты генерируемого напряжения. Связано это, в первую очередь, с относительно высокой зависимостью индуктивности катушек и емкости конденсаторов от температуры. Принятие ряда мер позволяет достичь относительной нестабильности частоты $\Delta f/f = 10^{-4} \dots 10^{-5}$. Однако наиболее эффективным способом стабилизации частоты генератора является кварцевая стабилизация, когда в качестве колебательной системы используется кварцевый резонатор или просто кварц. Этим достигается относительная нестабильность частоты до 10^{-10} .

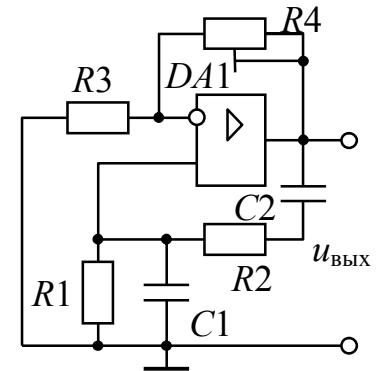


Рис. 2.21. RC -генератор

2.2.2. Мультивибратор

Мультивибратором называют генератор напряжения с формой, близкой прямоугольной. Его название отражает тот факт, что такое напряжение при разложении в ряд Фурье представляется рядом, содержащим много высших гармоник (*мульти* – много).

Известно, что выходное напряжение усилителя линейно зависит от входного только в очень узком диапазоне (несколько микровольт). Если входное напряжение выходит за пределы этого диапазона, то выходной сигнал может принимать только два значения: $+U_{\text{ВЫХ}}$

($\approx +12$ В) и $-U_{\text{ВЫХ}}$ (≈ -12 В). На этой особенности операционного усилителя основан принцип формирования прямоугольного напряжения мультивибратора (рис. 2.22, а).

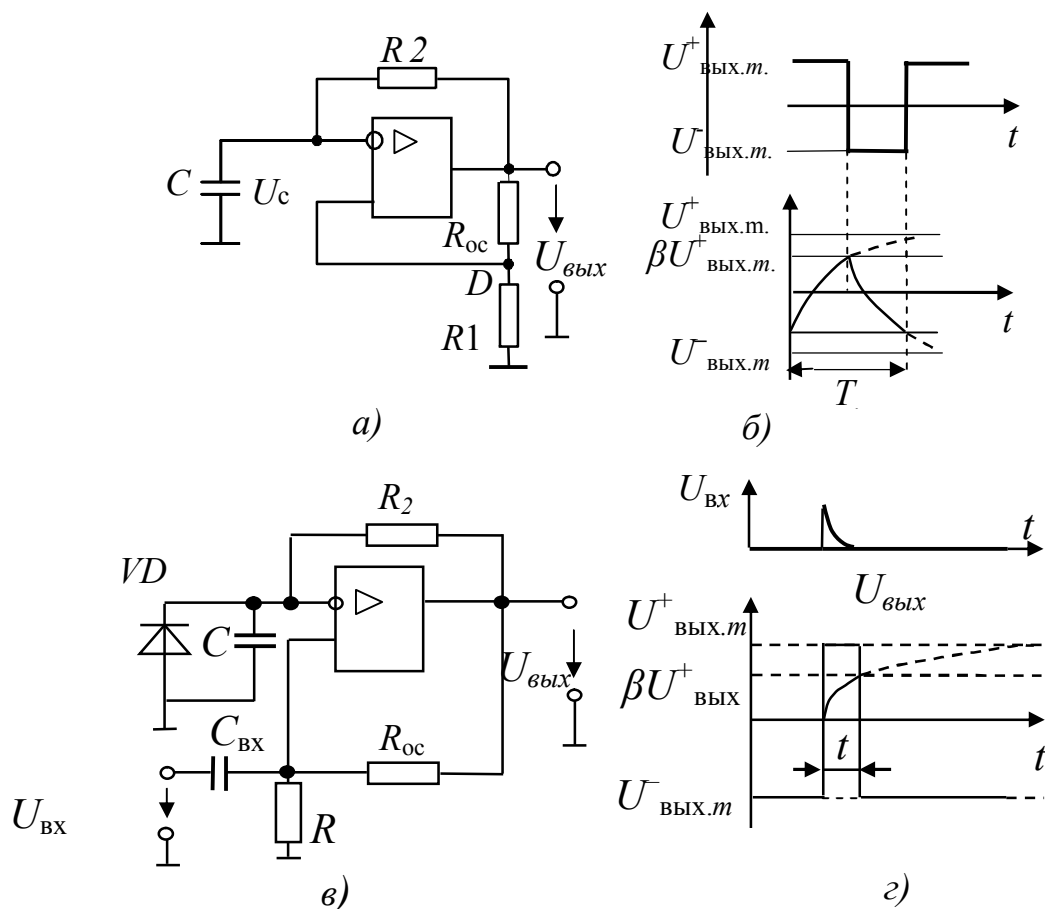


Рис. 2.22. Схема мультивибратора, работающего в режиме автоколебаний (а), работающего в ждущем режиме (в), графики, поясняющие их работу (б, з)

Предположим, что в момент включения между входами усилителя небольшая (достаточно единиц милливольт) отрицательная разность потенциалов. При этом на выходе сформируется напряжение $+U_{\text{ВЫХ}}$, а на неинвертирующий вход с делителя $R_1 R_2$ будет подан положительный потенциал $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, где $\beta = R_1 / (R_1 + R_{oc})$. Конденсатор начнет заряжаться по цепи « $U_{\text{ВЫХ}} - R_2 - C - \text{корпус}$ », стремясь достичь потенциала $+U_{\text{ВЫХ}}$. Потенциал на инвертирующем входе начнет расти до тех пор, пока не превысит потенциал на неинвертирующем входе $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$. В этот момент усилитель сформирует на выходе отрицательное напряжение $-U_{\text{ВЫХ}}$ и создаст на неинвертирующем входе отрицательный потенциал $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$. Теперь конденсатор начнет перезаряжаться, стремясь достичь потенциала $-U_{\text{ВЫХ}}$. Однако как только потенциал на инвертирующем входе станет ниже потенциала на неинвертирующем входе $-U_{\text{ВЫХ}}$, усилитель сформирует на выходе

положительное напряжение $+U_{\text{ВЫХ}}$. Такой скачкообразный процесс изменения выходного напряжения с $+U_{\text{ВЫХ}}$ до $-U_{\text{ВЫХ}}$ и обратно будет повторяться до тех пор, пока с операционного усилителя не будет снято питающее напряжение (рис.2.22,б).

Период T колебаний определяется постоянной времени заряда конденсатора $\tau = R_2 C$, а также тем, насколько потенциал, формируемый делителем $R_1 R_2$, меньше напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.

Ждущий мультивибратор (рис. 2.22,в) формирует импульсы заданной длительности. С приходом запускающего импульса через разделительный конденсатор $C_{\text{ВХ}}$ мультивибратор переходит в неустойчивое состояние, которое продолжается некоторое время $t_{\text{И}}$, определяемое времязадающей $R_2 C$ -цепью, после чего устройство возвращается в исходное состояние $U_{\text{ВЫХ м}}$. Для создания устойчивого состояния (ждущего режима) параллельно конденсатору C включают диод VD (рис. 2.22,в) с полярностью, при которой напряжение на диоде и конденсаторе, а следовательно, на инвертирующем входе OU будет равно прямому напряжению $U_{\text{пр}}$ диода. Этому соответствует напряжение на выходе одновибратора $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$. Входное запускающее напряжение, большее $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, скачком перебрашивает устройство в состояние, когда на выходе появляется напряжение $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$. На неинвертирующий вход OU передается напряжение $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, поддерживающее некоторое время в этом состоянии ждущий мультивибратор. В это время конденсатор C стремится зарядиться до напряжения $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ через резистор R_2 с постоянной времени $\tau_3 = CR_2$. Как только напряжение на конденсаторе C сравняется с напряжением $\beta U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, устройство скачком перейдет из неустойчивого в устойчивое состояние и будет ждать прихода следующего запускающего импульса.

Помимо рассмотренных мультивибраторов промышленность выпускает специализированные мультивибраторы в интегральном исполнении.

2.2.3. Генератор пилообразного напряжения

Напряжение на конденсаторе возрастает прямолинейно, если его заряжать постоянным током, не зависящим от напряжения на нем, и предотвратить влияние на этот ток сопротивления нагрузки,

т.е. должно выполняться условие $R_H \gg R$. Интегрируя по времени выражение $I_C = C \frac{dU_C}{dt}$, получаем $\int dU_C = \frac{I_C}{C} \int dt$ или $U_C = \frac{I_C}{C} t$.

Условие $I_C = \text{const}$ в схеме генератора пилообразного напряжения (ГПН) на основе операционного усилителя (рис. 2.23, а) обеспечивается постоянным напряжением $U_{\text{вх}}$. Пока транзистор заперт, в течение времени t_n происходит зарядка конденсатора и напряжение на нем нарастает по прямой. Усилитель, стремясь сделать разность потенциалов на его входах, близкой к нулю, формирует выходное напряжение, повторяющее напряжение на конденсаторе. При подаче импульса $U_{\text{разр}}$ транзистор открывается, и конденсатор быстро разряжается через него за время $t_{\text{разр}}$, после чего процесс зарядки повторяется. Выходное напряжение схемы приобретает пилообразную форму, которая сохраняется до тех пор, пока значение напряжения располагается внутри диапазона от $-U_{\text{вых}}$ до $+U_{\text{вых}}$.

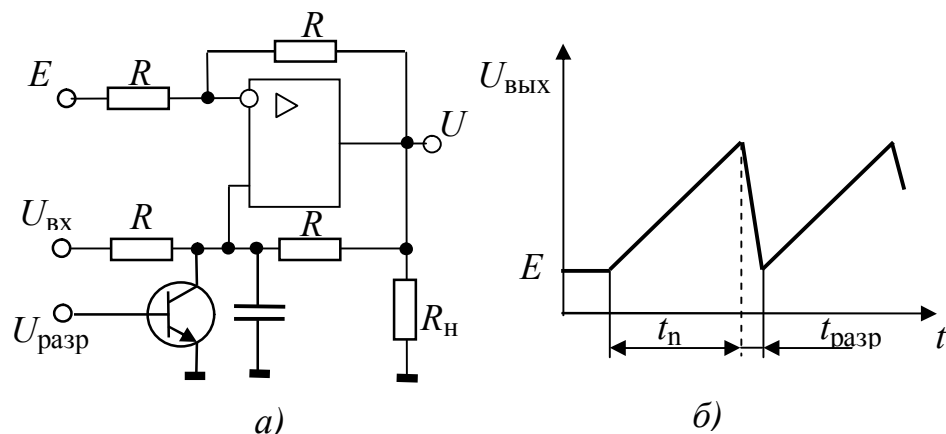


Рис. 2.23. Генератор пилообразного напряжения (а), форма выходного напряжения (б)

Длительность t_n определяется емкостью C и током зарядки, зависящим от $U_{\text{вх}}$ и сопротивления резисторов R . Изменяя напряжение E_0 , можно смещать график напряжения по вертикали.

Вопросы для самопроверки

1. Когда используется режим B усилительного каскада?
2. Чем отличается ОУ от УЭ?
3. Каковы особенности эмиттерного повторителя?
4. Чем отличается УПТ от УК ОК?
5. В каком диапазоне лежит обычно значение КПД усилительного каскада, работающего в режиме A ?

3. СХЕМОТЕХНИКА ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ

В современной электронике *импульсный принцип* построения систем занимает доминирующее положение по сравнению с *аналоговым*. На базе импульсной техники выполняются системы управления и регулирования, устройства измерения и отображения информации. На ней основана цифровая вычислительная техника.

В отличие от аналоговых систем, в которых сигналы изменяются непрерывно во времени (например, напряжение изменяется пропорционально регулируемой температуре), в импульсных системах используются сигналы (напряжение, ток) импульсной формы.

Преобладающее применение импульсных систем обусловлено их существенно меньшим потреблением тока (большим 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 (преобразования).

3.1. Характеристики импульсов

В импульсной технике применяются импульсы различной формы. Распространены импульсы, близкие по форме к *прямоугольной, пилообразной* и *экспоненциальной кривым* (рис. 3.1, *а – в*), а также импульсы положительной, отрицательной и чередующейся полярности (рис 3.1, *г*).

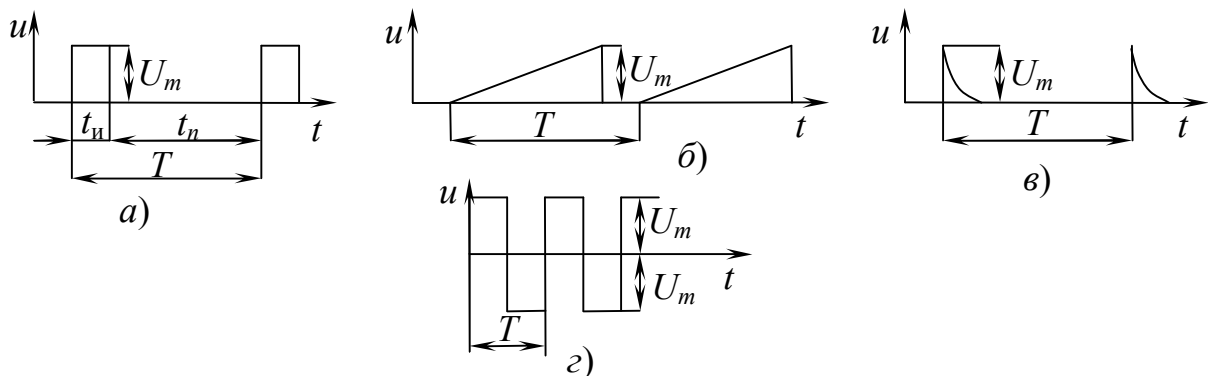


Рис. 3.1. Импульсные сигналы прямоугольной (*а*), пилообразной (*б*), экспоненциальной (*в*), прямоугольной с чередующейся полярностью (*г*) форм

Импульсный сигнал характеризуется рядом параметров. Рассмотрим их на примере реального импульса напряжения с формой кривой, близкой к прямоугольной (рис. 3.2).

Такой сигнал вначале быстро нарастает до максимального значения. Затем напряжение может сравнительно медленно изменяться в течение некоторого промежутка времени, после чего происходит быстрое спадание импульса. Характерными участками импульса являются *фронт* (*передний фронт*), *вершина* (*плоская часть*) и *срез* (*задний фронт*). Параметрами импульса являются амплитуда, длительность, длительность фронта, длительность среза и спад вершины.

Амплитуда импульса U_m определяет наибольшее значение напряжения импульсного сигнала.

Длительность импульса t_H характеризует продолжительность импульса во времени. Ее часто измеряют на уровне, соответствующем половине амплитуды (активная длительность импульса). Иногда длительность импульса определяют на уровне $0,1U_m$. При относительно малых продолжительностях двух крайних участков импульса длительность t_H определяют по его основанию. Длительность фронта t_ϕ и длительность среза импульса t_c характеризуют соответственно времена нарастания и спада импульса. Наиболее часто пользуются понятиями *активных длительностей фронта и среза*, представляющими указанные времена изменения напряжения относительно уровней $0,1 U_m$ и $0,9U_m$ (рис. 3.2). Длительности t_ϕ и t_c обычно составляют доли процента от длительности t_H . Чем меньше t_ϕ и t_c по сравнению с t_H , тем меньше отличие сигнала от идеального импульса прямоугольной формы.

Спад вершины импульса ΔU и его относительная величина $\Delta U/U_m$ отражают уменьшение напряжения на плоской части импульса. Спад вершины импульса, в частности, создается при прохождении сигнала прямоугольной формы через импульсный усилитель с RC -связями.

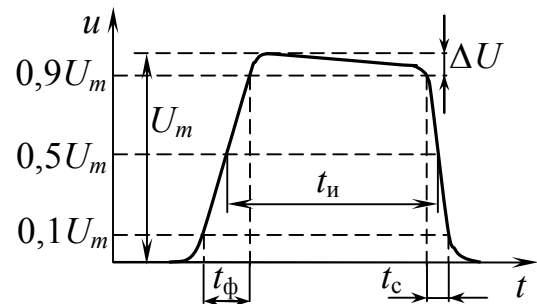


Рис. 3.2. Реальный импульс напряжения прямоугольной формы

Параметрами *последовательности импульсов* (см. рис. 3.1, а) являются период повторения (следования), частота повторения, пауза, коэффициент заполнения и скважность.

Периодом повторения импульсов называют интервал времени между соответствующими точками (например, между началами) двух соседних импульсов.

Величину, обратную периоду повторения, называют *частотой повторения импульсов*: $f = 1/T$.

Паузой $t_{\text{п}}$ называют интервал времени между окончанием одного и началом следующего импульсов: $t_{\text{п}} = T - t_{\text{и}}$.

Коэффициент заполнения γ характеризуется отношением длительности импульсов к периоду их следования: $\gamma = t_{\text{и}}/T$.

Величину, обратную коэффициенту заполнения, называют *скважностью импульсов*: $q = T/t_{\text{и}} = 1/\gamma$.

Импульсный сигнал (последовательность импульсов) обладает большими информационными возможностями. Для преобразования электрического или неэлектрического параметра в сигнал импульсной формы наибольшее применение получили *временной импульсный* и *числовой импульсный методы*. Носителем информации в первом случае является *длительность импульсов*, во втором – *число импульсов* в фиксированном интервале времени.

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 «1», а уровню низкого напряжения – символ «0». На указанном виде сигнала основана, в частности, 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.

3.2. Ключевой режим работы биполярных транзисторов

Электронный ключ предназначен для коммутации (переключения) тока в нагрузке. Если ключ идеален, то его сопротивление в разомкнутом состоянии равно бесконечности, а в замкнутом равно нулю. Электронный ключ отличается от идеального. В полупроводниковой ключевой схеме роль ключа выполняет биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, или полевой, включенный по схеме с общим истоком.

Рассмотрим процессы в транзисторе, происходящие при работе в ключевом режиме (рис.3.3).

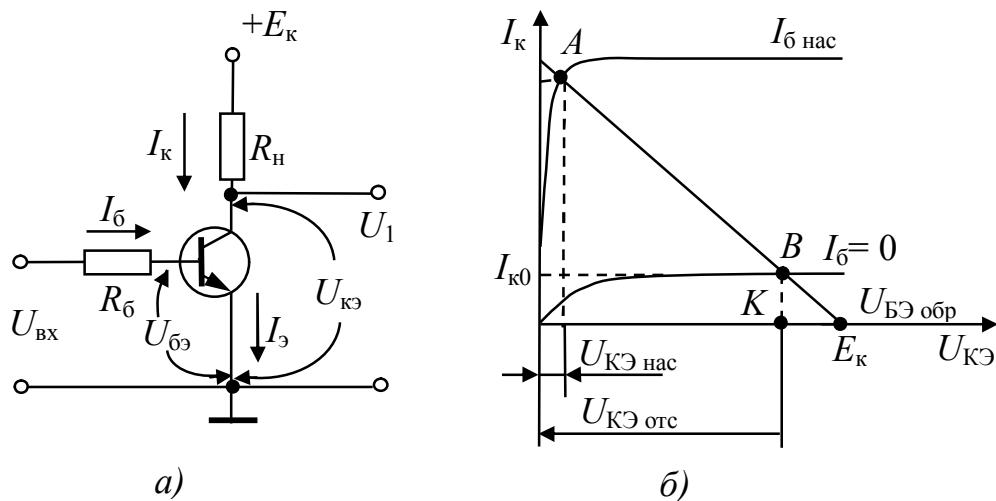


Рис. 3.3. Ключевая схема на биполярном транзисторе (а), ее выходные вольт-амперные характеристики (б)

Управление таким ключом (рис. 3.3,а) осуществляет сигнал $U_{вх}$. При $U_{вх}=0$ ток базы I_B тоже равен нулю и состояние схемы определяется точкой В (рис. 3.3,б) пересечения нагрузочной прямой с выходной характеристикой транзистора при $I_B=0$. Транзистор находится в состоянии отсечки, что равносильно разомкнутому ключу, и выходное напряжение, определяемое потенциалом точки К, равно $U_{кэ\ отс}$, т. е. несколько меньше, чем $E_к$. При $U_{вх}$, достаточном для создания базового тока $I_{Бнас}$, переводящего транзистор в режим насыщения, напряжение $U_{кэ}$ составляет доли вольт. В этом случае состояние схемы определяется точкой А, что равносильно замкнутому ключу, и выходное напряжение равно $U_{кэ\ нас}$, т. е. несколько выше нулевого уровня. Таким образом, транзистор ведет себя как *неидеальный ключ*.

У неидеального ключа в режиме «выключено» протекает небольшой ток $I_{к0}$ (рис. 3.3,б), а в режиме «включено» на «контактах»

ключа остается небольшое напряжение $U_{КЭ\text{ нас}}$, что эквивалентно наличию на замкнутых «контактах» небольшого сопротивления.

Кроме того, переключение транзистора из одного состояния в другое происходит не мгновенно, для этого требуется пусть небольшое, но конечное время. Именно это время определяет быстроедействие всех цифровых устройств.

При протекании тока через биполярный транзистор в базе происходит накопление неосновных носителей. Причем чем больше коллекторный ток, тем больше носителей к этому моменту должно быть накоплено в базе, т. е. в базе создается заряд $q_б$. После того, как управляющее напряжение $U_{бэ}$ становится запирающим, коллекторный ток

$I_к$ продолжает еще некоторое время оставаться неизменным за счет избытка носителей в базе. Этот отрезок времени t_p называют *временем рассасывания* неосновных носителей из области базы. Лишь после времени t_p происходит переход транзистора из состояния насыщения в состояние отсечки и ток $I_к$ снижается до уровня $I_{к0}$, соответствующего запертому состоянию ключевой схемы (точка B на вольт-амперных характеристиках).

Этап рассасывания можно устранить, если транзистору после отпираания создать режим, когда он находится на границе между состоянием насыщения и активным режимом работы. Для этого в интегральных схемах используется диод Шоттки, включенный параллельно база-коллекторному переходу транзистора. Такая структура называется *транзистором Шоттки* (рис. 3.4, а, б).

Напомним, что в активном режиме переход база – коллектор транзистора смещен в обратном направлении, т.е. потенциал базы, подключенной к $U_{вх}$, много ниже потенциала коллектора. С увеличением тока транзистора потенциал коллектора понижается и, приближаясь к насыщению, становится ниже потенциала базы. При этом в базе начинают накапливаться избыточные неосновные носители, повышая степень насыщения транзистора. Если бы в схеме на рис. 3.4, а отсутствовал диод, то с увеличением тока потенциал точки b понизился бы настолько, что наступило насыщение транзистора. Этого в схеме не происходит, так как при незначительном (менее 0,1 В) пониже-

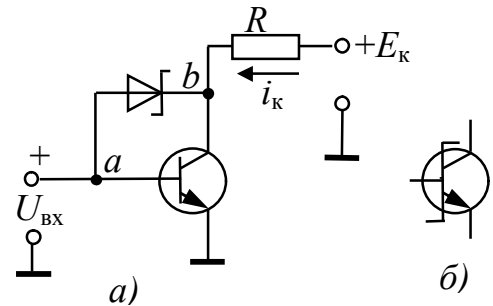


Рис. 3.4. Транзистор Шоттки: принципиальная схема (а), условное обозначение (б)

нии потенциала точки b относительно точки a отпирается диод Шоттки и избыточный заряд удаляется из области базы в коллектор.

При коммутации индуктивных нагрузок необходимо использовать защищенный транзисторный ключ с улучшенной траекторией движения рабочей точки при переключении (рис. 3.5).

Ограничение импульса тока, протекающего через диод при включении транзистора, обеспечивается малой индуктивностью $L_{огр}$. Для уменьшения перенапряжений, возникающих при обрыве тока, параллельно транзистору включают RCD – цепочку. Конденсатор $C_{ш}$ уменьшает скорость нарастания напряжения на транзисторе, а диод $VD_{ш}$ предотвращает быстрый разряд конденсатора на транзистор при его включении. Резистор $R_{ш}$ обеспечивает разряд конденсатора к следующему выключению. Резистор R_p способствует разряду энергии, запасенной в индуктивности, к следующему включению.

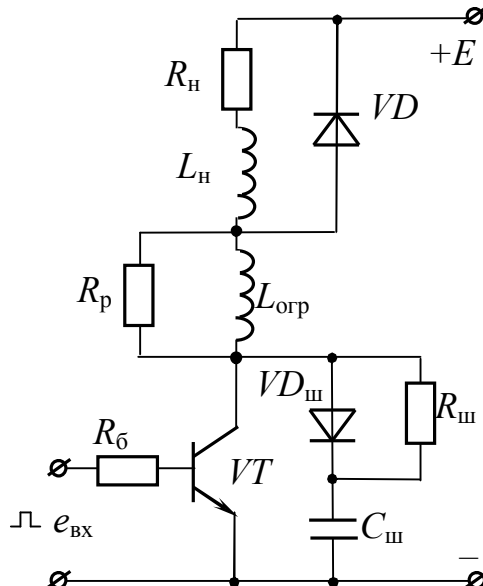


Рис.3.5. Защищенный транзисторный ключ

Одним из недостатков биполярного транзистора с точки зрения применения его в аналоговых ключах является то, что даже в режиме насыщения на транзисторе остается напряжение $U_{КЭ\text{нас}}$

С целью уменьшения напряжения на открытом ключе используют последовательное включение одинаковых транзисторов, используя инверсное включение одного из транзисторов.

Из-за несимметрии структуры транзистора, остаточное напряжение для инверсного включения обычно значительно меньше напряжения $U_{КЭ\text{нас}}$.

Промышленность выпускает интегральные схемы, содержащие пары транзисторов, предназначенные для такого использования, например интегральная микросхема 101КТ1А. Схема аналогового ключа на основе такой микросхемы

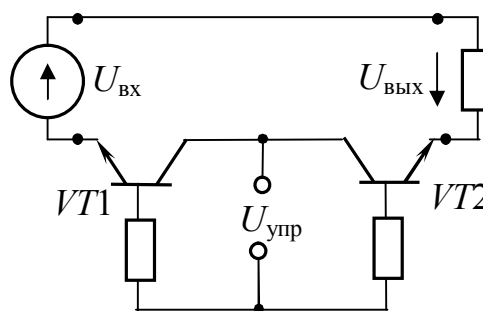


Рис.3.6. Схема компенсированного аналогового ключа на биполярных транзисторах

имеет следующий вид (рис. 3.6). Входной сигнал $u_{вх}$ может быть постоянным любой полярности или переменным. Управляющий сигнал передается через трансформатор.

Транзистор VT_1 включен по схеме с общим коллектором, имея в режиме насыщения $u_{кэ1} < 0$. Транзистор VT_2 работает в инверсном режиме, имея для схемы с общим эмиттером при инверсном включении $u_{кэ2} > 0$. Таким образом, остаточные напряжения на транзисторах будут взаимно компенсироваться. Поэтому такие аналоговые ключи называют компенсированными. Благодаря этому общее напряжение на транзисторах оказывается очень малым. Для указанной микросхемы это напряжение не более 100 мкВ.

При изменении полярности напряжения $U_{упр}$ ключ будет закрыт. Для данной микросхемы ток утечки не более 40 нА. Максимальный ток открытого ключа – 10 мА.

Компенсированные транзисторные ключи входят в состав различных микросхем серий 124, 129, 162

3.3. Ключи на полевых транзисторах

В настоящее время получили преимущественное распространение в различных интегральных микросхемах ключи на полевых транзисторах с управляющими p - n -переходами и с изолированным затвором. Прежде всего это связано с такими достоинствами этих ключей, как малые токи утечки, низкое потребление по цепи управления, отсутствие напряжения смещения, технологичность производства.

На быстродействие ключей существенным образом влияют переходные процессы в транзисторах. В этом отношении предпочтительнее полевые транзисторы с изолированным затвором, паразитные емкости у которых меньше. Наибольшее распространение получили ключи на комплементарной (согласованной) паре полевых транзисторов, один из которых имеет канал p -типа а другой – канал n -типа.

Ключи на полевых транзисторах с изолированным затвором (ПТИЗ) и индуцированным каналом p - и n -типа получили самое широкое распространение при создании коммутаторов. Основной особенностью этих ключей является то, что в исходном состоянии при нулевом напряжении на затворе они заперты. Обогащение канала носителями зарядов происходит только при подаче на затвор напряжения, превышающего пороговое напряжение. Токи утечки ПТИЗ оп-

ределяются токами, которые протекают в закрытом транзисторе от истока и стока к подложке и имеют значение $1 \dots 10$ нА при нормальной температуре.

Более простая по сравнению с биполярными транзисторами технология получения МОП-транзисторов с индуцированным каналом и КМОП-схемотехника позволила создать весьма экономичные микросхемы высокой степени интеграции.

Такой ключ (рис. 3.7) содержит комплементарную пару МОП-транзисторов VT_1 и VT_2 , индуцированные каналы которых (соответственно, p - и n -типов) включены последовательно.

При низком (нулевом) уровне напряжения на затворах транзисторов VT_1 и VT_2 потенциал затвора VT_1 окажется ниже потенциала его истока и подложки типа n , в результате чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа p . Транзистор VT_1 открывается, n -канальный транзистор VT_2 закрыт, и на выходе ключа появляется высокий уровень напряжения.

С другой стороны, при высоком уровне напряжения на затворах транзисторов VT_1 и VT_2 потенциал затвора VT_2 будет выше потенциала истока и подложки типа p , из-за чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа n . Транзистор VT_2 открывается, p -канальный транзистор VT_1 , закрыт, и на выходе появляется низкий уровень напряжения.

Поскольку в цепях затворов полевых транзисторов токи практически отсутствуют, в статических состояниях КМОП-микросхемы не потребляют энергии от источника питания. Кратковременные импульсы тока возникают только в моменты переключения инвертора из одного состояния в другое.

Поскольку транзисторы ключа управляются сигналами противоположной полярности, то импульсы помех взаимно компенсируются, что позволяет снизить уровень входных сигналов.

Ключи на комплементарных транзисторах широко используются в интегральных микросхемах. Они входят в состав микросхем серии К590, К591, К176, К561 и др.

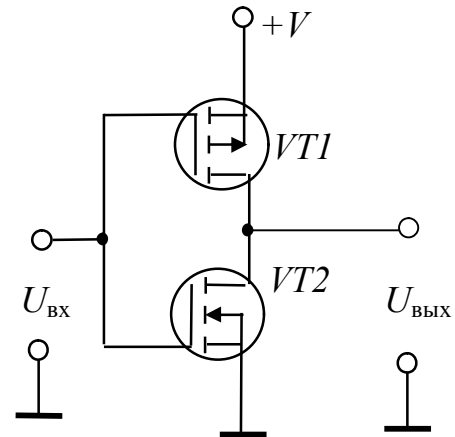


Рис. 3.7. Схема ключа на комплементарных транзисторах

3.4. Компараторы напряжений

Компараторами напряжений называют интегральные микросхемы, предназначенные для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в логической форме: больше или меньше. Компаратор напряжения чувствителен к полярности напряжения, приложенного между его сигнальными входами. Напряжение на выходе будет иметь высокий уровень $U_{\text{ВЫХ}}$ всякий раз, когда разность напряжений между неинвертирующим и инвертирующим сигнальными входами положительна, и наоборот, когда разностное напряжение отрицательно, то выходное напряжение компаратора соответствует логическому нулю $U_{0\text{ВЫХ}}$.

Для компарирования аналоговых сигналов можно применять операционные усилители. В этом случае для ограничения выходного напряжения в цепь отрицательной обратной связи ОУ включают стабилитрон с напряжением включения, зависящем от типа цифрового логического элемента. Основными недостатками компараторов на ОУ являются невысокое быстродействие и большое число внешних дискретных элементов. Время переключения таких компараторов обычно имеет значение $0,5 \dots 1,0$ мкс. Для устранения паразитной генерации используется внешняя положительная обратная связь, с помощью которой формируется зона гистерезиса.

Работу ОУ в импульсном режиме рассмотрим на примере *компаратора, осуществляющего сравнение измеряемого входного напряжения ($u_{\text{ВХ}}$) с опорным напряжением ($U_{\text{оп}}$)*. Опорное напряжение представляет собой неизменное по величине напряжение положительной или отрицательной полярности, входное напряжение изменяется во времени. При достижении входным напряжением уровня опорного напряжения происходит изменение полярности напряжения на выходе ОУ, например с $+U_{\text{ВЫХ max}}$ на $-U_{\text{ВЫХ max}}$. При $U_{\text{оп}} = 0$ компаратор осуществляет фиксацию момента перехода входного напряжения через нуль. Компаратор часто называют нуль-органом, поскольку его переключение происходит при $u_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} \approx 0$.

Компараторы нашли применение в системах автоматического управления и в измерительной технике, а также для построения различных узлов импульсного и цифрового действия (в частности, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей).

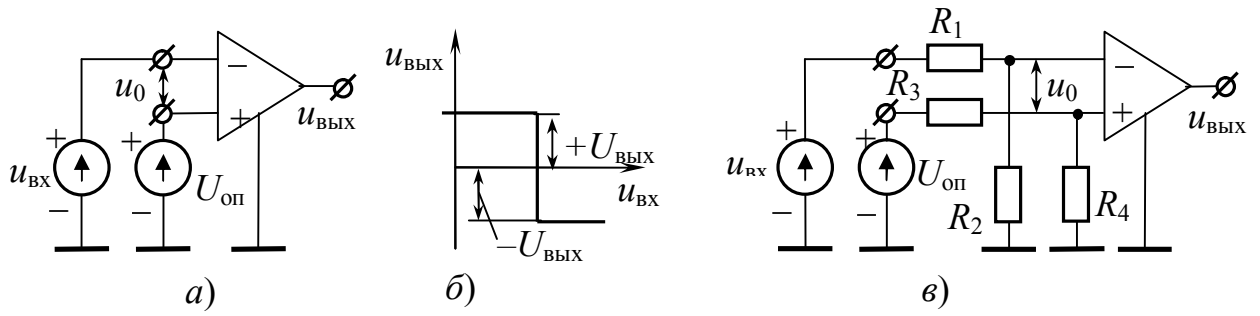


Рис. 3.8. Схема компаратора на операционном усилителе (а), его передаточная характеристика (б), схема компаратора с входными делителями напряжения (в)

Простейшая схема компаратора на операционном усилителе приведена на рис. 3.8, а. Ее характеризует симметричное подключение измеряемого и опорного напряжений ко входам ОУ. Разность напряжений $u_{вх} - U_{оп}$ является входным напряжением u_0 ОУ, что и определяет передаточную характеристику компаратора (рис. 3.8, б). При $u_{вх} < U_{оп}$ напряжение $u_0 < 0$, в связи с чем $u_{вых} = +U_{вых\ max}$. При $u_{вх} > U_{оп}$ напряжение $u_0 > 0$ и $u_{вых} = -U_{вых\ max}$.

Изменение полярности выходного напряжения происходит при переходе входного измеряемого напряжения через значение $U_{оп}$. Ввиду большого значения коэффициента усиления ОУ это изменение носит ступенчатый характер при $u_0 = u_{вх} - U_{оп} \approx 0$. Если источники входного и опорного напряжений в схеме рис. 3.8, а поменять местами или изменить полярность их подключения, то произойдет инверсия передаточной характеристики компаратора. Условию $u_{вх} < U_{оп}$ будет отвечать равенство $u_{вых} = -U_{вых\ max}$, а условию $u_{вх} > U_{оп}$ — $u_{вых} = +U_{вых\ max}$.

Широкое применение получил также компаратор, в котором ОУ охвачен положительной обратной связью, осуществляемой по неинвертирующему входу с помощью резисторов R_1 , R_2 (рис. 3.9, а). Такой компаратор обладает передаточной характеристикой с гистерезисом (рис. 3.9, б). Схема известна под названием *триггера Шмитта* или порогового устройства

Переключение схемы в состояние $-U_{вых\ max}$ происходит при достижении $u_{вх}$ напряжения (*порога срабатывания*) $U_{ср}$, а возвращение в исходное состояние $u_{вых} = +U_{вых\ max}$ — при сни-

жении $u_{\text{ВХ}}$ до напряжения (порога) отпущения $U_{\text{отп}}$. Значения пороговых напряжений находят по схеме, положив $u_0 = 0$

$$U_{\text{ср}} = U_{\text{оп}} + \frac{+U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{оп}}}{R_1 + R_2} R_1, \quad U_{\text{отп}} = U_{\text{оп}} - \frac{-U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{оп}}}{R_1 + R_2} R_1,$$

откуда ширина зоны гистерезиса

$$U_{\Gamma} = U_{\text{ср}} - U_{\text{отп}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (+U_{\text{ВЫХ}} + (-U_{\text{ВЫХ}}^-)).$$

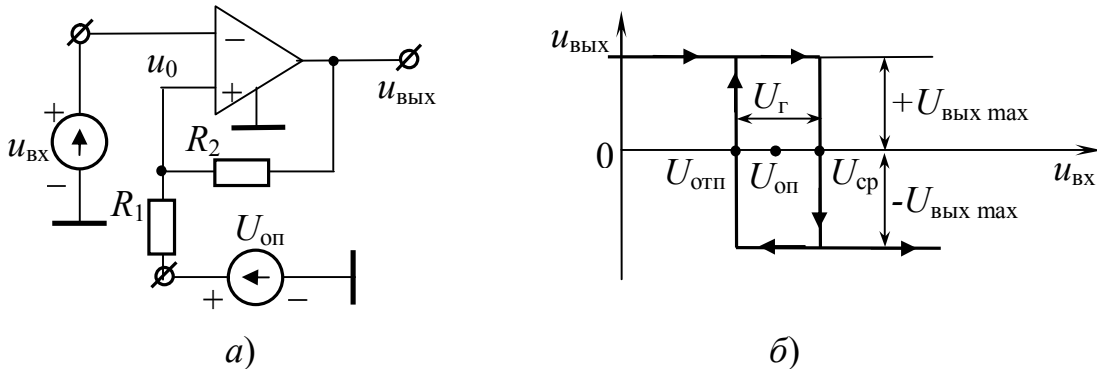


Рис. 3.9. Схема компаратора с положительной обратной связью (а) и его идеализированная передаточная характеристика (б)

Важнейшим показателем операционных усилителей, работающих в импульсном режиме, является их *быстродействие*, которое оценивается *задержкой срабатывания и временем нарастания выходного напряжения*. Задержка срабатывания (время задержки выходного импульса) ОУ общего применения составляет единицы микросекунд, а время нарастания выходного напряжения – доли микросекунды

Лучшим быстродействием обладают специализированные ОУ, предназначенные непосредственно для импульсного режима работы и получившие общее название «компараторы». Задержка срабатывания таких микросхем составляет менее 1 мкс, а время нарастания – сотые доли микросекунды. Более высокое быстродействие достигается, в частности, за счет уменьшения $\tau_{\text{в}}$ интегральных транзисторов и исключения режима их насыщения в схеме ОУ.

Интегральные микросхемы компараторов можно разделить по совокупности параметров на три группы:

- общего применения ($t_{\text{зд.р}} < 300 \text{ нс}$, $K_{\text{в}} < 100 \text{ дБ}$);
- быстродействующие ($t_{\text{зд.р}} < 30 \text{ нс}$);
- прецизионные ($K_{\text{в}} > 100 \text{ дБ}$, $e_{\text{см}} < 3 \text{ мВ}$, $\Delta i_{\text{вх}} < 10 \text{ нА}$).

Кроме того, компараторы можно разделить на стробируемые и нестробируемые, а также с памятью и без памяти.

Компараторы общего применения имеют свои преимущества – они потребляют меньшую мощность, могут работать при низком напряжении питания и в одном корпусе располагается до четырех компараторов. Так, счетверенные компараторы среднего быстродействия и небольшого тока потребления типа К1401СА2 имеют время задержки распространения меньше 3 мкс, ток потребления 2 мА, коэффициент усиления 90 дБ и напряжение смещения нулевого уровня меньше 5 мВ.

Основные особенности аналоговых компараторов связаны с отсутствием в них частотной коррекции и большим коэффициентом усиления. В отличие от операционных усилителей в компараторах практически никогда не применяют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность их работы. Специализированные компараторы напряжений имеют малые задержки, высокую скорость переключения, устойчивы к большим переключающим сигналам.

3.5. Коммутаторы аналоговых сигналов

Коммутация сигналов является распространенным методом, с помощью которого сигналы, поступающие от нескольких источников, объединяются в определенном порядке в одной линии. После соответствующей обработки эти сигналы с помощью другого коммутатора могут быть направлены в различные исполнительные устройства. Упорядоченный ввод и вывод сигналов осуществляется, как правило, с помощью адресации источников и приемников сигналов.

Общая структурная схема связи источников и приемников через коммутатор показана на рис. 3.10. Коммутатор состоит из определенным образом связанных электронных ключей, выполненных на диодах или транзисторах. Ключи аналоговых сигналов должны обеспечить неискаженную передачу сигналов от источников к приемникам. Однако в процессе передачи ключи могут исказить передаваемый сигнал. Эти искажения в первую очередь зависят от свойств самих ключей, а также от параметров сигналов управления. Сигналы из цепи управления могут наложиться на передаваемый сигнал, иначе говоря, возможны помехи из цепи управления на линии передачи сигналов.

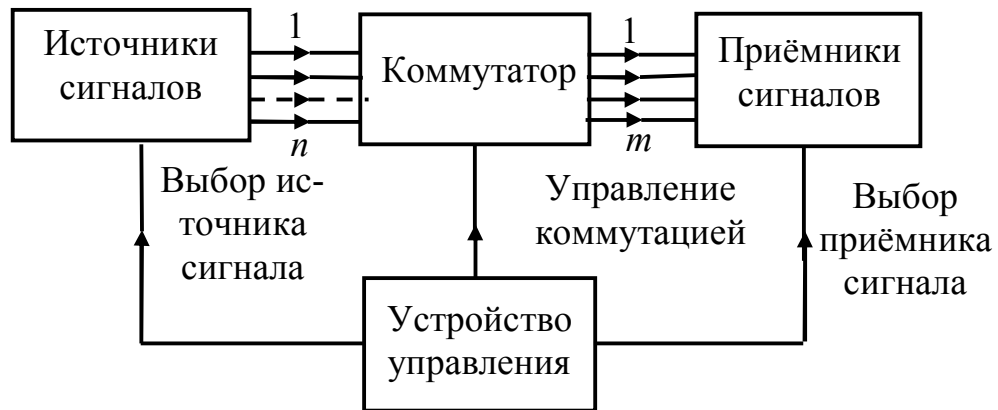


Рис.3.10. Структурная схема коммутации источников и приёмников сигналов

Обычно устройство управления коммутатором является цифровым и действует либо по заранее установленной программе, либо под управлением микропроцессоров или миниЭВМ. В последнем случае программа управления коммутатором может быть изменена. Для выбора определенного ключа и назначения его функции (т. е. включения или отключения) используется адресный дешифратор команд. Кроме этого, при передаче сигналов возможны временные задержки, связанные или с быстроедействием самих ключей, или с быстроедействием устройства управления. И в том, и в другом случае возможны потери передаваемых частей или их искажение, например растягивание фронтов сигналов или изменение их длительности. Для исключения потерь при передаче сигналов, а также для согласования сопротивлений источников и приемников сигналов в состав коммутаторов могут входить различные согласующие или нормирующие усилители. Коэффициент передачи этих усилителей может быть или фиксированным, или устанавливаемым.

Многоканальные коммутаторы представляют собой интегральные микросхемы, имеющие много входов для аналоговых сигналов и один выход, на который можно подать последовательно во времени любой из входных сигналов. Коммутаторы состоят из набора ключей, устройства управления этими ключами и выходного согласующего каскада. Такие коммутаторы выпускают в виде самостоятельных микросхем или входят в состав более крупных микросхем, называемых системами сбора данных. Кроме коммутаторов в состав систем сбора данных входят устройства, обеспечивающие обработку поступающей информации. Практически все современные системы сбора данных ориентированы на работу совместно с микропроцессорами.

Такие микросхемы предназначены для работы с источниками потенциальных сигналов, например, с температурными датчиками, датчиками промышленных установок и др.

3.6. Блокинг-генераторы

Блокинг-генераторы предназначены для формирования импульсов тока или напряжения прямоугольной формы преимущественно малой длительности (от единиц до нескольких сотен микросекунд). На основе блокинг-генераторов часто выполняют формирователи управляющих импульсов в системах цифрового действия.

По принципу построения *блокинг-генератор представляет собой однокаскадный транзисторный усилитель с глубокой положительной обратной связью, осуществляемой импульсным трансформатором*. Процесс формирования выходного импульса связан с отпиранием транзистора и удержанием его в состоянии насыщения ($i_b > i_k/\beta$) цепью положительной обратной связи. Окончание формирования импульса сопровождается выходом транзистора из режима насыщения или по входной цепи (т. е. базовой цепи при включении транзистора по схеме ОЭ) вследствие уменьшения тока базы, или по выходной (коллекторной) цепи из-за увеличения тока коллектора. Эти два случая определяют соответственно две разновидности блокинг-генераторов: с конденсатором в цепи обратной связи (с времязадающим конденсатором) и с насыщающимся трансформатором.

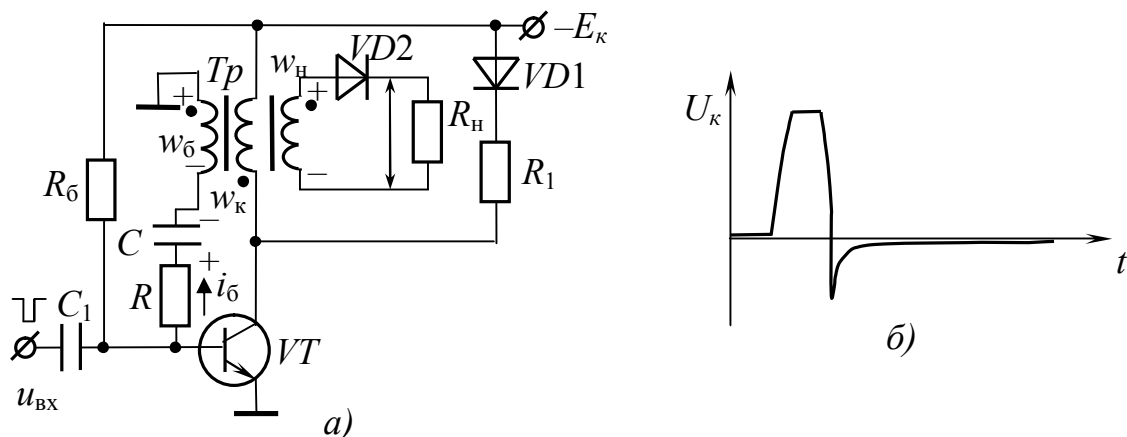


Рис. 3.11. Схема блокинг-генератора (а) и его временная диаграмма (б)

Схема блокинг-генератора приведена на рис. 3.11. Она выполнена на транзисторе ОЭ и трансформаторе Тр. Цепь положительной обратной связи осуществлена с помощью вторичной обмотки w_6 трансформатора с коэффициентом трансформации $n_6 = w_k/w_6$, конденсатора C и резистора R , ограничивающего ток базы. Резистор R_6 создает контур разряда конденсатора на этапе закрытого состояния транзистора. Выходной сигнал может быть снят либо непосредственно с коллектора транзистора, либо с дополнительной нагрузочной обмотки w_n трансформатора, связанной с коллекторной обмоткой коэффициентом трансформации $n_n = w_k/w_n$. В последнем случае амплитуду импульса напряжения можно получить как меньше, так и больше напряжения E_k и обеспечить потенциальное разделение нагрузки и схемы генератора. Диод $VD1$ включаемый при необходимости, исключает прохождение в нагрузку импульса напряжения отрицательной полярности, возникающего при запираии транзистора. Ветвь из диода $VD2$ и резистора R_1 выполняет функцию защиты транзистора от перенапряжений.

Вопросы для самопроверки

6. Нарисуйте схема ключа на комплементарных транзисторах.
7. Что такое фронт и срез импульса?
8. Каковы особенности блокинг-генератора?
9. Чем отличается компаратор от коммутатора?

4. СХЕМОТЕХНИКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Значительная часть электронных устройств предназначена для преобразования параметров электрической энергии (напряжения, частоты, числа фаз, формы напряжения и тока). При этом используются диоды, тиристоры и транзисторы в ключевом режиме (открыт, закрыт). Их называют вентилями. Преобразователи, выполненные на вентилях, называются вентильными преобразователями. Основное применение вентильные преобразователи нашли в качестве источников питания различных устройств.

4.1. Структура источников электропитания

Источники электрической энергии, необходимой для питания любой электронной аппаратуры, принято делить на источники первичного и вторичного электропитания.

К *первичным источникам электропитания* относят трехфазную (или однофазную) сеть промышленной частоты 50 Гц (для стационарной аппаратуры) и генераторы постоянного или переменного напряжения повышенной частоты 400...500 Гц. Химические гальванические элементы и солнечные батареи используются только для питания бортовой аппаратуры, устанавливаемой на подвижных объектах и требующей автономного электропитания.

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) выполняют функции преобразования вида тока (переменный – постоянный), стабилизации и регулировки напряжения или тока, фильтрации различных помех, возникающих при переключении, стабилизации и регулировке напряжения и т.д. Многие отечественные и зарубежные фирмы выпускают источники вторичного электропитания (ИВЭП) в готовом виде, удобном для встраивания в различные изделия. Это, как правило, хорошо отработанные, малогабаритные, высокоэкономичные конструкции с защитами различного вида.

По виду преобразования ИВЭП различают:

- сетевые источники – преобразователи переменного напряжения в постоянное (АС–DC);
- конверторы – преобразователи постоянного напряжения в постоянное (DC–DC);

- инверторы – преобразователи постоянного напряжения в переменное (DC–AC);
- преобразователи частоты (AC–AC);
- компенсаторы и активные фильтры, которые повышают качество напряжения в сети.

Все устройства преобразовательной техники состоят из *силовой части* и *системы управления*.

Элементами силовой части являются: вентили; трансформаторы; реакторы; конденсаторы. Система управления может быть аналоговой, цифровой или комбинированной.

подавляющая часть промышленных устройств потребляет электрическую энергию в виде постоянного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока \tilde{U} , то источник вторичного электропитания (AC–DC) чаще всего имеет структуру, приведенную на рис. 4.1,а. Мощный трансформатор T , как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется выпрямителем B в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром Φ , и при необходимости уровень этого напряжения с помощью стабилизатора $Ст$ поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, температуры, тока нагрузки H и других дестабилизирующих факторов.

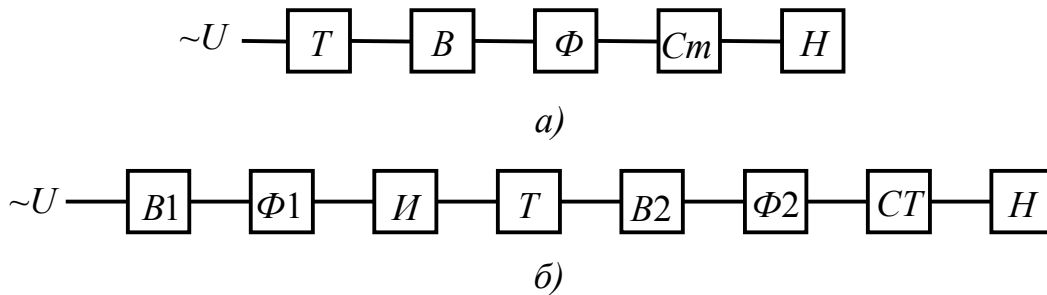


Рис. 4.1. Структура вторичных источников питания: а – аналоговых, б – импульсных

Источники вторичного электропитания являются неотъемлемой частью любой электронной аппаратуры и в значительной степени определяют ее технико-экономические показатели. На долю источников питания нередко приходится до 40 % от общей массы и объема аппаратуры, поэтому одной из задач, стоящих перед проектировщиками, является их комплексная миниатюризация.

Из всех узлов ИВЭП наиболее громоздкие, как правило, узлы, выполненные на магнитопроводах из ферромагнитных материалов (трансформаторы и дроссели фильтров).

Стремление уменьшить массу и габаритные размеры источников электропитания привело к структурной схеме (АС-DC + DC-АС), называемой «импульсные ИВЭП» (рис. 4.1,б). В этой структуре переменное напряжение первичной сети сначала выпрямляется $B1$ и фильтруется $\Phi1$, а затем инвертируется в инверторе I в переменное, но с частотой 20...100 кГц. На этой частоте напряжение трансформируется T до нужного уровня, вновь выпрямляется $B2$, фильтруется $\Phi2$ и при необходимости стабилизируется St . Масса и габариты магнитопровода трансформатора и дросселя обратно пропорциональны частоте переменного тока. Поэтому на высокой частоте происходит резкое уменьшение размеров трансформатора и фильтра $\Phi2$. За счет этого источник получается значительно меньше по массе и габаритам, несмотря на большее число узлов и двойное преобразование вида тока. Рассмотрим основные узлы ИВЭП.

4.2. Выпрямительные устройства

Выпрямители служат для преобразования переменного (синусоидального) напряжения в напряжение постоянного тока с помощью полупроводниковых выпрямительных диодов. Выпрямители могут быть управляемыми и неуправляемыми

В схеме *неуправляемого однополупериодного* выпрямителя (рис. 4.2,а) ток I_n через диод проходит в нагрузку R_n , только в положительные полупериоды напряжения U_2 , так как в отрицательные полупериоды оно запирает диод. Ток в нагрузке (заштрихован) имеет прерывистый характер, а его постоянная составляющая I_0 представляет собой среднее значение тока, протекающего за период, и создает на нагрузке постоянную составляющую напряжения, равную (согласно разложению функции в ряд Фурье):

$$U_0 = I_0 R_n = \left(\frac{I_{2\max}}{\pi} \right) R_n = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} = 0,45 U_2,$$

где $U_{2\max}$ и U_2 – амплитудное и действующее значения синусоидального напряжения вторичной обмотки трансформатора.

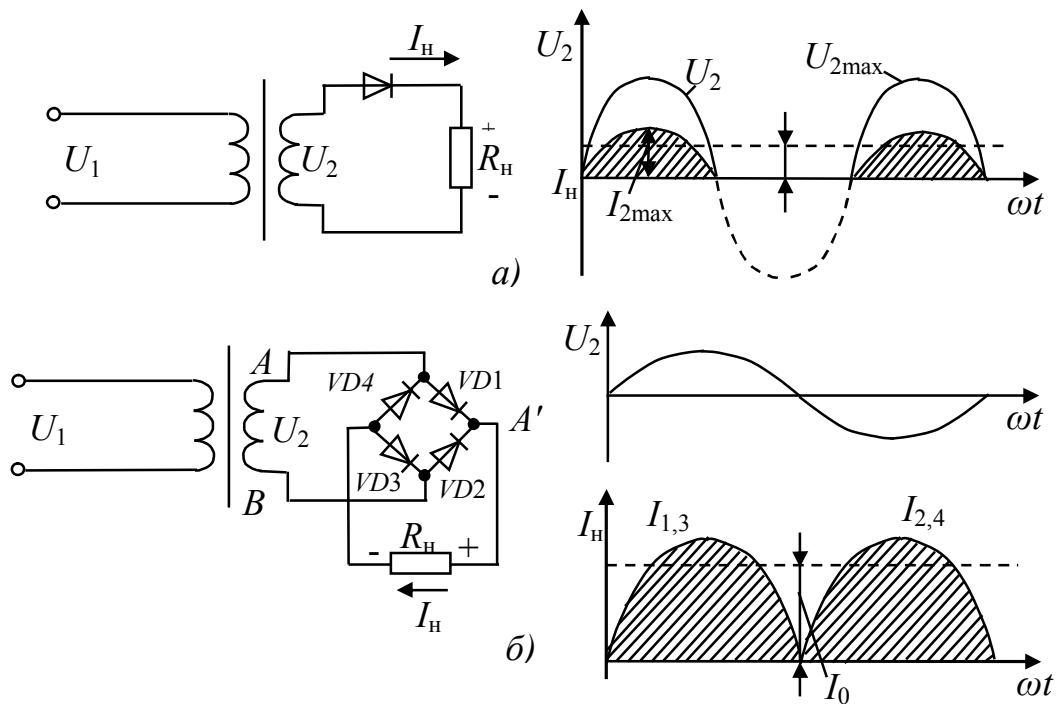


Рис. 4.2. Выпрямительные устройства и графики, поясняющие работу: *а* – однополупериодный выпрямитель; *б* – двухполупериодный выпрямитель

В отрицательный полупериод к запортому диоду приложено обратное напряжение $U_{\text{обр}} = U_{2\text{max}} = \pi U_0$, поэтому диод выбирают так, чтобы его допустимое обратное напряжение удовлетворяло условию $U_{\text{обр доп}} > \pi U_0$, а допустимый через диод ток – условию $I_{\text{ср доп}} > I_0$.

Схема *двухполупериодного выпрямителя* состоит из четырех диодов, включенных по так называемой мостовой схеме (рис. 4.2,б). Напряжение U_2 в положительный полупериод открывает диоды $VD1$ и $VD3$ и от точки A к точке B по цепи $VD-R-VD3$ протекает ток нагрузки $I_n = I_{1,3}$. При этом диоды $VD1$ и $VD4$ запорты. В отрицательный полупериод напряжение U_2 открывает диоды $VD2$ и $VD4$ и ток $I_n = I_{2,4}$ течет от точки B к точке A по цепи $VD2-R-V-D4$, проходя по нагрузке в одном и том же направлении. В этой схеме постоянные составляющие тока I_0 и напряжения U_0 в два раза выше, чем в однополупериодной схеме:

$$I_0 = \left(\frac{2}{\pi}\right) I_{\text{max}} \text{ и } U_0 = \left(\frac{2}{\pi}\right) U_{2\text{max}} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right) U_2 = 0,9 U_2.$$

Оценим обратное напряжение, приложенное, например, к диоду $VD2$ в положительный полупериод напряжения U_2 . При открытом диоде $VD1$ потенциал точки A близок к положительному потенциалу точки A обмотки трансформатора, а ее отрицательный потенциал точки B приложен к другому выводу диода $VD2$. Значит, к

диоду $VD2$ приложено обратное напряжение вторичной обмотки трансформатора $U_{обр} = U_{2max}$, т. е. такое же, как и в однополупериодной схеме. Ток, протекающий через каждый из диодов, $I_{cp} = I_0/2$, т.е. в два раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе.

Пример 4.1. Найти параметры диодов и коэффициент трансформации трансформатора для мостовой схемы выпрямителя (рис. 2.29, б), если необходимо получить мощность в нагрузке $P_o = 600$ Вт и напряжение $U_o = 115$ В при напряжении сети 220 В (нагрузка чисто активная).

Решение. Напряжение вторичной обмотки трансформатора должно быть

$$U_2 = U_o / 0,9 = 115 / 0,9 = 127 \text{ В.}$$

Следовательно, необходим понижающий трансформатор с коэффициентом трансформации $K = 220 / 127 = 1,73$. Постоянный ток в нагрузке $I_0 = P_o / U_o = 600 / 115 = 5,2$ А. Для этого, необходимы диоды, допустимый ток которых $I_{cp, доп} \geq 5,2 / 2 = 2,6$ А, а допустимое обратное напряжение $U_{обр, доп} \geq U_{2max} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \sqrt{2} \cdot 127 = 180$ В.

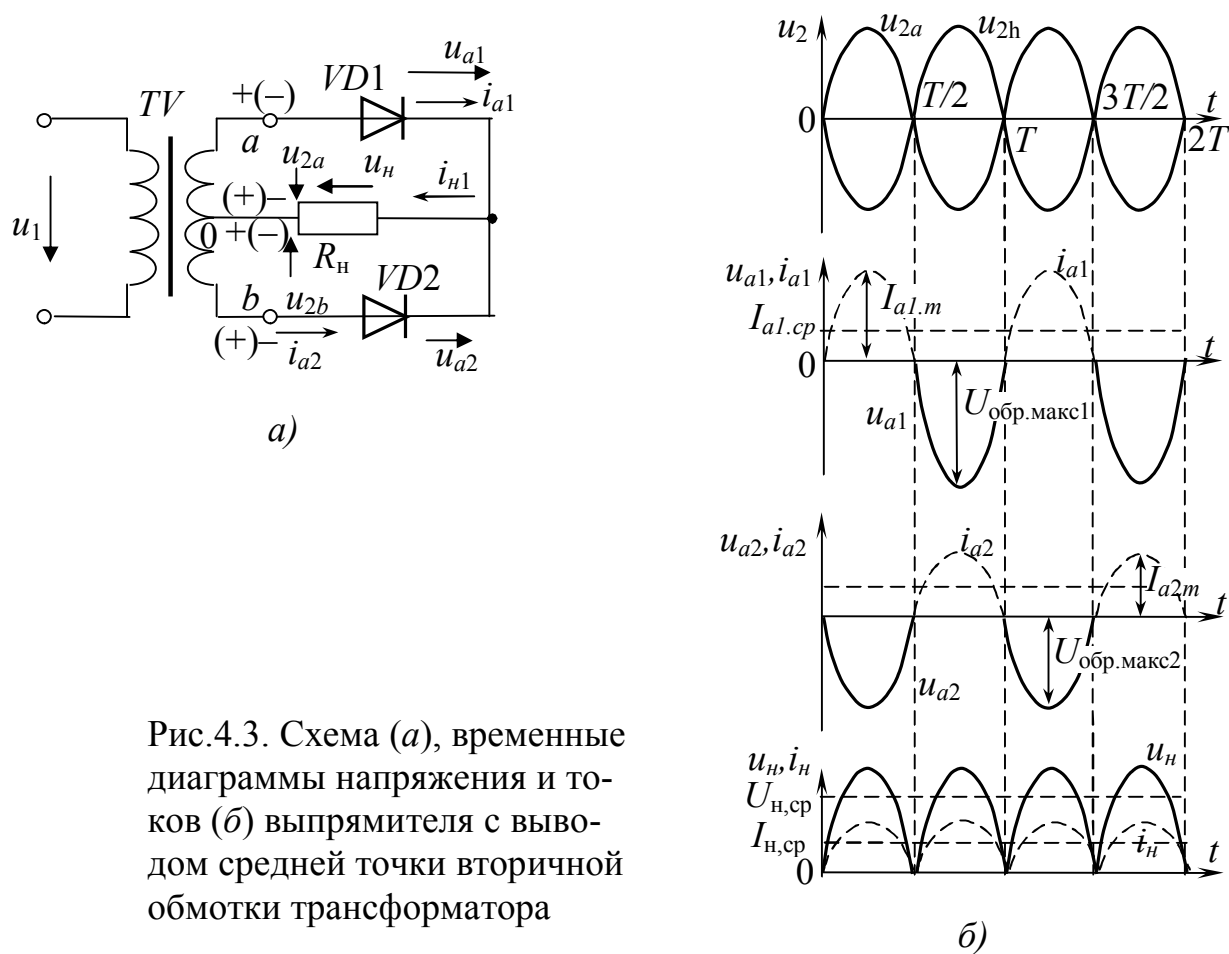


Рис.4.3. Схема (а), временные диаграммы напряжения и токов (б) выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора

Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора (рис.4.3,*а*) можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей, включенных на один и тот же нагрузочный резистор R_H . Действительно, в каждый из полупериодов напряжения u_{ab} работает либо верхняя, либо нижняя часть выпрямителя. Когда потенциал точки a выше потенциала средней точки 0 (интервал времени $0 - T/2$), диод VD_1 открыт, диод VD_2 закрыт, так как потенциал точки b ниже потенциала точки 0 . В этот период времени в нагрузочном резисторе R_H появляется ток (см. рис.4.3,*б*). В следующий полупериод напряжения u_{ab} (интервал времени $T/2 - T$) потенциал точки b выше, а потенциал точки a ниже потенциала точки 0 . Диод VD_2 открыт, а диод VD_1 закрыт. При этом ток в нагрузочном резисторе R_H имеет тоже направление, что и в предыдущий полупериод. К закрытому диоду приложено напряжение вторичной обмотки трансформатора и напряжение на нагрузочном резисторе R_H (фактически удвоенное напряжение вторичной обмотки трансформатора). Это необходимо учитывать при выборе выпрямительных диодов.

Трехфазные выпрямители применяют при больших мощностях, так как они равномерно нагружают трехфазную сеть.

Вторичная обмотка трансформатора, соединенная звездой с нулевым проводом, подключена к нагрузке D , через три диода (рис. 4.3, *а*). Ток через каждый диод протекает в течение $1/3$ периода T , когда напряжение фазной обмотки, с которой соединен диод, выше напряжения обмоток двух других фаз. На рис. 4.4,*в* заштрихована форма напряжения, подаваемого к нагрузке и имеющего значительно меньшие пульсации, чем на схеме рис. 4.4. В трехфазном выпрямителе соотношения для чисто активной нагрузки таковы:

$$U_0 = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) U_{2\max} = 0,827U_{2\max} = 1,17U_{2\max};$$

$$U_{обр} = \sqrt{3}U_{2\max} = 2,09U_0,$$

где $U_{2\max}$ и U_2 – амплитудное и действующее значения фазного напряжения, а средний ток через диод $I_{cp} = I_0/3$.

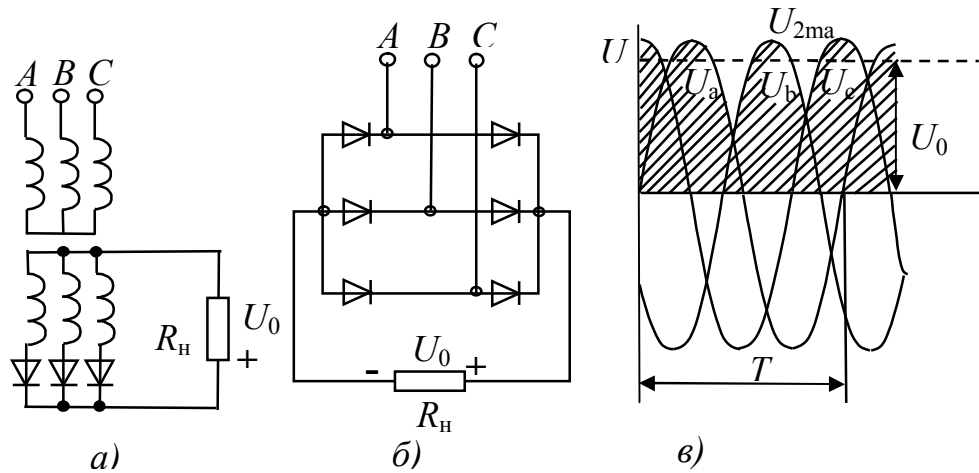


Рис.4.4. Трехфазные выпрямители:
 а – однополупериодный, б – мостовой, в – график,
 поясняющий работу выпрямителя

В мостовом трехфазном выпрямителе (рис. 4.4, б) соотношения для чисто активной нагрузки равны

$$U_0 = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \right) U = 1,35U ; \quad U_{обр} = 1,05U_0,$$

где U_m и U – амплитудное и действующее значения линейного напряжения сети, а средний ток через каждый диод $I_{ср} = I_0/3$.

Пример 4.2. Чему равно выпрямленное напряжение мостового трехфазного выпрямителя (рис. 4.4, б), подключенного к сети с линейным напряжением $U = 380$ В, и на какое обратное напряжение должны быть рассчитаны диоды?

Решение. Постоянное напряжение равно $U_0 = 1,35 \cdot 380 = 513$ В и диоды должны быть рассчитаны на обратное напряжение

$$U_{обр} = U_{max} = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \cdot 380 = 537 \text{ В.}$$

Управляемые выпрямители. Управляемые выпрямители на основе тиристоров позволяют изменять постоянную составляющую напряжения U_0 от нуля до максимального значения, определяемого формулами для диодных выпрямителей, при неизменном напряжении сети переменного тока.

Рассмотрим принцип работы таких схем на примере однополупериодного выпрямителя.

К синусоидальному напряжению сети U_c с амплитудой U_{\max} подключены нагрузка R и тиристор VS (рис. 4.5, а). Тиристор открывается в момент времени, определяемый подачей на управляющий электрод УЭ импульса напряжения от схемы управления (если полупериод соответствует π , то этот момент времени соответствует углу α). В результате в течение интервала $\alpha-\pi$ к нагрузке подводится напряжение, заштрихованное на рис. 4.5, з, и по ней протекает ток.

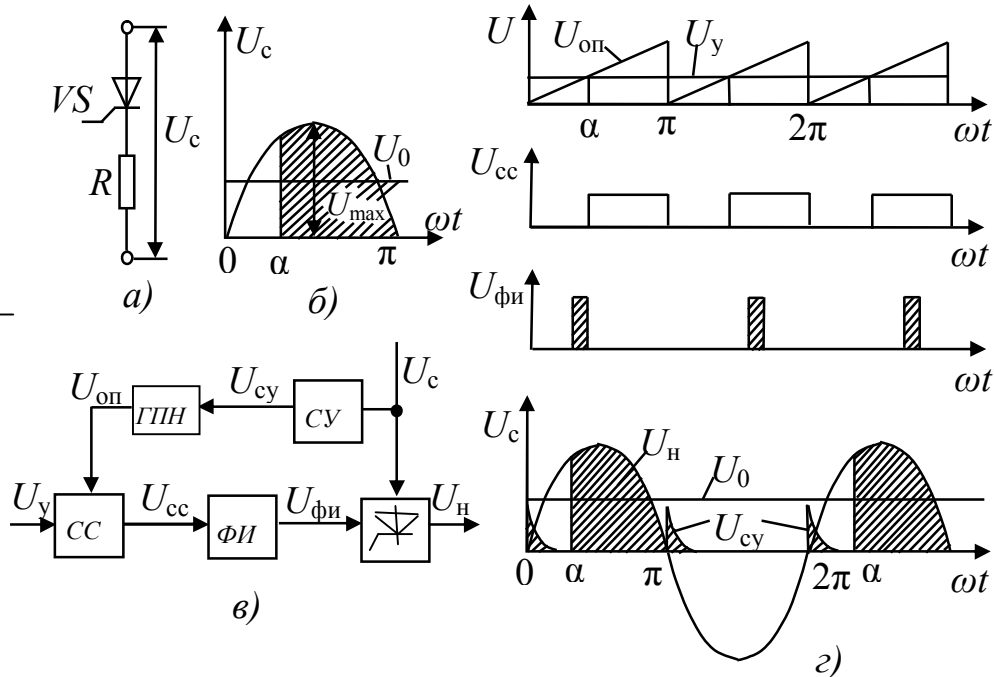


Рис. 4.5. Однополупериодный тиристорный выпрямитель: а – схема подключения и принцип работы; б – структурная схема; в – графики, поясняющие работу

В момент времени $\omega t = \pi$ ток уменьшается до нуля и тиристор запирается. Этот процесс повторяется каждый положительный полупериод (в отрицательные полупериоды тиристор заперт напряжением сети). Структурная схема управления однополупериодного тиристорного выпрямителя показана на рис. 4.5, б, а графики, поясняющие работу выпрямителя, – на рис. 4.5, з. Напряжение сети поступает на синхронизирующее устройство CU , которое в моменты перехода напряжения через ноль запускает генератор пилообразного напряжения ГПН. Таким образом, в начале каждого полупериода напряжения сети U_c ГПН формирует линейно нарастающее опорное напряжение $U_{\text{оп}}$. Это напряжение поступает на один из входов схемы сравнения CC , выполняемой на основе компаратора. На другой вход CC поступает управляющее напряжение U_y постоянного тока. В течение времени, пока напряжение $U_{\text{оп}}$ меньше напряжения U_y , на выходе CC низкий уровень напряжения $U_{\text{сс}}$, когда же

напряжение $U_{\text{от}}$ больше напряжения U_v на выходе CC высокий уровень напряжения U_{cc} . По переднему фронту импульса U_{cc} формирователь импульсов $\Phi И$ формирует импульсы напряжения $U_{\text{фи}}$, которые подаются на $УЭ$ тиристора и открывают его. Изменяя U_y , обеспечивают изменение угла α , т.е. момента открытия тиристора, и, таким образом, изменение времени, в течение которого через нагрузку течет ток. В результате изменяется и постоянная составляющая напряжения U_0 , равная среднему за период напряжению на нагрузке:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{\text{max}} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{1}{2\pi} U_{\text{max}} (1 + \cos \alpha).$$

Напряжение U_0 увеличивается вдвое при использовании двухполупериодного управляемого выпрямителя. Так как ток нагрузки в один полупериод протекает через диоды $VD1, VD3$, а в другой – через $VD2, VD4$, для управления током в каждом полупериоде достаточно одного тиристора. Таким образом, управляемый выпрямитель можно построить на основе мостовой схемы, заменив два диода, например $VD1$ и $VD2$, на тиристоры.

Аналогично получают и трехфазные управляемые выпрямители, заменяя диоды на тиристоры. Такие управляемые выпрямители используют для регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока в электроприводах металлорежущих станков и транспортных средств.

Тиристорное управление двигателем постоянного тока. В приводах главного движения и подачи инструмента металлорежущих станков широко используются двигатели постоянного тока с независимым возбуждением, которые способны обеспечивать регулирование скорости вращения в широких пределах. Такой двигатель (рис. 4.6) состоит из статора, на полюсах которого намотаны обмотки возбуждения (OB) и ротора, называемого якорем.

Ток возбуждения I_B , проходя по OB под действием напряжения U_B создает магнитный поток Φ . К якору через щетки подводится напряжение якоря U_y , создающее ток якоря I_y . Протекая по виткам обмотки якоря, ток I_y , взаимодействуя с потоком Φ , создает вращающий момент $M_{\text{вр}}$.

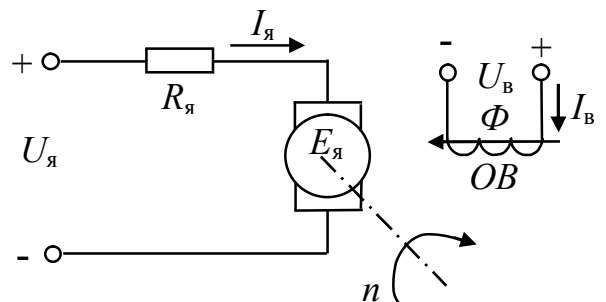


Рис. 4.6. Схема подключения двигателя постоянного тока

Возможны два способа (две зоны) управления скоростью вращения двигателя). В первой зоне скорость изменяют от 0 до номинального значения n_{\max} , увеличивая напряжение $U_{\text{я}}$ при неизменном значении магнитного потока Φ , а значит, и неизменном напряжении возбуждения $U_{\text{в}}$. При достижении напряжением $U_{\text{я}}$ номинального значения дальнейшее его увеличение невозможно, так как может привести к пробое изоляции. В то же время для быстрого перемещения, например, инструмента на холостом ходу или ускоренного вращения шпинделя необходимо увеличить скорость вращения двигателя в 3 – 5 раз выше $n_{\text{ном}}$. Для этого используют зону II, в которой при неизменном напряжении $U_{\text{я ном}}$ уменьшают значение магнитного потока Φ с помощью соответствующего понижения $U_{\text{в}}$, а значит, и тока возбуждения $I_{\text{в}}$. Отметим, однако, что в зоне II приходится мириться с соответствующим понижением и вращающего момента двигателя, т. е. нагружать двигатель меньшим моментом сопротивления, который он должен преодолевать своим вращающим моментом.

В выпускаемых промышленностью тиристорных преобразователях регулирование скорости вращения в первой зоне осуществляется применением двух управляемых мощных (до нескольких десятков киловатт) трехфазных выпрямителей (на рис. 4.7 они обведены пунктиром).

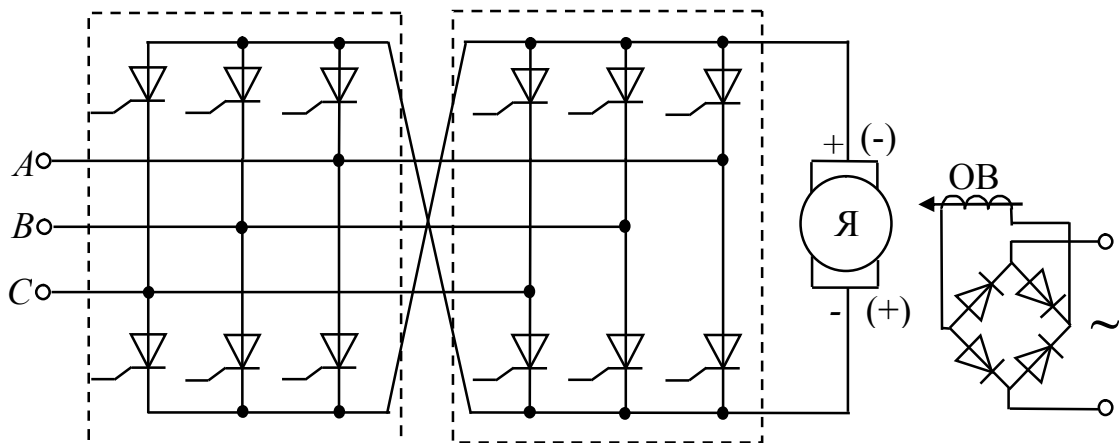


Рис. 4.7. Схема тиристорного регулятора скоростью вращения двигателя

Один из трехфазных выпрямителей обеспечивает правое направление вращения двигателя, а другой – левое, изменяя полярность $U_{\text{я}}$ на противоположное. Естественно, что эти выпрямители должны работать раздельно во избежание короткого замыкания между ними, что и обеспечивает схема управления выпрямителями, раз-

решая включение одного из них лишь через несколько миллисекунд после отключения другого.

Для управления скоростью вращения во второй зоне используется однофазная мостовая схема тиристорного выпрямителя, обеспечивающего питание обмотки возбуждения ОВ. Схема позволяет лишь уменьшать I_B , сохраняя его полярность.

4.3. Инверторы и преобразователи частоты

Инверторы служат для преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока требуемой частоты.

В качестве переключающих приборов в силовых инверторах применяют тиристоры. В цепях с относительно небольшими значениями протекающих токов могут использоваться мощные полевые или биполярные транзисторы.

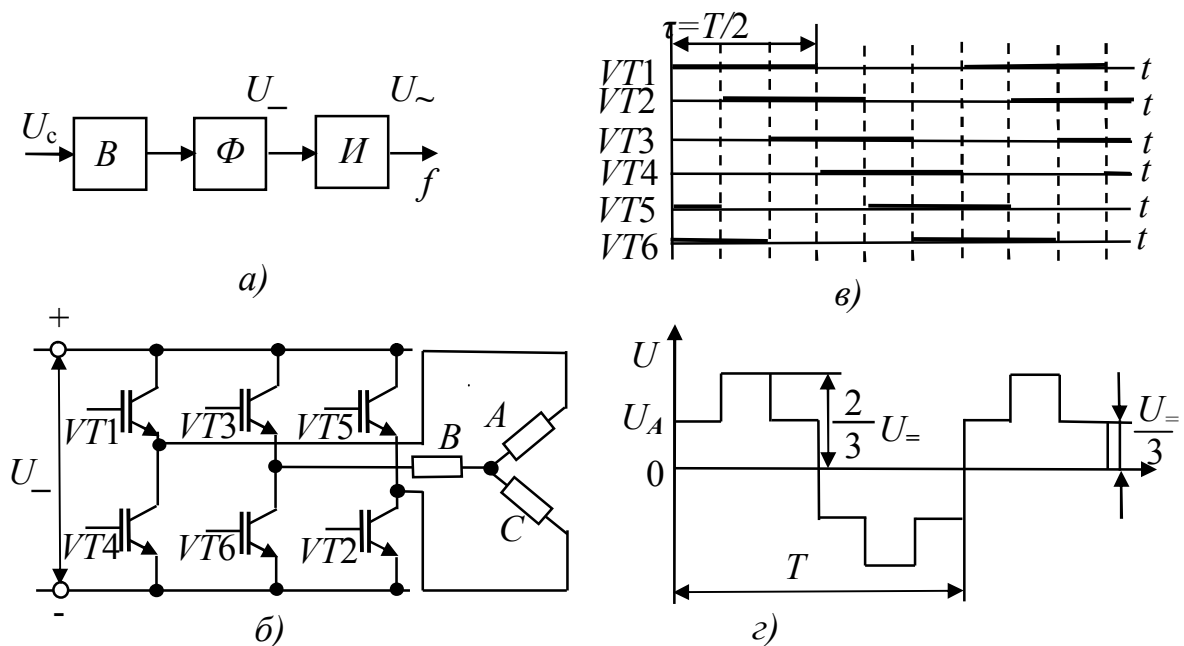


Рис. 4.8. Преобразователь частоты на базе инвертора:
a – структурная схема; *б* – схема инвертора; *в* – временная диаграмма;
г – график выходного напряжения

На рис. 4.8,*a* приведена структурная схема преобразователя частоты с использованием инвертора для питания трехфазной нагрузки, соединенной звездой, переменным трехфазным напряжением с регулировкой его значения U и частоты f . В качестве силовых переключающих приборов применены мощные IGBT транзисторы. Напряжение с частотой промышленной сети U_c преобразуется сначала

ла управляемым выпрямителем B с фильтром Φ в напряжение постоянного тока $U_{\text{н}}$ требуемого значения. Затем это напряжение поступает на инвертор I (рис. 4.8,б), состоящий из шести транзисторов $VT1 — VT6$, пронумерованных в порядке последовательности их включения, показанной на рис. 4.8,в. Каждый транзистор открывается на время τ , равное длительности одного полупериода $T/2$ требуемого переменного напряжения.

На рис. 4.8,г приведено ступенчатое напряжение, формируемое на фазе A нагрузки, а на рис. 4.9 пояснен процесс его формирования. На схемах рис. 4.9 в виде замкнутых ключей изображены лишь открытые транзисторы для шести последовательных состояний инвертора, соответствующих временным диаграммам рис. 4.8,в. Из анализа этих схем видно, что, когда фаза A включена параллельно B или C , на ней выделяется одна треть напряжения $U_{\text{н}}$, а когда фаза A оказывается включенной последовательно с параллельно соединенными фазами B и C , на ней выделяется две трети напряжения $U_{\text{н}}$.

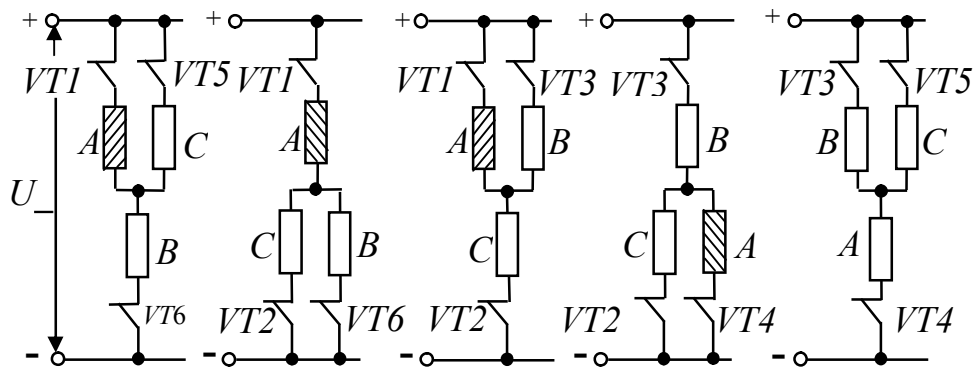


Рис. 4.9. Процесс формирования выходного напряжения преобразователя частоты

При этом в первых трех состояниях напряжение на фазе A соответствует положительному, а последних двух – отрицательному полупериоду приложенного к ней напряжения переменного тока ступенчатой формы. Рассуждая подобным образом, можно убедиться, что к фазам B и C будет приложено такое же, как к фазе A , напряжение, но сдвинутое соответственно на одну треть и две трети периода T . При этом образуется трехфазная система напряжений.

Изменяя с помощью схемы управления длительность открытого состояния транзистора, можно в широких пределах регулировать частоту формируемого трехфазного напряжения, поэтому такие

преобразователи частоты применяют для плавного регулирования скорости вращения трехфазных асинхронных двигателей.

4.4. Сглаживающие фильтры

Для питания электронной аппаратуры допускается пульсация напряжения, не превышающая долей процента, однако на выходе выпрямителей пульсации значительно больше. Для их уменьшения применяют сглаживающие фильтры, которые должны максимально уменьшить (подавить) переменные составляющие и с возможно меньшими потерями пропустить постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

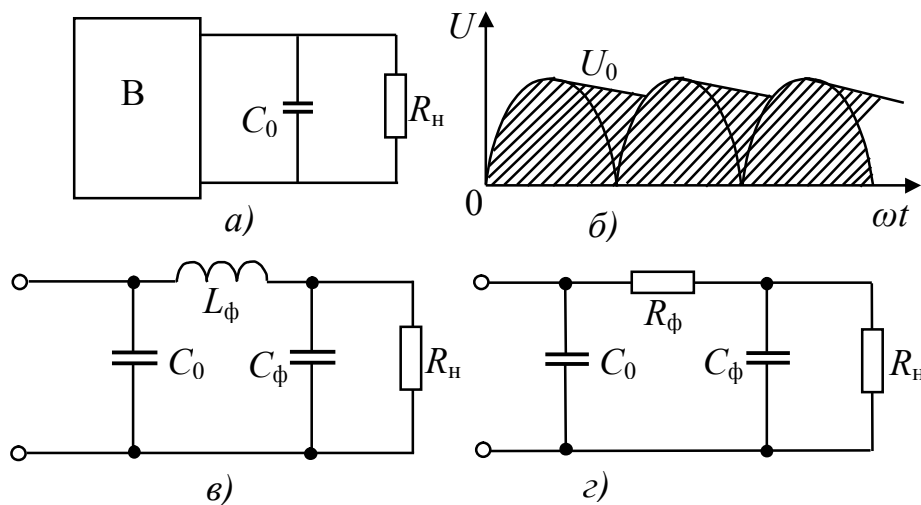


Рис. 4.10. Сглаживающие фильтры: а – RC-фильтр, б – график, поясняющий работу фильтра, в – LC-фильтр, г – П-образный фильтр

Простейшим фильтром служит конденсатор, включенный на выходе выпрямителя B параллельно нагрузке (рис. 4.10, а), который запасает энергию, заряжаясь во время возрастания напряжения выпрямителя, и отдает ее, разряжаясь на сопротивление нагрузки, когда оно снижается. На рис. 4.10, б показана форма напряжения на конденсаторе U_c (а значит, и на параллельно включенном R_n) при двухполупериодном выпрямителе. Для дальнейшего снижения пульсаций применяют Г-образные LC-фильтры (рис. 4.10, в).

Индуктивное сопротивление $X_L = \omega L_\phi$ стремятся сделать значительно больше R_n для того, чтобы переменные составляющие выпрямленного напряжения с частотами пульсаций от основной ω и выше «задерживались» фильтром в виде падения напряжения на X_L , не достигая нагрузки. Емкостное же сопротивление $X_c = 1 / \omega C_\phi$ вы-

полняют значительно меньше, чем R_H , для того, чтобы переменные составляющие выпрямленного тока замыкались через X_C минуя R_H . При этом постоянная составляющая тока, для которой $X_L = 0$, $X_C = \infty$, не создает падения напряжения на L_ϕ и не замыкается через C_ϕ , целиком поступая в нагрузку.

Недостатком LC -фильтров является громоздкость и трудность изготовления индуктивности в микроэлектронном исполнении. Поэтому в интегральных микросхемах при токах нагрузки в несколько миллиампер используют RC -фильтры (рис. 4.10, з), несмотря на их несколько худшие сглаживающие свойства и меньшие КПД.

4.5. Стабилизаторы напряжения

Стабилизатором напряжения называется устройство, автоматически поддерживающее напряжение на нагрузке при изменении в определенных пределах таких дестабилизирующих факторов, как напряжение первичного источника, сопротивление нагрузки, температура окружающей среды. Существует три вида стабилизаторов: параметрические, компенсационные и импульсные.

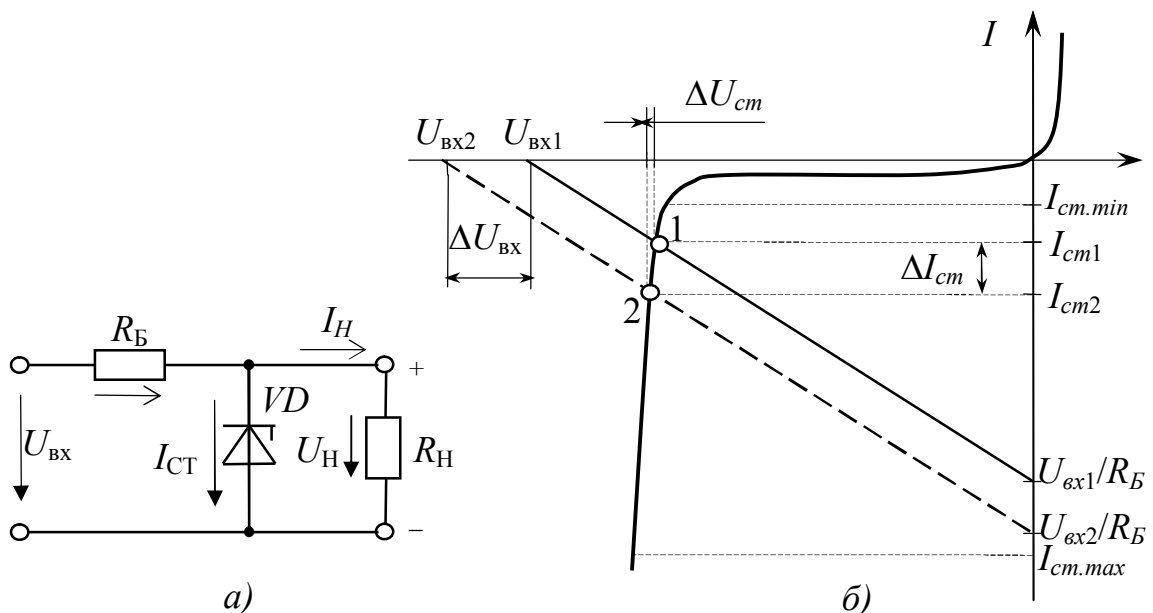


Рис. 4.11. Схема стабилизатора (а) и график, поясняющий его работу (б)

Параметрический стабилизатор напряжения (ПСН) использует элементы, в которых напряжение остается неизменным при изменении протекающего через них тока. Такими элементами являются стабилитроны, в которых при изменении тока в очень широких пределах падение напряжения изменяется на доли процента. Парамет-

рические стабилизаторы применяются, как правило, в качестве источников опорного (эталонного) напряжения в мощных компенсационных стабилизаторах (рис. 4.11) или для стабилизации напряжения в высокоомных цепях (когда R_n велико).

Принцип работы ПСН заключается в поддержании неизменного напряжения на стабилитроне VD при значительном изменении в нем тока. При увеличении входного напряжения увеличивается ток и напряжение на балластном резисторе R_B . Стабилитрон VD включен встречно, поэтому следует рассматривать его отрицательную ветвь ВАХ. Рабочая точка на ней должна находиться в пределах рабочего участка $I_{ст.мин} - I_{ст.макс}$ (см. рис. 4.11, б). Если сопротивление нагрузки велико, то ВАХ параллельного участка цепи (VD, R_n) практически совпадает с ВАХ стабилитрона. Тогда напряжение на стабилитроне $U_{ст} = U_{вх} - I_{ст}R_B$. Решением уравнения будет являться точка пересечения ВАХ стабилитрона и нагрузочной характеристики для текущего входного напряжения $U_{вх}$. На рис. 4.11 показаны две точки 1 и 2 для двух значений входного напряжения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$. Если сравнить изменения напряжения на входе $\Delta U_{вх}$ и выходе $\Delta U_{ст}$, то налицо эффект стабилизации выходного напряжения.

Резистор R_B называют балластным потому, что он «гасит» избыток входного напряжения. При расчете ПСН необходимо следить, чтобы ток стабилитрона находился в пределах $I_{ст.мин} \leq I_{ст} \leq I_{ст.макс}$. Следует иметь в виду, что стабилизирующие свойства стабилитрона напрямую зависят от его дифференциального сопротивления $R_{диф}$ на участке стабилизации (чем меньше $R_{диф}$, тем круче наклон характеристики и, следовательно, выше стабилизация).

Основным параметром стабилизатора является *коэффициент стабилизации* – отношение относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения на выходе:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{вых} / U_{вых}} = \frac{R_B U_{ст}}{R_{диф} U_{вх}},$$

так как
$$R_{диф} = \frac{\Delta U_{ст}}{I_{ст.2} - I_{ст.1}} \approx \frac{R_B \Delta U_{ст}}{R_D \Delta U_{вх}}.$$

$K_{ст}$ составляет от нескольких единиц до нескольких десятков.

Недостатками ПСН являются:

- малая нагрузочная способность (должны быть очень малые токи нагрузки и, соответственно, большие сопротивления нагрузки);
- малый КПД (из-за использования балластного резистора и значительного дополнительного тока через стабилитрон);
- малый коэффициент стабилизации $K_{ст}$ (для его увеличения включают два каскада ПСН);
- невозможность регулирования выходного напряжения;
- низкая термостабильность.

Компенсационный стабилизатор напряжения (КСН) представляет собой систему автоматического регулирования (рис. 4.12). Он также относится к СН непрерывного действия. Сущность компенсационного метода стабилизации напряжения состоит в том, что в процессе работы с помощью измерительного устройства *ИУ* осуществляется сравнение выходного напряжения с опорным или эталонным, вырабатываемым источником опорного напряжения *ИОН*. Разностное напряжение усиливается усилителем *У* и подается на регулирующий элемент *РЭ*, сопротивление которого изменяется прямо пропорционально изменению выходного напряжения.

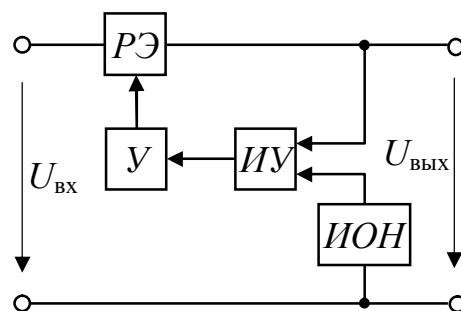


Рис. 4.12. Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения

Помимо последовательного включения *РЭ* используется вариант его параллельного включения с добавлением балластного резистора (как в ПСН, имеем *РЭ* с регулируемым R_{∂}), но по причине низкого КПД вариант используется редко.

В качестве *ИУ* часто используется ОУ (он имеет дифференциальный вход и высокий коэффициент усиления напряжения), а в качестве *РЭ* – транзистор.

Для примера на рис. 4.13 приведена принципиальная схема КСН, который обеспечивает $K_{ст}$ не менее 1000. Резисторы R_4 – R_6 образуют регулируемый делитель выходного напряжения, выход которого подключен к инвертирующему входу ОУ *DA1*. На неинвер-

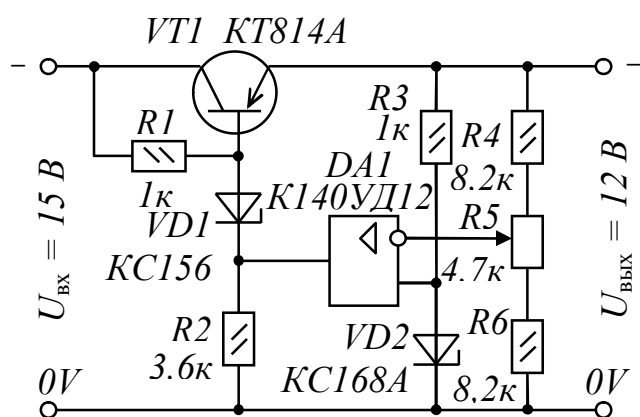


Рис. 4.13. Компенсационный стабилизатор напряжения

тирующий вход ОУ подается опорное напряжение с ПСН ($R3$, $VD2$), выполняющего роль ИОН. Цепью $R1$, $VD1$, $R2$ задается необходимый режим РЭ на транзисторе $VT1$. На указанную цепь воздействует выходное напряжение U на ОУ. В норме, когда выходное напряжение равно номинальному, на выходе ОУ нулевое напряжение и транзистор $VT1$ находится в расчетном активном режиме. При понижении выходного напряжения (по любым причинам) на выходе ОУ появляется отрицательное напряжение, изменяющее режим транзистора в сторону его меньшего сопротивления перехода k -э. Падающее на нем напряжение уменьшается, что ведет к увеличению напряжения на выходе КСН.

В настоящее время выпускаются готовые КСН в интегральном исполнении (ИСН) как с возможностью регулирования, так и с фиксированными значениями выходного напряжения. В качестве примера

можно назвать отечественную серию 142 (положительные напряжения) и 1162 (отрицательные напряжения), являющимися аналогами зарубежных ИСН соответственно серий 78xx и 79xx.

На рис. 4.14 приведена типовая схема включения и цоколевка ИСН серии КР142. Конденсаторы $C1$ и $C2$ должны иметь емкость не менее 10 мкФ для алюминиевых типов, они предназначены для устранения возможного самовозбуждения ИСН. Корпусы компонентов типизированы. Указанные ИСН выпускают в корпусе ТО220. Отверстие во фланце корпуса предназначено для крепления ИСН на радиатор для отвода тепла.

Не смотря на миниатюрное исполнение, ИСН серии КР142 имеют достаточно высокие параметры и включают защиту от перегрузки и перегрева.

КСН имеют КПД более высокий, чем ПСН, но все равно небольшой из-за потери значительной мощности на РЭ, работающего в активном режиме.

В рассмотренных стабилизаторах напряжения регулирующий транзистор всегда открыт, а само регулирование осуществляется пу-

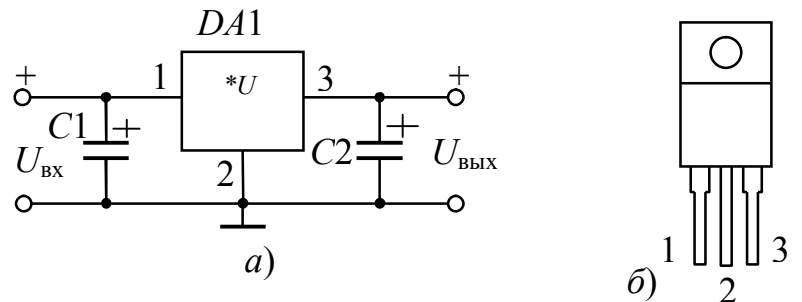


Рис. 4.14. Стабилизатор напряжения серии 142:
а – схема включения;
б – корпус ТО220 и цоколевка ИСН серии 142

тем изменения степени его открытия, т.е. линейно. Поэтому такие стабилизаторы называются *линейными*.

Импульсный стабилизатор напряжения. Очевидно, чтобы поднять КПД необходимо отказаться от активного режима работы регулирующего элемента и перейти в режим ключа, когда РЭ может находиться только в двух состояниях – режимах отсечки и насыщения. В

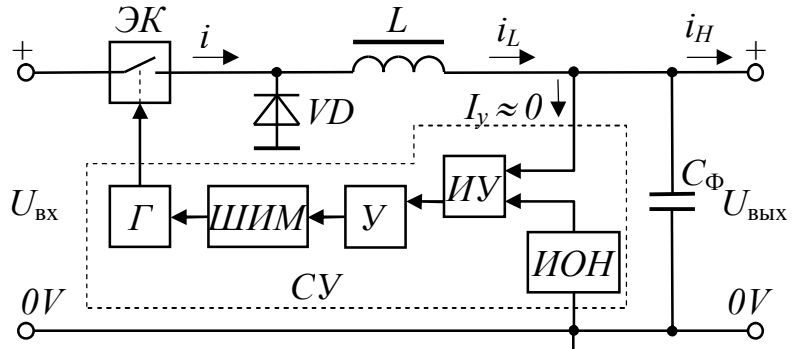


Рис. 4.15. Схема импульсного стабилизатора

первом режиме ток через РЭ не проходит и потери мощности в нем равны нулю. Во втором режиме РЭ обладает минимально возможным (близким к нулю) сопротивлением, следовательно, потери в нем будут небольшими.

Режим работы СН, когда РЭ работает в активном режиме, называют *непрерывным*, а когда РЭ работает в режиме ключа – *импульсным*. Любое устройство в зависимости от режима работы относят к устройствам непрерывного действия или импульсным.

Схема импульсного СН (рис. 4.15) напоминает структуру последовательного КСН. Таким же образом усиливается дифференциальное напряжение, полученное с помощью измерительного устройства ИУ, которое сравнивает выходное напряжение с опорным. Далее усиленное напряжение рассогласования поступает на ШИМ – широтно-импульсный модулятор, который изменяет ширину вырабатываемых генератором Г однополярных прямоугольных импульсов. В свою очередь, электронный ключ ЭК управляется импульсами от генератора: он замкнут на протяжении импульса и разомкнут в паузах между ними. В моменты замкнутого ЭК в нагрузке и индуктивности L протекает нарастающий электрический ток (контур $+U_{\text{вх}} - L - \text{нагрузка} - 0V$). В моменты, когда ЭК разомкнут, индуктивность является источником энергии, которую она накопила при нарастающем токе. Контур с током образуется благодаря обратному включенному диоду VD ($L - \text{нагрузка} - VD$). Среднее выходное напряжение будет обратно пропорционально *скважности импульсов* $Q = T/t_u$, поступающих от Г. Здесь T – период следования импульсов (в системах с ШИМ является постоянной величиной), t_u – продолжительность импульса.

Амплитуда пульсаций выходного напряжения импульсного СЧ падает с ростом частоты генератора f , поэтому современные стабилизаторы работают на частотах 30...1000 кГц и даже выше.

В настоящее время ШИМ-контроллеры, представляющие систему управления СУ импульсного СЧ, а иногда и УЭ, изготавливают по интегральной технологии. Поэтому сложные импульсные СЧ могут оказаться более простыми схемотехнически по сравнению с КСЧ, если использовать специализированные микросхемы.

Импульсные стабилизаторы обеспечивают более высокий КПД, так как в полностью открытом состоянии падение напряжения на транзисторе очень небольшое, а следовательно, мощность, рассеиваемая на транзисторе, гораздо меньше той мощности, которая рассеивается в линейных стабилизаторах.

Поскольку регулирование напряжения осуществляется путем изменения ширины импульсов t , этот принцип работы получил название *широтно-импульсной модуляции* (ШИМ).

4.6. Преобразователи постоянного напряжения

Преобразователи постоянного напряжения (DC–DC-преобразователи) управляют энергией, поступающей от источника постоянного напряжения (например, аккумулятора), преобразуя это напряжение по величине. Имеются схемы понижающих, повышающих и инвертирующих DC–DC-преобразователей. Преобразователи понижающего типа имеют напряжение на выходе меньше, чем на входе. Принцип работы такого преобразователя можно прояснить с помощью схемы (рис. 4.16,а). Транзисторный ключ VT , управляемый схемой SU подключает дроссель L и нагрузку R на время импульса t_u к источнику входного напряжения $U_{вх}$. При этом ток в дросселе i_L возрастает практически по линейному закону (рис. 4.16,б). За время паузы t_n ток i_L , проходя через нагрузку R и диод VD , спадает до i_{Lmin} (рис. 4.16,в) в режиме непрерывных токов или до нуля в режиме прерывных токов. В установившемся режиме изменение тока дросселя за один период равно нулю или $\Delta i_L = 0$ (на сколько ток возрастает, на столько же он уменьшается). Следовательно среднее значение напряжения на дросселе за период тоже остается постоянным. Учитывая, что при включенном транзисторе напряжение на дросселе $U_L =$

$U_{вх} - U_{вых}$, а при выключенном $U_L = -U_{вых}$, получим $(U_{вх} - U_{вых}) t_u - U_{вых} t_n = 0$ или $U_{вых} = U_{вх} t_u / (t_u + t_n)$

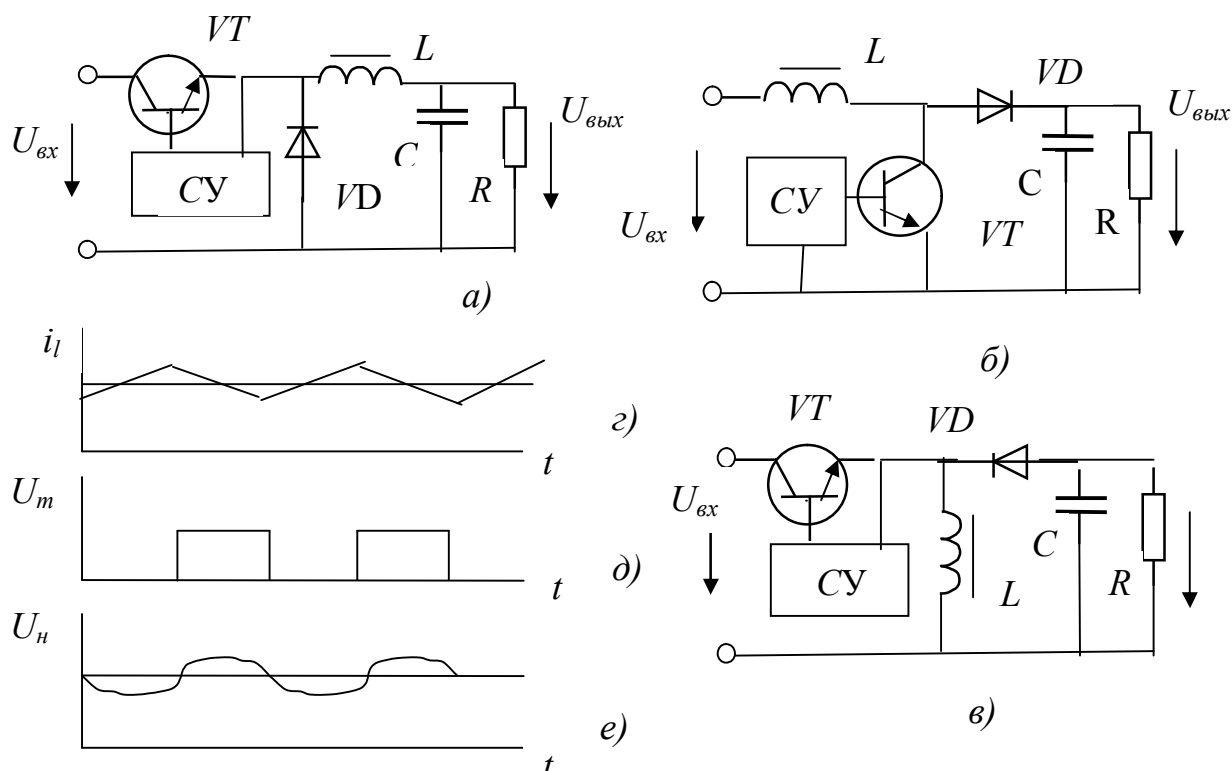


Рис.4.16. DC–DC-преобразователи: а – понижающий, б – повышающий, в – инвертирующий, г – график тока в дросселе, д – напряжение на транзисторе. е – напряжение на нагрузке

Изменяя соотношение длительности импульса t_u и паузы t_n , получают на выходе (рис. 4.16, е) среднее значение напряжения $U_{вых} < U_{вх}$. Габариты и масса такого преобразователя уменьшаются при увеличении частоты переключения транзистора, однако при этом увеличиваются потери во всех элементах схемы. Приемлемый компромисс достигается при частотах в сотни килогерц.

Повышающий DC–DC-преобразователь (рис. 4.16, б) содержит те же элементы, что рассмотренный выше. Однако расположены они иначе. При включении транзистора цепь источника питания замыкается через дроссель накоротко и ток i_L возрастает по линейному закону. В это время заряженный в предыдущих циклах конденсатор разряжается на сопротивление нагрузки и напряжение на ней уменьшается по экспоненциальному закону.

После выключения транзистора ток дросселя i_L замкнется через диод VD и сопротивление нагрузки, подзаряжая при этом конденсатор C.

$$\text{Напряжение на дросселе } u_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}.$$

Учитывая, что среднее значение напряжения на дросселе остается неизменным и при включенном транзисторе напряжение на дросселе $U_L = U_{\text{вх}}$, а при выключенном $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$, получим $U_{\text{вх}} t_u + (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) t_n = 0$. Откуда следует $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (t_u + t_n) / t_u$.

В инвертирующем преобразователе (рис. 4.16,в) при включении транзистора ток источника замыкается через дроссель. При выключении транзистора ток дросселя в соответствии с законом коммутации сохраняет свое значение и замыкается через нагрузку и диод, создавая напряжение на нагрузке противоположное входному напряжению. В установившемся режиме средний ток через дроссель и напряжение на нем остаются неизменными.

Поэтому $U_{\text{вх}} t_u + U_{\text{вых}} t_n = 0$ или $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} t_u / t_n$.

Изменяя соотношение времени импульса t_u и паузы t_n можно получить повышение или понижение напряжения на выходе преобразователя.

Рассмотренные преобразователи используются часто как регуляторы напряжений. Хотя инвертирующий преобразователь является более универсальным, применяется он реже двух других, поскольку при прочих равных условиях требует больших значений индуктивности L и емкости C и поэтому имеет большие габариты и массу. Кроме рассмотренных имеется большое число других схем $DC-DC$ -преобразователей. Все они, как правило, дополняются фильтрами на входе и выходе, соответственно, для уменьшения импульсных помех по питанию и уменьшения пульсаций выходного напряжения.

4.7. Электронные корректоры коэффициента мощности

Коэффициентом мощности K_M называется отношение активной мощности P пульсирующего тока, измеренной ваттметром, к полной мощности S , определяемой как произведение действующих значений напряжения U и тока I , измеренных вольтметром и амперметром:

$$K_M = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} < 1.$$

При резистивной нагрузке $P = UI$, т.е. наблюдается предельное значение $K_{M\text{max}} = 1$. При синусоидальной форме тока и напряжения

$$P=UI\cos\varphi, \quad \text{поэтому} \quad K_M = \cos\varphi,$$

где φ – сдвиг фазы между напряжением и током в сети.

Международная электротехническая комиссия (МЭК) разработала стандарт IEC-555, содержащий требования к допустимому уровню вносимых в сеть переменного тока высших гармоник, шумов и колебаний напряжения для всех электронных приборов. При этом обеспечение требуемого значения K_M обязательно для любого электрооборудования, потребляющего от сети мощность более 300 Вт и имеющего на выходе сетевого выпрямителя емкостной фильтр.

Вступающий в действие новый стандарт МЭК IEC-1000-3-2 (вместо IEC-555-2) значительно ужесточает требования к нормам на коэффициент мощности потребителей энергии. В связи с этим задача улучшения качества потребляемой мощности становится весьма актуальной для разработчиков источников питания. Хорошо известны многие потребители, которые значительно снижают значения K_M . К их числу относятся лампы дневного света с индуктивным балластом, импульсные источники питания с емкостным фильтром на входе, асинхронные двигатели и др.

Для повышения коэффициента мощности таких потребителей в настоящее время используют пассивные и активные корректоры коэффициента мощности.

Пассивные корректоры коэффициента мощности обычно выполняются на конденсаторах и коммутирующих диодах. Такие корректоры применяются при индуктивном характере нагрузки – это источники питания ламп дневного света, асинхронные двигатели и др. Так, на рис. 4.17 приведена схема пассивного корректора коэффициента мощности для

питания лампы дневного света (ЛДС) мощностью 40 Вт. В этой схеме параллельно лампе ЛДС с дросселем D_p включена диодно-емкостная схема на элементах $D1$, $D2$, $D3$ и конденсаторах C_1 , C_2 . Емкости C_1 , C_2 подбираются такими, чтобы компенсировать индуктивный характер нагруз-

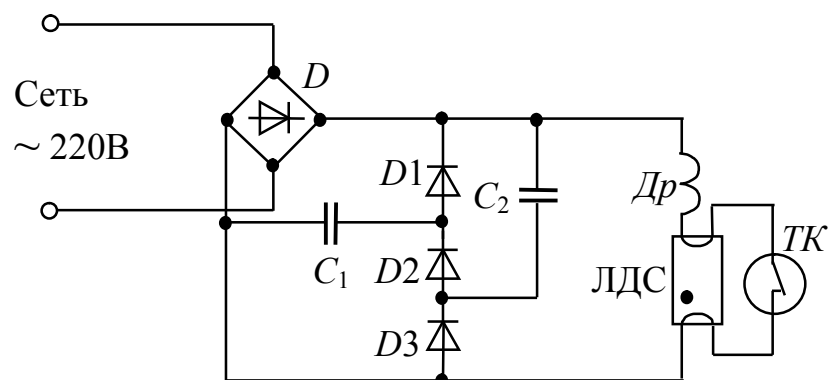


Рис. 4.17. Схема пассивного корректора коэффициента мощности для ЛДС

ки, а диоды $D1..D3$ обеспечивают их коммутацию при изменении мгновенного значения напряжения питания.

Основным недостатком пассивных корректоров является невозможность их использования при изменяющейся нагрузке и импульсной форме тока. Пассивный корректор, приведенный на рис. 4.17, при мощности ЛДС 40 Вт обеспечивает $\cos\varphi = 0,95$.

Активные корректоры коэффициента мощности часто используют в составе импульсных источников питания.

На рис. 4.18 приведена упрощенная структурная схема активного корректора коэффициента мощности (ККМ). Получение коэффициента мощности, близкого к единице, достигается за счет исключения из выпрямителя емкости фильтра, которая обычно устанавливается в импульсных источниках питания для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Вместо этой емкости в схему вводится высокочастотный импульсный стабилизатор повышающего типа, с небольшой индуктивностью L на входе, работающий в граничном режиме прерывистого тока в индуктивности.

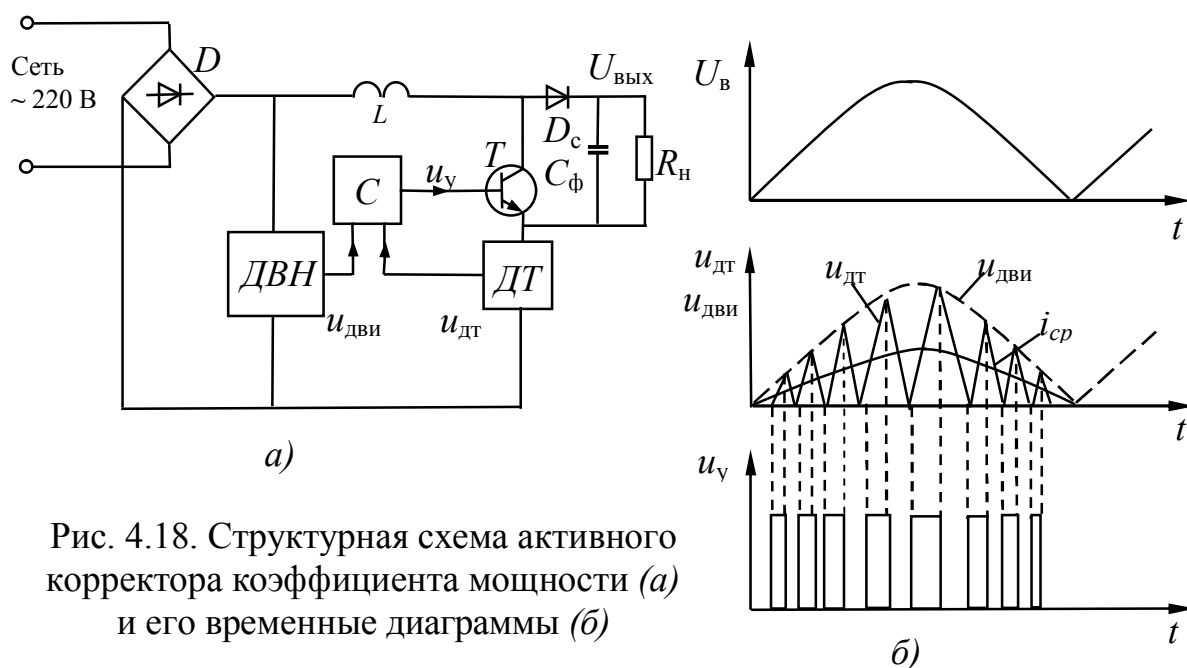


Рис. 4.18. Структурная схема активного корректора коэффициента мощности (а) и его временные диаграммы (б)

Схема повышающего импульсного стабилизатора состоит из индуктивности L , ключевого транзистора T , диода D_c и емкости C_{ϕ} сглаживающего фильтра. В соответствии с принципом действия повышающего стабилизатора напряжения при включении транзистора T через индуктивность L начинает протекать ток, который нарастает по линейному закону. При выключении транзистора T ток в индуктив-

ности L начинает спадать по линейному закону, заряжая через диод D_c емкость фильтра C_ϕ .

Включение и выключение ключевого транзистора T выполняется устройством управления, которое состоит из датчика выпрямленного напряжения ДВН, датчика тока ДТ в индуктивности L и схемы формирования импульсов управления СУ. Процесс формирования импульсов управления иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рис. 4.18,б. Как видно из этих диаграмм, включение транзистора T происходит в момент времени, когда напряжение на выходе датчика тока ДТ становится равным нулю (т. е. при нулевом токе в индуктивности L). Выключение транзистора T происходит в момент времени, когда линейно нарастающее напряжение с датчика тока становится равным изменяющемуся по синусоидальному закону напряжению с датчика выпрямленного напряжения ДВН.

После выключения транзистора ток в индуктивности начинает спадать, и при нулевом значении тока транзистор T вновь включается. Далее процесс повторяется с достаточно высокой частотой. Усредненный ток i_{cp} в индуктивности оказывается синусоидальным по форме и почти совпадающим по фазе с выпрямленным напряжением. Таким образом, благодаря схеме корректора достигается высокое значение коэффициента мощности.

К недостаткам приведенной схемы корректора коэффициента мощности (ККМ) следует отнести отсутствие стабилизации выходного напряжения $u_{вых}$. При изменении напряжения сети или нагрузки выходное напряжение ККМ будет также изменяться. Для получения стабильного выходного напряжения в схему ККМ вводится дополнительная обратная связь по выходному напряжению.

Вопросы для самопроверки

1. Какое напряжение должны выдерживать диоды в мостовой схеме выпрямителя, подключенного под напряжение сети?
2. Коэффициент стабилизации у параметрического стабилизатора больше или меньше 1?
3. В чем отличие компенсационного стабилизатора напряжения от импульсного?
4. Как отразится на работе мостового выпрямителя обрыв одного из диодов?

5. СХЕМОТЕХНИКА ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Цифровыми электронными устройствами (ЦЭУ) называют устройства, предназначенные для получения, хранения и преобразования средствами электронной техники дискретной информации, представляемой цифровыми кодами. При построении различных ЦЭУ используется специальный математический аппарат. Его составными частями служат представление о системах счисления и теория булевых функций.

5.1. Системы счисления

Системой счисления называют способ изображения произвольного числа ограниченным набором символов, называемых цифрами. В зависимости от способа записи чисел системы счисления делятся на непозиционные (римская система) и позиционные. В современных ЭВМ используют только позиционные системы счисления, где значение цифры в числе определяется ее позицией. В позиционных системах счисления количество наименований равно количеству используемых в них цифр. Например, в десятичной системе используются десять цифр от 0 до 9. Любое положительное число A можно представить:

$$A = a_n \cdot 10^n + a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \dots + a_1 \cdot 10^1 + a_0 \cdot 10^0 + a_{-1} \cdot 10^{-1} + \dots + a_{-m} \cdot 10^{-m},$$

где 10 – основание системы, a – коэффициент $a \in [0..9]$, n, m – целые числа. Например, число 123,4:

$$123,4 = 1 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0 + 4 \cdot 10^{-1}$$

(2 1 0 -1) – разряды

Места, занимаемые цифрами числа, называются разрядами. При цифровой обработке информации широко используются следующие системы счисления:

1. Двоичная система счисления. Здесь для записи чисел используются две цифры: 0 и 1. Любое положительное число в двоичной системе записывается в виде:

$$B = b_n \cdot 2^n + b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + b_1 \cdot 2^1 + b_0 \cdot 2^0 + b_{-1} \cdot 10^{-1} + \dots + b_{-m} \cdot 2^{-m}$$

Здесь 2 – основание системы, $b \in [0, 1]$.

При записи чисел знаки «+» и основание системы со степенью опускают, а дробная часть отделяется запятой:

$$B = b_n b_{n-1} \dots b_1 b_0, b_{-1} \dots b_{-m}.$$

Число $10_{10} = 1010_2$.

Из примера видно, что в двоичной системе единица каждого разряда «весит» в два раза больше соседнего разряда. Поэтому для записи некоторого числа в двоичной системе счисления необходимо иметь больше разрядов, чем в десятичной. Несмотря на это, двоичная система широко применяется в цифровой технике благодаря тому, что для изображения одного разряда числа требуется элемент с двумя устойчивыми состояниями (0 и 1). Двоичную цифру, принимающую значение 0 или 1 называют битом.

2. Восьмеричная система счисления. Достоинством является то, что запись числа в ней оказывается в три раза короче записи этого же числа в двоичной системе, а перевод из восьмеричной в двоичную и наоборот очень просты. Например, отделив по три знака справа (их называют триадами), получим

$$10 \ 111 \ 110_2 = 276_8$$

Здесь второй разряд восьмеричного числа (цифра 2) представлена триадой 010, первый разряд (цифра 7) – 111, нулевой разряд (цифра 6) представлена 110.

3. Шестнадцатеричная система счисления. За основание степени взято число 16, поэтому помимо десяти цифр используются еще и шесть букв:

$$1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F$$

$$(10 \ 11 \ 12 \ 13 \ 14 \ 15).$$

Перевод из шестнадцатеричной системы в двоичную и обратно аналогичен преобразованиям чисел восьмеричной системы с той разницей, что вместо триад используются тетрады (по четыре знака):

$$2E9D4_{16} = 0010 \ 1110 \ 1001 \ 1101 \ 0100$$

4. Двоично-десятичная система счисления. Используется часто вместо десятичной и как шестнадцатеричная за исключением того, что вся тетрада может принимать значения 0...9 (A, B, C, D, E, F не используются). Перевод из двоично-десятичной системы в двоичную осуществляется также, как и перевод из шестнадцатеричного числа в двоичную систему. Однако в этом случае возможна ситуация, когда значение тетрад могут быть равны десятичным числам от 10 до 15. Подобные тетрады не предусматриваются двоично-десятичным ко-

дом и называются псевдотетрадами. Для их исключения проводят специальные операции преобразования.

5.2. Элементы теории булевой алгебры

Булева алгебра названа в честь ее разработчика ирландского математика Джорджа Буля. Также ее называют алгеброй логики. Она изучает взаимосвязь между простыми высказываниями, образуя сложные высказывания. Если значение истинности не зависит от других высказываний, оно называется *простым*, если же значение истинности зависит от значений истинности составляющих его высказываний, то – *сложным*. С точки зрения алгебры Буля простое высказывание может принимать только два значения – истина и ложь (1 и 0). Таким образом, простое высказывание является двоичной переменной.

Функцией алгебры логики n -переменных называют функцию $F(x)$, однозначно сопоставляющую каждому конкретному набору значений 0 или 1 переменных $(x_0, x_1, x_2, \dots, x_n)$ одно из двух возможных значений 0 или 1 самой функции.

Функция $F(x)$ может быть задана словесным описанием, таблицей или аналитическим способом. Аналитически заданные функции по определенным правилам могут преобразовываться и упрощаться. Можно также минимизировать булевы функции с помощью карт Карно. Однако все эти методы рассматриваются в других курсах.

Наиболее часто используются следующие булевы функции.

1. Логическое отрицание НЕ (инверсия) – преобразует истинное высказывание в ложное и наоборот, символически записывается $y = \bar{x}$ – y равен НЕ x .

2. Логическое сложение ИЛИ (дизъюнкция) – результат – сложное высказывание будет истинным, если истинно хотя бы одно из простых высказываний, и ложным, если ложны все простые высказывания. Символически

$$y = x_1 + x_2 + x_3 + \dots \quad \text{или} \quad y = x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee \dots$$

3. Логическое умножение И (конъюнкция) аналогично ИЛИ, но при этом сложное высказывание считается истинным только тогда, когда истинны все простые высказывания. Символически

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots \quad \text{или} \quad y = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3 \wedge \dots$$

С их помощью можно реализовать сколь угодно сложную логическую операцию.

Более сложные операции:

4. Отрицание логического сложения ИЛИ–НЕ («стрелка Пирса»):

$$y = \overline{x_1 + x_2} \quad \text{или} \quad y = x_1 \downarrow x_2 \quad \text{или} \quad y = \overline{x_1 \vee x_2};$$

5. Отрицание логического умножения И–НЕ («штрих Шеффера»):

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} \quad \text{или} \quad y = x_1 / x_2 \quad \text{или} \quad y = \overline{x_1 \wedge x_2};$$

6. Исключающее ИЛИ аналогично операции ИЛИ за исключением ситуации истинности всех простых высказываний – тогда результат сложного высказывания ложен. Символически

$$y = x_1 \oplus x_2 \quad \text{или} \quad y = x_1 \nabla x_2.$$

В табл. 5.1 сведены значения двоичной переменной y для приведенных операций. Такие таблицы называют *таблицами истинности*.

Таблица 5.1

x_1	x_2	ИЛИ	И	ИЛИ– НЕ	И–НЕ	И ИЛИ
0	0	0	0	1	1	0
0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	1	0	0	0

Алгебра логики широко используется в теории цифровой техники, в которой используются устройства с двумя устойчивыми состояниями. При этом одно из этих состояний соответствует, например, высокому уровню напряжения и обозначается 1, а соответствующее низкому уровню напряжения – 0.

Для упрощения выражений булевых функций используется алгебра логики. Большинство правил алгебраических преобразований совпадает с правилами обычной алгебры, но имеются также специфические операции.

Аксиомы:

$1 + A = 1;$	$0 + A = A;$	$A + A = A;$	$A + \bar{A} = 1;$	
$0 \cdot A = 0;$	$1 \cdot A = A;$	$A \cdot A = A;$	$A \cdot \bar{A} = 0;$	$\bar{\bar{A}} = A.$

Законы коммутативности: $A + B = B + A$, $A \cdot B = B \cdot A$.

Законы ассоциативности: $A + B + C = A + (B + C)$,
 $A \cdot B \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$.

Законы дистрибутивности: $A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$,

$$A + (B \cdot C) = (A + B)(A + C).$$

Законы дуальности: $\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$, $\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$.

Законы поглощения: $A + A \cdot B = A$, $A(A + B) = A$.

Соответственно логическим операциям выпускаются логические элементы, их реализующие.

5.3. Логические элементы

Логическими элементами (ЛЭ) называются функциональные устройства, с помощью которых реализуются элементарные логические функции (рис.5.1). Они обычно используются для построения сложных преобразователей цифровых сигналов комбинационного типа, в которых *отсутствует внутренняя память*. Сигналы на их выходах в любой момент однозначно определяются сочетаниями сигналов на входах и не зависят от предыдущих состояний схемы. Характерной особенностью комбинационных устройств является отсутствие петель обратной связи.

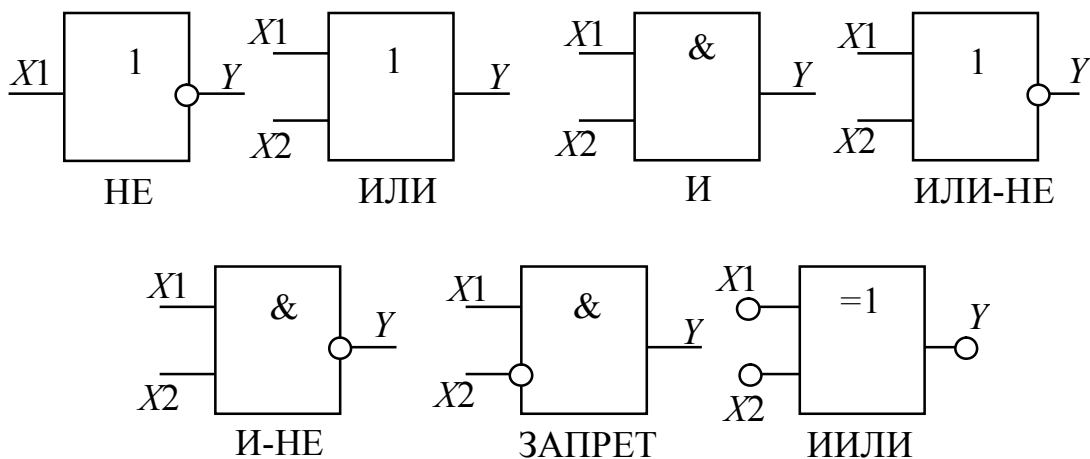


Рис. 5.1. Обозначение простейших логических элементов

ЛЭ выполняются в виде ИМС, в которых чаще всего используется, так называемая *положительная логика*: логическая 1 соответствует высокому, а логический 0 – низкому уровням напряжения. Если наоборот, то логика отрицательная

5.4. Структура и принципы действия логических элементов интегральных микросхем

В зависимости от компонентов логического элемента и способа их соединения различают следующие типы логик:

- диодно-транзисторная логика (ДТЛ) – одна из первых исторически, сейчас практически не применяется;
- транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ);
- эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ);
- инжекционно-интегральная логика (И²Л, ИИЛ);
- на МДП-транзисторах (КМОП) и др.

ТТЛ-элементы используют во входной цепи биполярный многоэмиттерный транзистор (классическая схема). Это наиболее отработанный и широко используемый тип логики (рис. 5.2). Если $X_1 = X_2 = 1$ (U_{ex}^1), то возникает коллекторный ток (инжекция эмиттера) многоэмиттерного транзистора (МЭТ), открывается транзистор $VT2$. На резисторе $R4$ создается «+» напряжения, которое открывает до насыщения транзистор $VT4$. На входе логического элемента формируется напряжение низкого уровня (лог. 0), транзистор $VT3$ закрыт.

Если хотя бы на один вход подать напряжение U_{ex}^0 , то соответственно эмиттерный переход смещается в прямом направлении. Эмиттерный ток протекает через резистор $R1$, следовательно, ток I_{Kv1} уменьшается, и транзистор $VT2$ закрывается. К базе транзистора $VT4$ прикладывается ноль вольт, следовательно, он закрывается, к базе транзистора $VT3$ прикладывается потенциал $\varphi > 0.6$ В и он открывается. Возникает ток через резистор $R3$, транзистор $VT3$, диод $VD3$, нагрузку, формирующий напряжение $U_{вых}^1$.

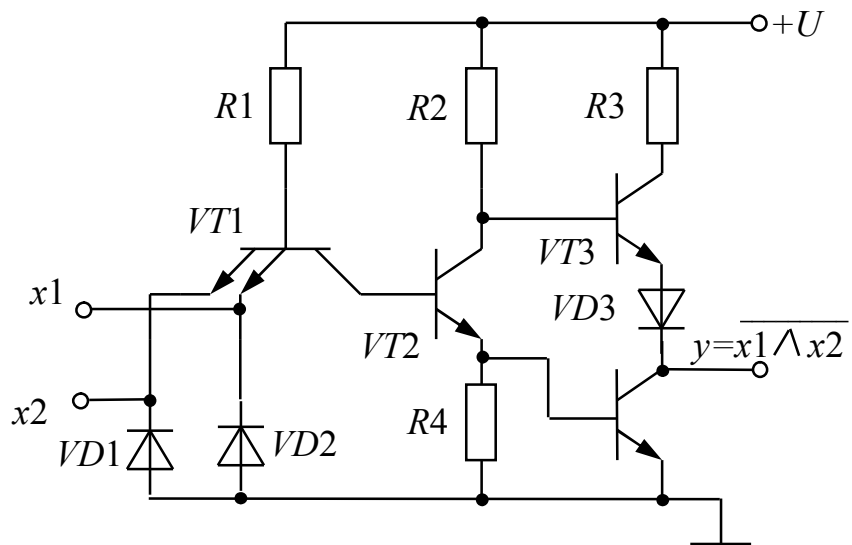


Рис. 5.2. Базовая схема ТТЛ-элемента

Рассмотренный логический элемент имеет двухтактный выходной каскад. Существуют логические элементы с так называемым «открытым коллектором» их применяют для создания, например, элемента «монтажное ИЛИ», а также для «бесконтактных» схемных решений, высоковольтных нагрузок (десятки вольт), например микросхема К155ЛП9 – до 30 В.

Есть вариант – ТТЛШ-логики (с диодами Шоттки), применение которого примерно в пять раз ускоряет переключение транзисторов, следовательно, возрастает быстродействие. По принципу работы ТТЛШ-элементы в основном подобны обычным ТТЛ-элементам, но отличаются от них, помимо применения транзисторов с барьером Шоттки, более сложной схемой инвертора, что позволяет увеличить его нагрузочную способность и снизить влияние технологического разброса параметров транзисторов на эксплуатационные характеристики ТТЛШ-элементов при их массовом выпуске.

Однако существенному повышению экономичности всех ТТЛ-схем препятствует то, что по принципу работы они в статических состояниях потребляют входные токи $I_{вх}^0$ и $I_{вх}^1$.

КМОП-логика. Применение полевых транзисторов, обладающих высоким входным сопротивлением, позволило разработать весьма экономичные логические элементы, потребляющие энергию источников питания только в режиме переключения и практически не потребляющие ее в статических состояниях (0 и 1). Из всех возможных типов полевых транзисторов в современных схемах ИЛЭ большее распространение получили МОП-транзисторы с индуцированным каналом, а из многочисленных серий цифровых ИС – КМОП-микросхемы. Сокращение КМОП означает применение в схемах инверторов взаимодополняющих (комплементарных) пар транзисторов со структурой металл – окисел – полупроводник, но с каналами различных типов проводимости. Более простая по сравнению с биполярными транзисторами технология получения МОП-транзисторов с индуцированным каналом и КМОП-схемотехника позволила создать весьма экономичные микросхемы высокой степени интеграции.

КМОП-инвертор (рис. 5.3) содержит комплементарную пару МОП-транзисторов VT_1 и VT_2 , индуцированные каналы которых (соответственно, p - и n -типов) включены последовательно.

При низком (нулевом) уровне напряжения на затворах транзисторов VT_1 и VT_2 потенциал затвора VT_1 окажется ниже потенциала его истока и подложки типа n , в результате чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа p . Транзистор VT_1 открывается, n -канальный транзистор VT_2 закрыт, и на выходе инвертора появляется высокий уровень напряжения.

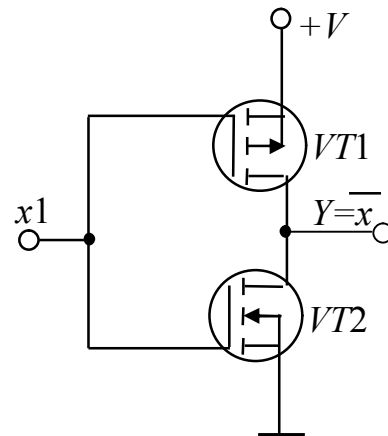


Рис. 5.3. Схема КМОП-инвертора

С другой стороны, при высоком уровне напряжения на затворах транзисторов VT_1 и VT_2 потенциал затвора VT_2 будет выше потенциала истока и подложки типа p , из-за чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа n . Транзистор VT_2 открывается, p -канальный транзистор VT_1 , закрыт, и на выходе появляется низкий уровень напряжения.

Поскольку в цепях затворов полевых транзисторов токи практически отсутствуют, в статических состояниях КМОП-микросхемы не потребляют энергии от источника питания. Кратковременные импульсы тока возникают только в моменты переключения инвертора из одного состояния в другое.

Недостаток микросхем на полевых транзисторах – несколько меньшее быстродействие по сравнению с ТТЛ- и ТТЛШ-элементами. Помимо рассмотренных существуют логические элементы других типов, например, ЭСЛ-элементы (эмиттерно-связанная логика), обладающие высоким быстродействием. Однако увеличение быстродействия в них достигается ценой значительно большего потребления энергии источника питания.

В настоящее время выпускается большое количество ИЛЭ в составе микросхем различных серий. Выбор подходящих ИЛЭ при построении более сложных ЦЭУ производится по некоторым их параметрам. К числу этих параметров помимо напряжения питания и

средней мощности потребления P_{cp} (равной полусумме мощностей потребления в состоянии 1 и 0) относятся: вид реализуемых булевых функций или некоторой их комбинации, коэффициент разветвления по выходу, характеризующий нагрузочную способность ИЛЭ, время задержки распространения сигнала, определяющее быстродействие элемента, и др.

Перед обозначением типа логического элемента обычно цифрой указывают количество его входов. Если в составе ИЛЭ, реализующего некоторую комбинацию булевых функций, имеются однотипные логические элементы, их количество указывают цифрой слева, за которой следует символ X . Наконец, в одном корпусе ИС может быть выполнено несколько однотипных ИЛЭ. При описании состава такой ИС обозначение ИЛЭ помещают в круглые скобки, а перед ними цифрой указывают количество элементов в одном корпусе. Например, описание 2 (2·2И – 2ИЛИ – НЕ) соответствует ИС, содержащей в одном корпусе два однотипных комбинированных логических элемента. Каждый из них представляет собой два двухвходовых элемента И, выходы которых подключены к двухвходовому элементу ИЛИ – НЕ.

В последнее время широкое распространение получили логические элементы, в которых при наличии специального управляющего импульса возможно отключить их выходы от нагрузки. Такое управляемое отключение выхода ИЛЭ называют переходом в третье состояние. Обычно в схемах ИЛЭ с третьим состоянием применяют инверторы, но помимо обычных двух состояний: 1 и 0, когда один из выходных транзисторов заперт, в них предусмотрено третье состояние, при котором одновременно закрыты все транзисторы выходного каскада.

Для характеристики общего уровня достижений в схемотехнике и технологии производства различных типов ИС применяют обобщенный параметр, называемый работой переключения A (работа по переносу одного бита информации со входа на выход ИЛЭ). Работа переключения A равна произведению средней мощности потребления P_{cp} на среднюю задержку распространения t_3 ($A = P_{\text{cp}} t_3$). Если P_{cp} взять в милливатах (мВт), а t_3 – в наносекундах (нс), работа переключения A будет выражаться в пикоджоулях (пДж).

Наименьшая работа переключения в наиболее совершенной из серий ИС на биполярных транзисторах (ТТЛШ серия 1533) в основ-

ном достигнута путем существенного повышения их быстродействия. Более низкая работа переключения ИЛЭ на полевых транзисторах (при типичных значениях задержки КМОП-микросхем порядка нескольких десятков наносекунд) объясняется малым значением $P_{\text{ср}}$. Дальнейшего снижения значений A для современных лучших ИС этого типа удалось достигнуть лишь после создания МОП-транзисторов с исключительно малой (до 1,2 мкм) длиной канала.

Сравнительная характеристика логических элементов разных типов

ТТЛ по принципу построения и работе близка к ДТЛ, но отличается более высоким быстродействием, помехозащищенностью и надежностью, имеет большую нагрузочную способность и меньшую потребляемую мощность. ТТЛ к тому же более компактна. ТТЛ (ТТЛШ) относится к быстродействующей логике и среднего быстродействия.

ЭСЛ, элементную базу которого составляют устройства на переключателях тока, отличается высоким быстродействием (сверхбыстродействующая логика). Дифференциальный каскад обеспечивает высокую помехоустойчивость, стабильность параметров, но для ЭСЛ характерно большое потребление мощности (их применяли в ЭВМ ЕС).

Логический элемент И²Л содержит транзисторы с так называемым инжекционным питанием (имеют дополнительный вывод – инжектор). Достоинством И²Л являются высокая степень интеграции, большое быстродействие, способность работать при очень малых токах (единицы миллиампер) и малых $U_{\text{пит}}$.

Обозначения логических элементов

Общие сведения о микросхеме указываются в ее условном обозначении, нанесенном на корпусе ИС. Оно включает номер серии ИС (обычно три или четыре цифры), перед которым может быть одна или две буквы. У микросхем широкого применения первой ставят букву К, вторая буква характеризует материал корпуса для защиты от воздействия внешней среды (Р – пластмассовый, М или С – металло- или стеклокерамический, соответственно). За номером серии

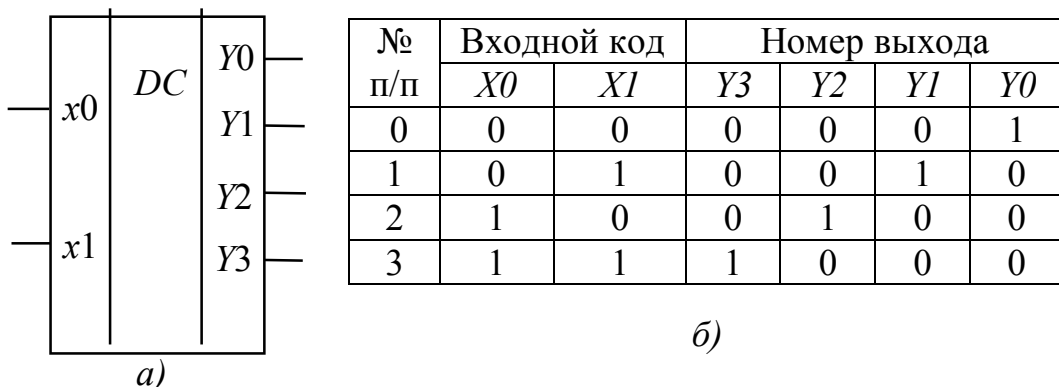
следует две буквы, поясняющие функциональное назначение ИС. Для всех ИЛЭ первой из них следует буква Л, вторая буква определяет тип логического элемента (И – элемент И, Л – ИЛИ, Н – НЕ, Д – расширитель по ИЛИ, А – элемент И – НЕ, Е – элемент ИЛИ – НЕ, Р – комбинированный элемент И – ИЛИ – НЕ). Цифра в конце условного обозначения соответствует порядковому номеру разработки ИС в составе данной серии. Например, микросхема КР1533ЛА24 представляет собой ИС широкого применения (первая буква К), в пластмассовом корпусе (вторая буква Р), имеет номер серии 1533 (ТТЛШ-схемотехника), относится к группе ИЛЭ (буква Л), а по функциональному назначению это элемент типа И – НЕ (вторая буква А) с порядковым номером разработки 24.

5.5. Комбинационные электронные устройства

Комбинационными называют цифровые электронные устройства (ЦЭУ), состояние n выходов которых полностью определяется совокупностью логических сигналов, присутствующих на m его информационных входах. Устройства комбинационной логики можно представить в виде функции

$$Y_i = F(x_1 \dots x_k).$$

Дешифратор (преобразователь кода) – это устройство для преобразования кода числа на входе (комбинации входных сигналов) в сигнал на определенном выходе. Дешифраторы преобразуют: двоичный код, двоично-десятичный код, код Грея. Например, *преобразователь двоичного кода* – полный дешифратор 2×4 (рис. 5.4, а, б).



5.4. Дешифратор двоичного кода: а – обозначение; б – таблица истинности

Если при n входах дешифратор имеет $m = 2^n$ выходов, то такой дешифратор называется полным, при $m < 2^n$ – неполным или частичным.

Двоично-десятичный дешифратор преобразует двоичный код в семисегментный (неполный). Он используется при выводе числа на знаковый семисегментный индикатор (например, в часах).

Шифратор – устройство, осуществляющее двоичное кодирование сигналов. Обратен дешифратору двоичных сигналов. В простейшем случае шифратор сопоставляет активному уровню на одном из входов двоичный выходной код. При этом количество его выходов всегда меньше, чем входов. Например, при четырех входах будет два выхода (рис 5.5).

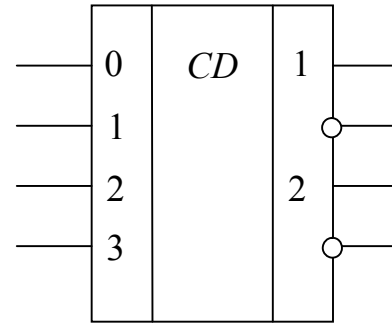


Рис. 5.5. Условное обозначение шифратора

В состав большинства серий микросхем входит приоритетный шифратор. Он отличается тем, что в нем допускается одновременная подача логической единицы на несколько входов одновременно. При этом код выходного сигнала будет соответствовать старшему номеру выхода из всех входов, на которые логическая единица подана. Приоритетный шифратор работает как обычный, если сигнал подается только на один из выходов. Примерами приоритетных шифраторов могут служить микросхемы КМ555ИВ1, К555ИВ3.

Преобразователями кодов называются логические устройства, с помощью которых код одного вида преобразуется в код, построенный по другому закону, например, двоичный – в двоично-десятичный и т.д.

У преобразователей кодов после условного обозначения пишут X/Y или A/B , что обозначает, что код A преобразуется в код B , или пишут общепринятые названия кодов, например $GRAY/BIN$ – преобразователь кода Грея в двоичный (бинарный) код.

В условных обозначениях микросхем о принадлежности к преобразователям кода говорят буквы ПР.

В преобразователях кода законы их функционирования обычно задаются с помощью соответствующей таблицы

Используя логические функциональные узлы, можно реализовать практически любой преобразователь кода. Однако эта задача

решается неоднозначно. Эффективность решения во многом зависит от опыта разработчика.

Существует следующий подход к построению преобразователей кода (на техническом жаргоне его иногда называют декодер–кодер). Сущность его заключается в том, что входные сигналы подаются на дешифратор. Сигналы с выхода дешифратора подаются на входы шифратора, число выходов у которого равно числу выходов для кода, в который производится преобразование. Структура «декодер – кодер» обычно является более выгодной при построении преобразователей кодов из готовых микросхем по сравнению со структурами на отдельных логических элементах. Выгоды, получаемые при ее использовании, во многом послужили толчком для выпуска микросхем программируемых логических матриц.

Промышленностью выпускаются специальные микросхемы преобразователей кода, например, преобразователи двоично–десятичного кода в двоичный К155ПР6.

Мультиплексор – логическое устройство для последовательного опроса нескольких двоичных переменных и передачи их на один выход. Простейший мультиплексор можно представить в виде ключа, управляемого сигналом A . В зависимости от этого сигнала на выход пройдет или сигнал x_0 , или x_1 .

Мультиплексор на четыре входа (рис.5.6) должен иметь два управляющих сигнала A_0 и A_1 (на восемь входов – три управляющих сигнала A_0 , A_1 и A_2).

Таким образом, количество адресных входов (управляющих сигналов) должно быть таким, что бы в двоичном коде адресовать все входы.

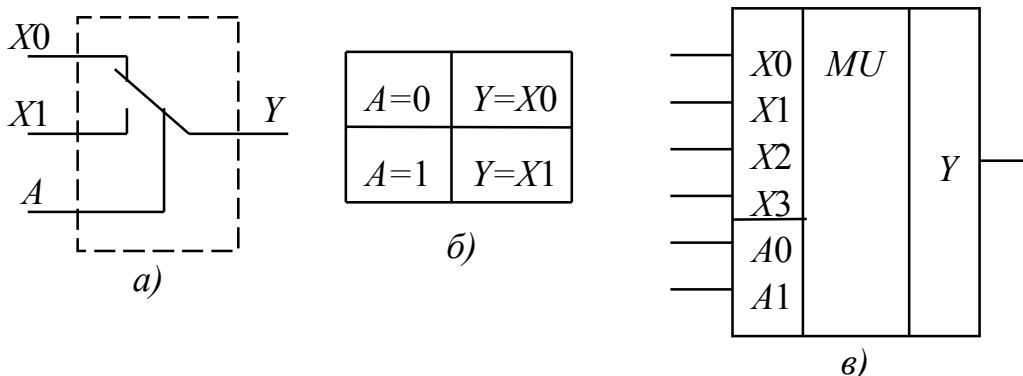


Рис. 5.6. Мультиплексор: a – схема работы; $б$ – таблица соответствия сигналов; $в$ – условное графическое обозначение

На основе мультиплексов может быть реализована любая логическая функция, что часто используется в программируемых логических элементах.

Демультимплексор – устройство, выполняющее передачу информации, поступающей по одной линии, на несколько выходных линий, т.е. преобразование, обратное действию мультиплексора. Поскольку функции демультимплексора сходны с функциями дешифраторов, их условное обозначение сделано одинаковым, а именно ИД. Например, дешифратор К155ИД3 можно использовать в качестве демультимплексора.

В составе интегральных микросхем имеются коммутационные микросхемы, которые способны пропускать сигналы в обоих направлениях. Их называют мультиплексорами-демультимплексорами. Например, ИМС 590КН1 имеет восемь входов/выходов и может служить мультиплексором или демультимплексором.

Сумматор – устройство, выполняющее операцию сложения цифровых кодов двух чисел.

Простейший сумматор двух двоичных переменных A и B (рис.5.7) имеет два входа для двоичных чисел A и B , выход для суммы S (результат сложения в разряде, вес которого равен весу операнда) и выход C для переноса в следующий сумматор

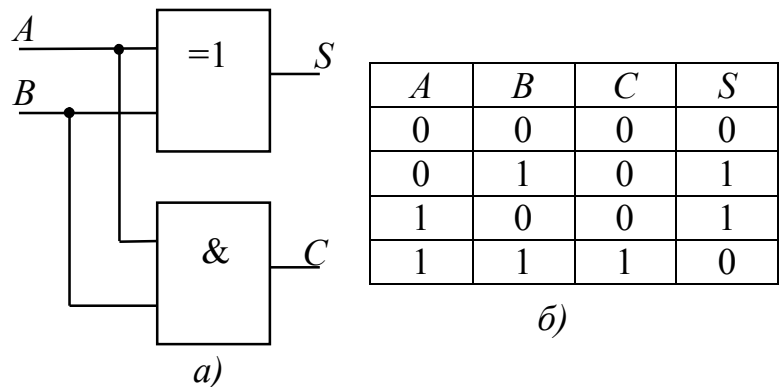


Рис. 5.7. Сумматор двух двоичных переменных: a – схема сумматора; b – таблица истинности

(C равен 1, если веса S не хватает для отражения результата).

Для построения многоразрядных сумматоров необходимо учитывать многоразрядный перенос из младшего разряда в старший.

$$S_i = A_i \oplus B_i \oplus C_i; C_i = (A_i \wedge B_i) \vee (B_i \wedge C_{i-1})$$

Сумматор двухразрядных чисел (рис.5.8) имеет четыре входа (по два на каждое число), два выхода для записи суммы в виде двухразрядного числа ($S0$ и $S1$) и выходы для учета переноса (при $C0 = 1$ к результату добавляется единица для учета переноса от сложения более младших разрядов). Сумматор выпускают в интегральном исполнении (например, К155ИМ2).

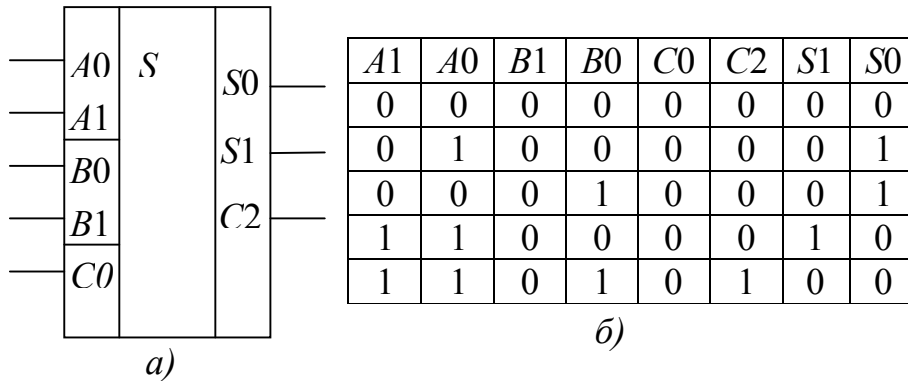


Рис. 5.8. Сумматор двухразрядных чисел:
a – обозначение; *б* – таблица истинности

Применяются последовательные и параллельные многоразрядные сумматоры. У сумматора с параллельным переносом время выполнения операции суммирования значительно меньше, чем у последовательного сумматора. Для чисел большой разрядности применяют сумматоры с групповым переносом. Такой сумматор получают из нескольких сумматоров меньшей разрядности (например, для сложения 32-разрядных чисел применяют четыре группы по восемь разрядов). При этом используется последовательный или параллельный межгрупповой перенос.

Выпускаются другие арифметические устройства – двоичный умножитель, сумматоры – вычитатели, схемы контроля четности и другие, а также многофункциональные устройства комбинаторной логики – арифметико-логические устройства.

Арифметико-логические устройства (АЛУ) выполняют арифметические и логические операции над двумя операндами. Основой АЛУ (рис. 5.9) служит сумматор, схема которого дополнена логикой, расширяющей функциональные возможности АЛУ и обеспечивающей перестройку с одной операции на другую.

Обычно АЛУ четырехразрядны и для наращивания разрядности объединяются. Например, четырехразрядное АЛУ

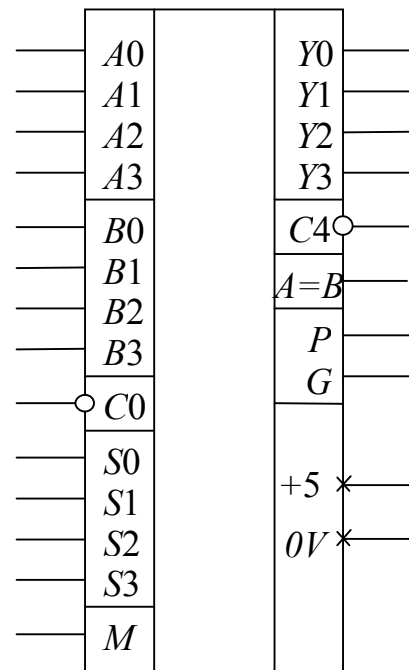


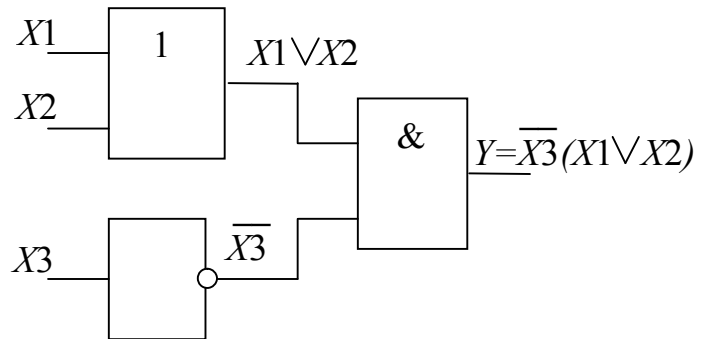
Рис. 5.9. Арифметико-логическое устройство К1533ИПЗ

К1533ИПЗ выполняет шестнадцать арифметических и шестнадцать логических операций. АЛУ имеет 24 вывода, назначение которых приведены ниже: A, B – четырехразрядные входы; $C0$ – вход переноса; S – код операции; M – выбор режима арифметический – логический; Y – выход результата; $C4$ – выход переноса; $A = B$ – выход равенства операндов; P, G – выходы для организации параллельного переноса.

Синтез устройств комбинационной логики. Некоторые устройства, выполняющие определенные логические операции, могут быть построены на простых логических элементах. Дана, например, следующая таблица истинности (рис. 5.10):

$X1$	$X2$	$X3$	Y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1

а)



б)

Рис. 5.10. Таблица истинности (а) и схема устройства (б) $Y = \overline{X3}(X1 \vee X2)$, реализующего логические операции, заданные таблицей

Выбираем строки, где $Y = 1$. Записываем логическое выражение этой функции, опуская знаки логического И, и преобразуем, используя правила преобразования булевых функций:

$$Y = \overline{X_1}X_2\overline{X_3} \vee X_1\overline{X_2}\overline{X_3} \vee X_1X_2\overline{X_3} = \overline{X_3}(\overline{X_1}X_2 \vee X_1\overline{X_2} \vee X_1X_2) = \overline{X_3}(\overline{X_1}X_2 \vee X_1) = \overline{X_3}(X_1 \vee X_2)$$

Результат преобразований реализуется схемой (рис.5.10). Если Y содержит больше нулей чем единиц, то логическая сумма записывается для нулей.

5.6. Триггеры

Триггер – логическое устройство, имеющее два устойчивых состояния, переход которого из одного состояния в другое осуществляется под воздействием управляющих сигналов.

Устойчивые состояния можно принять в качестве логической информации 0 и 1. В таком случае триггер можно использовать в качестве запоминающего устройства, которое хранит один разряд числа, представленного в двоичном коде.

Состояние триггера определяется по выходному сигналу. При этом говорят, что триггер установлен, если на его выходе присутствует логическая 1, и сброшен, – если 0. В триггерах с *прямым* управлением активным уровнем считается уровень логической 1, а в триггерах с *инверсным* управлением – уровень логического 0. После переключения триггера входной активный уровень может быть снят, но триггер продолжает оставаться в том состоянии, которое он приобрел под воздействием этого сигнала. Для удобства использования триггеры имеют два выхода, один из которых называют *прямым* Q , а другой – *инверсным* \bar{Q} . Если триггер установлен (в состоянии 1), на его прямом выходе будет логическая 1, а на инверсном – логический 0.

Помимо информационных входов, обозначаемых буквами R, S, J, K, D, T , триггеры могут содержать и вспомогательные (управляющие) входы, например, предварительной установки или вход синхронизации C .

Триггеры, которые реагируют на информационные сигналы только при наличии сигнала синхронизации, называют *синхронными*. В отличие от них *асинхронные* триггеры реагируют на информационные сигналы в момент их поступления. Синхронные триггеры, в свою очередь, могут быть со статическим и динамическим управлением. Для того чтобы синхронный триггер со статическим управлением смог воспринимать сигналы на информационных входах, на его входе синхронизации C должен присутствовать уровень логической 1. Синхронный триггер со динамическим управлением реагирует на информационные сигналы только в момент изменения сигнала на C -входе от 0 до 1 (прямой динамический C -вход), либо от 1 до 0 (инверсный динамический C -вход). На рис. 5.11, $a, б$ показаны соответ-

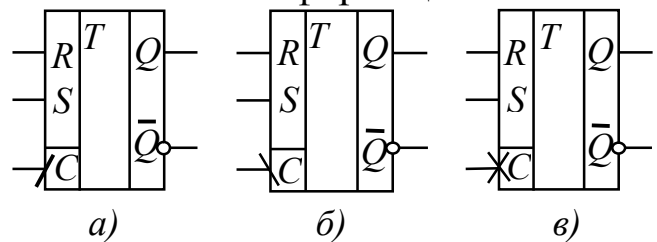


Рис.5.11. Обозначение синхронного триггера: a – с динамическим прямым C -входом; $б$ – с динамическим инверсным C -входом; $в$ – со статическим управлением

На рис. 5.11, $a, б$ показаны соответ-

ственно обозначения синхронного триггера с прямым и инверсным динамическим управлением.

Для синхронного триггера со статическим управлением иногда используют обозначение C -входа, показанное на рис.5.11,в, но чаще всего у C -входа вообще не ставят никаких специальных значков.

По функциональным возможностям различают:

- триггер с отдельной установкой состояний 0 и 1 (триггер с установочными входами, RS -триггер);
- триггер со счетным входом (счетный триггер, T -триггер);
- триггер задержки с приемом информации по одному входу (D -триггер);
- универсальный триггер с информационными входами K и J (JK -триггер).

Для полного описания триггера достаточно задать закон его функционирования и структурную схему.

Асинхронный RS -триггер с отдельной установкой состояний 1 и 0 имеет всего лишь два информационных входа: S (вход установки) и R (вход сброса). При активном уровне сигнала на входе установки S и пассивном уровне на входе сброса R триггер, независимо от предыдущего состояния, принимает на выходе Q состояние 1. С другой стороны, при активном уровне сигнала на входе сброса R и пассивном уровне на входе S независимо от предыдущего состояния триггер переводится в состояние $Q=0$ (сбрасывается). При пассивном уровне сигнала на обоих входах состояние триггера не изменяется (режим хранения предыдущего состояния). Наконец, последняя из возможных комбинаций, когда на обоих входах одновременно присутствуют активные уровни, для триггеров этого типа просто запрещается, так как по описанному закону работы его выходное состояние будет непредсказуемым.

Сформулированный словесно закон функционирования асинхронного RS -триггера представлен в виде *таблицы переходов триггера* (рис. 5.12, а), где обозначено Q^t – выходное состояние триггера до момента подачи соответствующей комбинации уровней ($R^t S^t$) на его информационные входы, Q^{t+1} – состояние триггера после этого момента, A – активный, Π – пассивный уровень. RS -триггер можно построить из логических элементов И – НЕ или двух ИЛИ – НЕ (рис. 5.12).

№	R^t	S^t	Q^t	Q^{t+1}	Режим
0	П	П	Q^t	Q^t	Хранение
1	П	А	Q^t	1	Установка в 1
2	А	П	Q^t	0	Сброс в 0
3	А	А	Q^t	Не определено	Запрещенная комбинация на входах

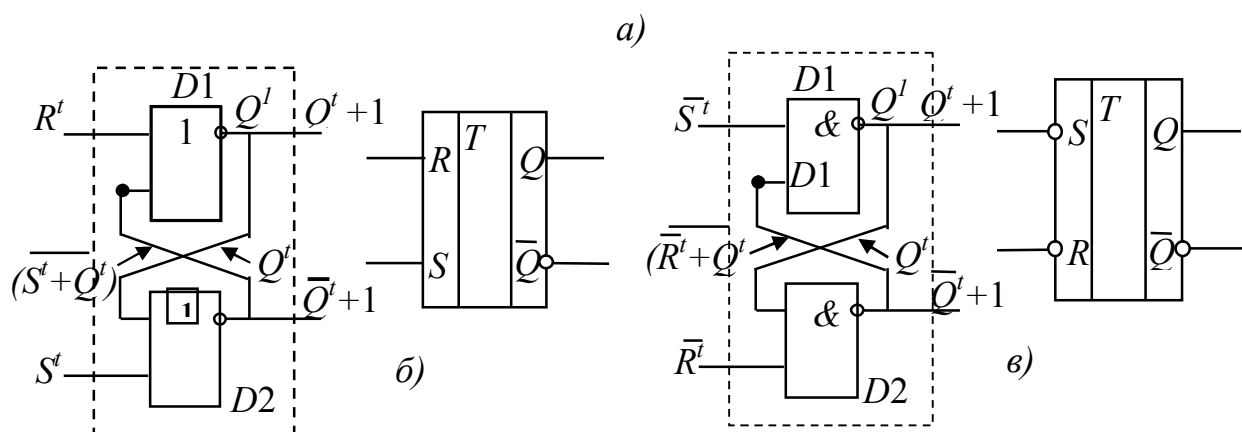


Рис. 5.12. *RS*-триггер: а – таблица переходов асинхронного *RS*-триггера, б – с прямым управлением на элементах ИЛИ – НЕ, в – с инверсным управлением на элементах И – НЕ

Если на вход R элемента $D1$ (рис. 5.12, б) подана 1, то на выходе этого элемента ИЛИ – НЕ будет 0, а на выходе другого элемента $D2$ будет 1, поскольку выход $D1$ соединен с одним из входов $D2$. При подаче на вход S элемента $D2$ сигнала высокого уровня (1), на его выходе будет 0, а на входе элемента $D1$ будет 1, поскольку выход $D2$ соединен с одним из входов $D1$. Рассуждая аналогично, получим схему асинхронного *RS*-триггера, с инверсным управлением на элементах И – НЕ (рис. 5.12, в)

Триггером задержки (*D*-триггером) называют синхронный триггер (рис. 5.13, а), выходное состояние которого совпадает с сигналом на его единственном информационном входе (*D*-входе), которое тот имел на предыдущем такте импульсов синхронизации.

Сигнал на выходе Q начинает повторять сигнал на *D*-входе во время действия синхронизирующего импульса. Это значение хранится в триггере до прихода следующего синхронизирующего импульса. Примером *D*-триггера может служить микросхема К155ТМ2 – два *D*-триггера с асинхронными входами (рис. 5.13, а). На рис. 5.13, б приведены временные диаграммы, иллюстрирующие прохо-

ждение входного сигнала D на выход Q при различных сигналах синхронизации C .

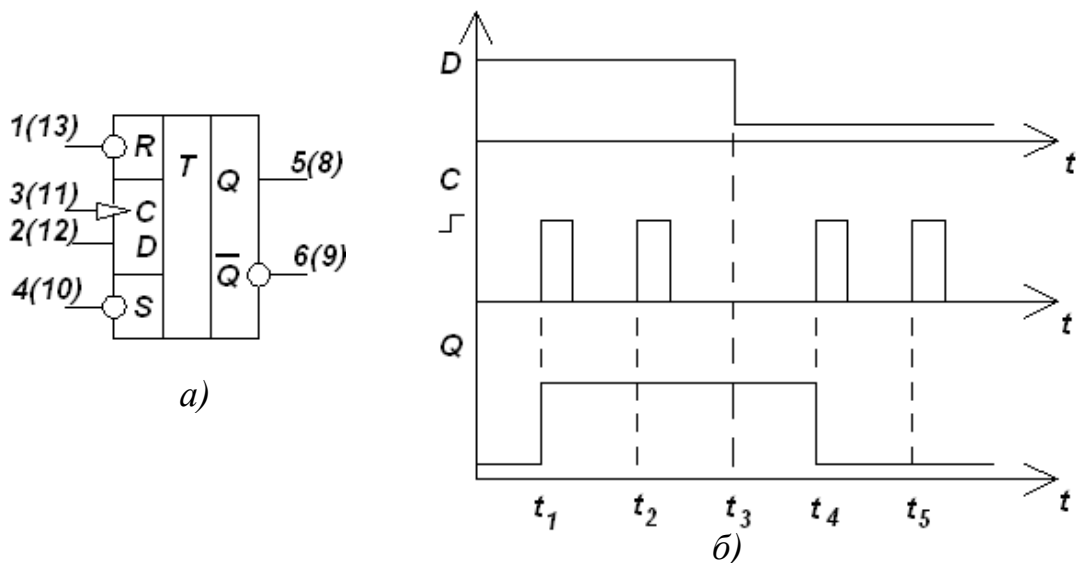


Рис. 5.13. D -триггер: a – обозначение микросхемы К155ТМ2; b – временные диаграммы, поясняющие его работу

Состояния D -триггера в разные моменты времени будут следующие:

при t_1 $Q = 1$, так как на $D = 1$;

при t_2 состояние триггера не изменяется, так как на $D = 1$;

при t_3 $Q = 1$, хотя $D = 0$, так как не было C ;

при t_4 поступил C , $Q = D = 0$;

при t_5 – повторение ($Q = 0$), так как $D = 0$.

На основе D -триггера можно легко получить делитель на два (рис.5.14).

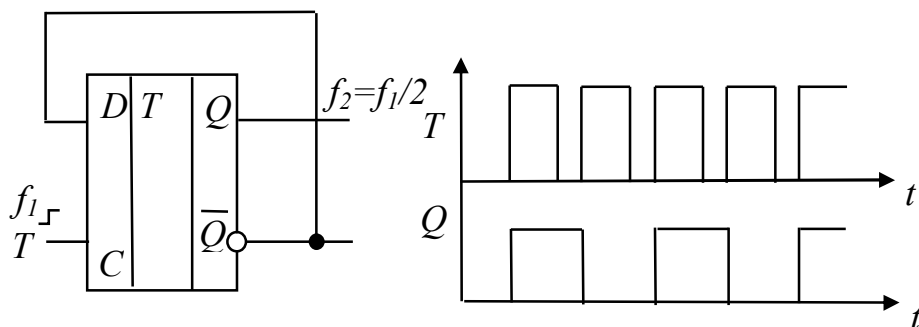


Рис. 5.14. Делитель частоты на два

JK-триггеры являются наиболее универсальными. Имеют два информационных входа: J и K . Функционирует подобно RS -триггеру с разницей, что не имеет запрещенной комбинации входных сигналов. На рис. 5.15, а дана таблица переходов, из которой видно, что

при подаче на оба входа сигнала 1, на выходе триггера изменяется состояние на противоположное.

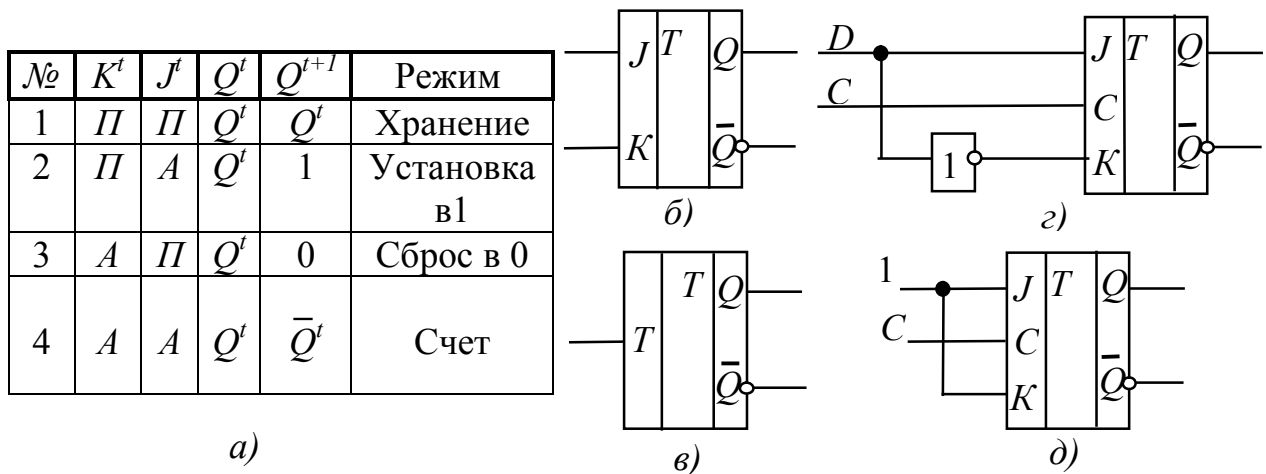


Рис. 5.15. Таблица переходов (а), условное обозначение универсального JK -триггера (б) и T -триггера (в), реализация D -триггера (г) и T -триггера (д) на основе JK -триггера

На основе JK -триггеров реализуются RS -, D - и T -триггеры. Если использовать входы J и K , как входы S и R и исключить запрещённую комбинацию, когда на оба входа подан сигнал 1, то получим RS -триггер. Если вход K соединить с входом J инвертором, то получим D -триггер (рис.5.15, в). Если на оба входа: J и K – подать сигнал высокого уровня (установить 1) и использовать вход C для поступления сигналов, то получим T -триггер.

T -триггер (рис. 5.15,в,) изменяет свое состояние на противоположное при поступлении на вход T запускающего импульса. T -триггеры называют триггерами со счетным входом. В интегральном исполнении T -триггеры не выпускаются, так как они легко получаются из RS -, JK - или D -триггеров (рис. 5.15,д).

5.7. Последовательностные цифровые устройства

Принципиальное отличие последовательностных цифровых электронных устройств (ЦЭУ) от комбинационных заключается в том, что при пассивных уровнях сигналов на входах комбинационные ЦЭУ всегда возвращаются в исходное положение, в то время как последовательностные находятся в режиме хранения предыдущего состояния. По этой причине в состав последовательностных ЦЭУ, к которым относятся счетчики, регистры и запоминающие устройства,

обязательно входят элементы памяти, выполненные, например, на триггерах.

5.7.1. Интегральные счетчики

Счетчиком импульсов называют устройство, предназначенное для подсчета числа импульсов, поступающих на его вход, и хранения результата счета в виде кода. Выходная информация может быть в двоичном или двоично-десятичном коде. Счетчики широко применяются в измерительной технике и устройствах цифровой обработки информации. Практически любую аналоговую величину (перемещение, скорость, длительность процесса и т.д.) можно преобразовать в электрические импульсы, число которых пропорционально значению аналоговой величины, подсчитать эти импульсы с помощью счетчика и выразить числом или кодом. На таком принципе основана и работа АЦП. В ЭВМ счетчики применяют для формирования адресов команд, подсчета количества тактов шины и т.д. Счетчики выполнены на основе триггеров, образующих двоичные разряды. Количество разрядов определяется наибольшим числом, которое должен зафиксировать счетчик. В n -разрядном счетчике имеется один вход для счета импульсов и n -выходов для выдачи кода числа подсчитанных импульсов.

Основные параметры счетчиков:

- информационная емкость или коэффициент пересчета $K_{сч} = 2^n$. После поступления на счетчик 2^n импульсов он сбрасывается (обнуляется). Следовательно, максимальное число – $2^n - 1$;

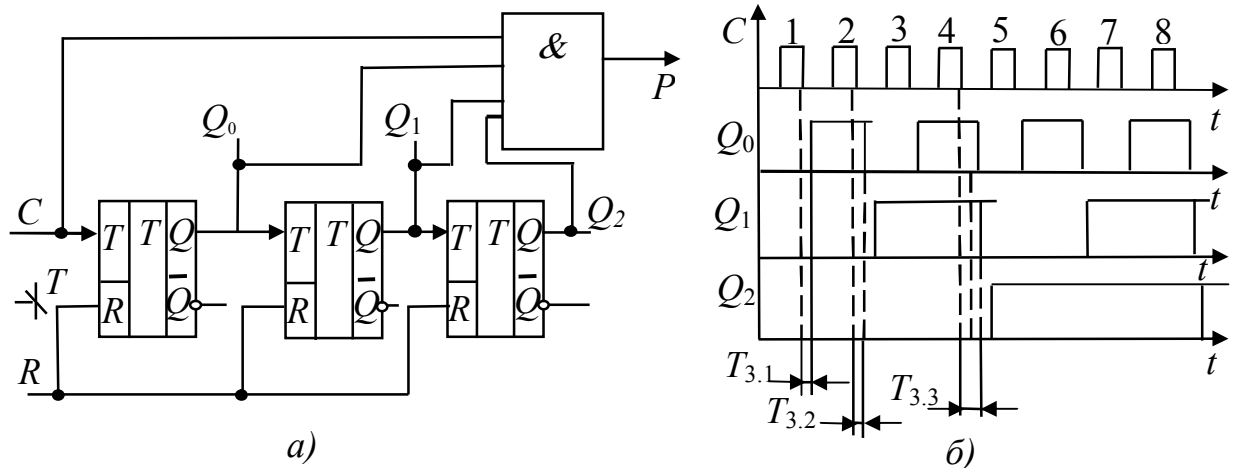
- быстродействие счетчика, определяемое разрешающей способностью

$t_p = 1/f_{сч}$ (где $f_{сч}$ – частота следования считаемых импульсов) и временем установления выходного кода.

По целевому назначению счетчики подразделяются на простые и реверсивные. Простые могут быть суммирующими и вычитающими (импульс +1 или – 1). Реверсивные счетчики могут переключаться из суммирующего в вычитающий и наоборот.

По способу переключения триггеров счётчики подразделяются на асинхронные и синхронные. По способу организации цепей переноса счетчики бывают с последовательным и параллельным переносом.

Рассмотрим схему трехразрядного асинхронного двоичного счетчика (рис. 5.16,а).



а)

№	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	0	0

в)

Рис. 5.16. Трехразрядный суммирующий счетчик:
а – схема счетчика; б – временные диаграммы,
поясняющие работу; в – таблица состояний

В некоторый момент счётчик устанавливается в нулевое состояние с помощью импульса на входе R . После поступления импульса на входе C через некоторое время $t_{3,1}$ на выходе первого T -триггера появляется 1. После поступления второго импульса на вход C на выходе первого T -триггера устанавливается 0, а на выходе второго T -триггера – 1. После поступления третьего импульса на выходе первого триггера устанавливается 1, на выходе второго триггера – 1 и т.д. При этом состояние на выходах триггера Q_0 , Q_1 , Q_2 в двоичном коде соответствуют номеру поступившего сигнала.

Для увеличения количества разрядов счетчиков применяют их каскадное соединение друг за другом, для чего в схеме счетчика предусматривается специальный выход P , с которого снимают сигнал переноса на информационный вход следующего счетчика. Для этой цели в схеме счетчика введен дополнительный логический элемент 4И, на входы которого поступают сигналы с входа C и с выходов Q_0 , Q_1 , Q_2 . При появлении восьмого импульса на выходе P

появляется сигнал 1, который используют в качестве сигнала переноса на вход следующего счетчика. Прохождение сигналов сопровождается задержками ($t_{3.1}$, $t_{3.2}$ и т.д.), и по этой причине при большом числе разрядов счетчика задержка может быть значительной, что и ограничивает его быстродействие.

В настоящее время выпускается обширная номенклатура счетчиков от простейших до многоразрядных двоичных и десятичных. Существуют также микросхемы, объединяющие десятичный счетчик с дешифратором для управления семисегментным цифровым индикатором, например К176ИЕ3 и К176ИЕ4.

Рассмотренный счетчик является суммирующим асинхронным счетчиком с последовательным переносом. Чтобы получить вычитающий счетчик, нужно в предыдущей схеме вход каждого последующего триггера соединить с инвертирующим входом предыдущего. Если на входах каждого разряда включить схему управления, то можно получить реверсивный счетчик.

5.7.2. Регистры

Регистры – устройства, предназначенные для приема хранения и передачи информации, представленной двоичным кодом. Каждому разряду двоичного кода соответствует определенный разряд регистра. С помощью регистров можно выполнять некоторые логические операции, а также преобразовывать информацию одного вида в другой (например, из последовательного кода в параллельный).

Регистр представляет собой совокупность определенным образом соединенных триггерных ячеек с устройством управления входными и выходными сигналами.

По способу ввода и вывода (приема и передачи) регистры подразделяются на параллельные, последовательные и последовательно-параллельные. Регистры с *параллельным приемом* и выдачей информации (регистры памяти) выполняют на основе синхронных *D*-триггеров. На рис. 5.17 дана упрощенная схема двух разрядов многоразрядного регистра памяти.

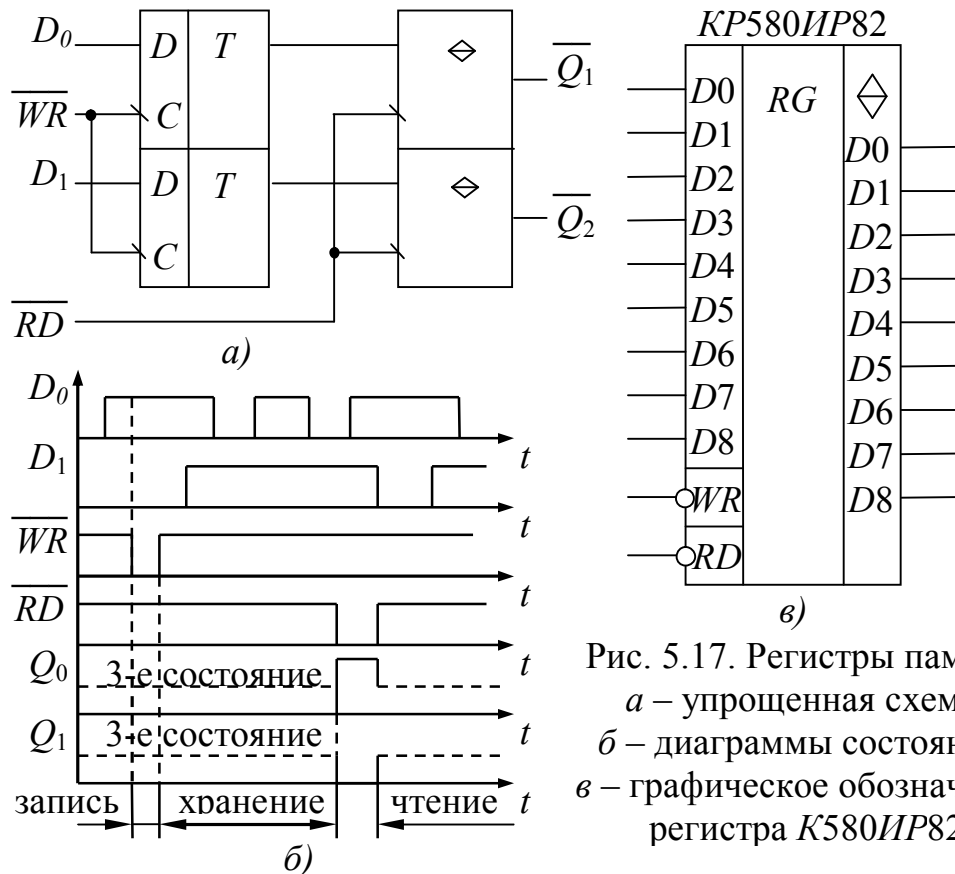


Рис. 5.17. Регистры памяти:
 а – упрощенная схема;
 б – диаграммы состояний;
 в – графическое обозначение
 регистра $K580IP82$

Поступающая информация в виде совокупности сигналов на входах (D_0 , D_1 и т.д.) после выдачи сигнала записи \overline{WR} сохраняется на входах триггеров и может храниться там неопределенно долгое время после снятия сигналов D_0 , D_1 . Для чтения записанной информации подается сигнал \overline{RD} на входы шинных формирователей.

В серийных регистрах памяти предусматриваются более сложные схемы, позволяющие очистить регистр, организовать инверсию бит, обеспечить режимы параллельного и последовательного ввода информации и т.д.

Последовательные регистры (сдвиговые регистры) состоят из последовательного соединения триггеров. Под действием тактовых импульсов состояние каждого триггера передается следующему, что равносильно сдвигу кода. Ввод данных производится синхронно под действием тактовых импульсов C .

Сдвиговые регистры позволяют осуществлять логическую операцию сдвига кода записанного числа на любое количество разрядов. Сдвиг применяется для преобразования параллельного кода в последовательный и наоборот, для операций умножения и деления (сдвиг

влево на один разряд – это умножение на два, вправо – деление на два).

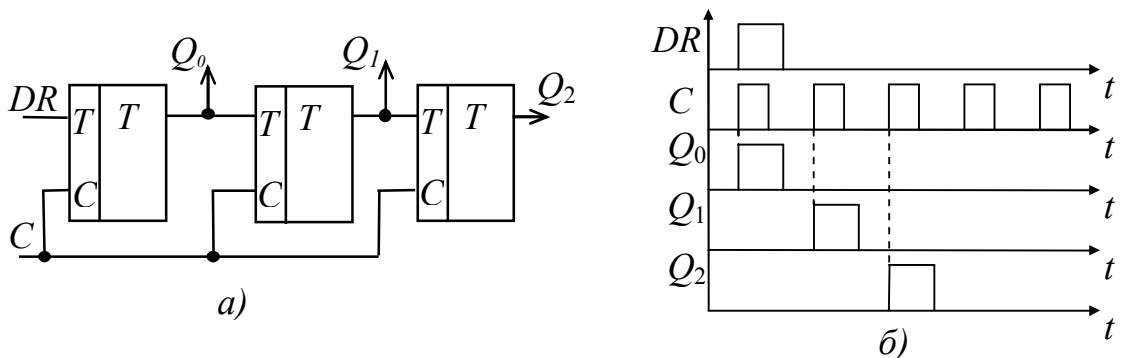


Рис. 5.18. Сдвиговый регистр: а – схема; б – диаграммы состояний

На рис. 5.18 представлена упрощенная схема сдвигового регистра. Поданный на вход D первого триггера сигнал DR после поступления первого импульса на продвигающей шине C будет сохранен в первом D -триггере и при необходимости его можно прочесть в виде сигнала Q_0 . При поступлении второго импульса на продвигающей шине C сигнал DR будет передвинут во второй триггер и появится на входе Q_1 , затем после третьего импульса C – на выходе Q и т.д. (рис. 5.18, б).

5.8. Устройства для преобразования формы представления информации

Взаимодействие между аналоговой частью системы и цифровой (преобразование информации из аналоговой формы в цифровую и обратно) обеспечивают цифроаналоговые (ЦАП) и аналого-цифровые преобразователи (АЦП).

5.8.1. Цифроаналоговые преобразователи

Цифроаналоговые преобразователи обеспечивают прием от цифрового устройства двоичного кода и преобразование его в напряжение постоянного тока, пропорциональное этому коду, для последующей передачи его аналоговым устройствам.

На рис. 5.19 пояснен принцип цифроаналогового преобразования с помощью суммирующего операционного усилителя (ОУ). Вследствие большого входного сопротивления входной ток ОУ пренебрежимо мал, поэтому сумма токов $\sum I_1$, притекающих к точке A , равна току $I_{ос}$, вытекающему из этой точки. Разность по-

тенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами вследствие большого коэффициента усиления собственно ОУ (при условии, что он находится на линейном участке характеристики) также пренебрежимо мала, поэтому потенциал точки A оказывается близким к нулевому потенциалу корпуса. С учетом этих допущений выходное напряжение равно
$$U_{\text{вых}} = \sum I_i R_{\text{ос}}.$$

Предположим, что с помощью ключей K_{l_i} к точке A могут быть поданы токи, значения которых пропорциональны весу разрядов двоичного кода (если младшему разряду соответствует ток I , то ток каждого следующего разряда в 2 раза больше, т. е. $2I$, $4I$, $8I$ и т.д. до $2^{n-1}I$ для старшего разряда n). Если при значении i -го разряда, равном 1, ключ K_{l_i} замкнут, а при 0 разомкнут, то сумма токов $\sum I_i$, а значит, и $U_{\text{вых}}$ окажутся пропорциональны значению n -разрядного двоичного числа, код которого управляет ключами.

Для создания токов, пропорциональных весу двоичных разрядов, используется так называемая *матрица $R-2R$* (рис. 5.20), которую подключают к источнику стабильного напряжения $U_{\text{оп}}$.

Нетрудно убедиться, что для каждого узла матрицы сопротивление всей цепи, расположенной правее узла, всегда равно $2R$. Поэтому ток, втекающий в узел, разделяется поровну между резистором $2R$ (вниз) и параллельной ему цепью (вправо). В следующем узле опять происходит деление втекающего тока пополам, но поскольку он в два раза меньше, чем ток, втекающий в предыдущий узел, то и через резистор $2R$ будет течь в два раза меньший ток. Таким образом, токи, текущие через резисторы $2R$, будут пропорциональны весу двоичных разрядов a_i .

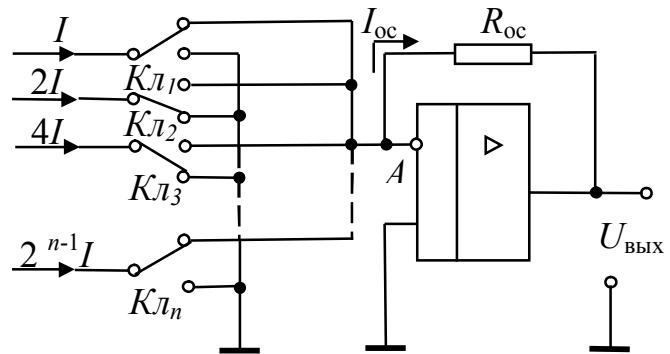


Рис. 5.19. К принципу работы ЦАП на основе операционного усилителя

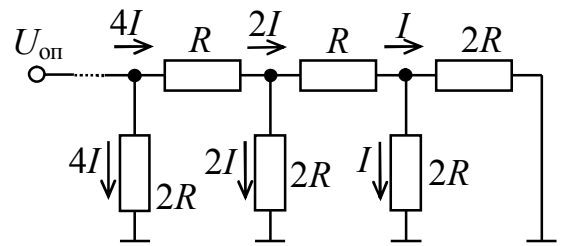


Рис. 5.20. Матрица $R-2R$

5.8.2. Аналого-цифровые преобразователи

Если переменные информационные величины представлены в аналоговой форме в виде изменяющегося напряжения постоянного тока, их непосредственная обработка цифровыми устройствами невозможна без предварительного представления в виде n -разрядного кода. Эту операцию осуществляют аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Существует два способа такого преобразования: параллельного и последовательного приближения.

При *последовательном приближении* схема формирует пробные коды, поступающие на цифроаналоговые преобразователи, выходной сигнал которого сравнивается с помощью компаратора с входным аналоговым сигналом (рис. 5.21). Выходной двоичный код формируется в регистре, управляемом устройством управления. Регистр связан с ЦАП, который

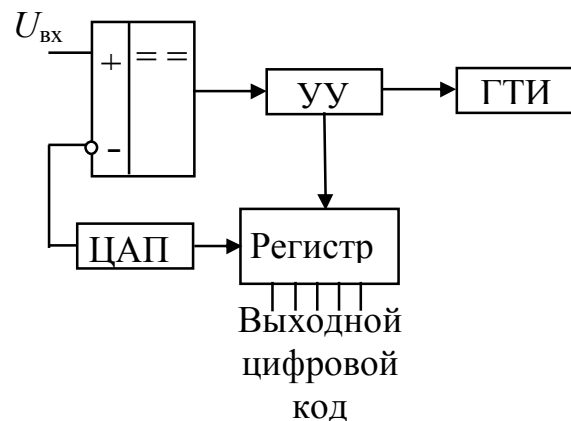


Рис.5.21. Цифроаналоговый преобразователь последовательного приближения

формирует напряжение, пропорциональное коду, подаваемое на один из входов компаратора. На другой вход компаратора подается напряжение $U_{вх}$, подлежащее преобразованию в код. В исходном состоянии устройство управления устанавливает все разряды регистра в 0. Затем в старший разряд заносится 1. Если при этом $U_{вх} > U_{ЦАП}$, то устройство управления оставляет 1 в старшем n -м разряде, если же $U_{вх} < U_{ЦАП}$, то в старший разряд заносится 0. Затем устройство управления заносит 1 в следующий $(n - 1)$ -й разряд и вновь в зависимости от результата сравнения устройство управления либо оставляет 1 в этом разряде, либо записывает 0. Таким образом, устройство управления заносит во все разряды регистра 1 или 0, начиная от самого старшего и кончая самым младшим. Работа АЦП синхронизируется генератором тактовых импульсов (ГТИ). После n тактов сравнения $U_{вх}$ с $U_{ЦАП}$ на выходе АЦП получается n -разрядный двоичный код, эквивалентный входному аналоговому сигналу. Такие преобразователи имеют относительно высокую точность,

однако для n -разрядного преобразования требуют n тактов. При этом, если за время преобразования входной сигнал изменяется, возникает ошибка, особенно заметная при коротких выбросах входного сигнала.

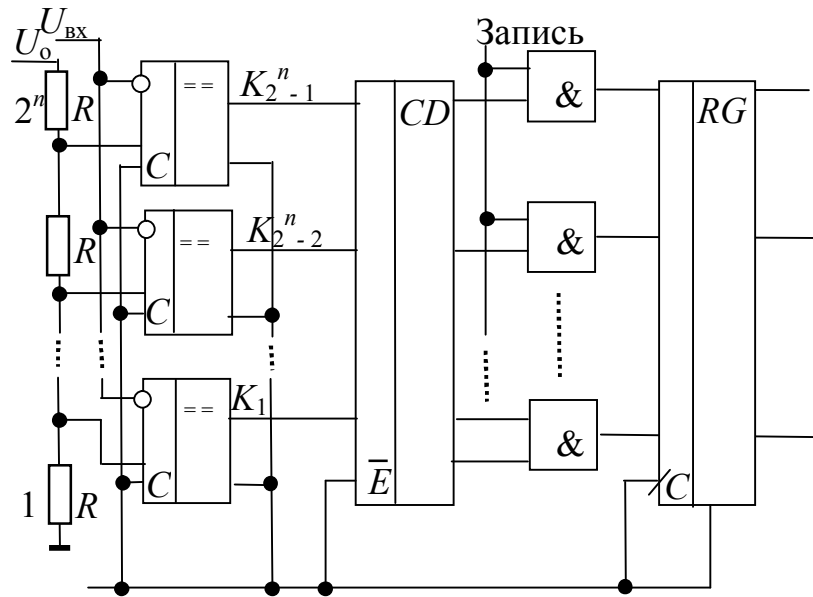


Рис. 5.22. АЦП параллельного кодирования

Самым быстродействующим и в то же время самым сложным является АЦП, использующий способ *параллельного кодирования* (рис. 5.22). Входное напряжение $U_{вх}$ подается одновременно на верхние входы всех компараторов. На нижние входы компараторов подается напряжение с делителя, состоящего из резисторов одного номинала R . Таким образом, напряжение, с которым осуществляется сравнение входного сигнала, у двух соседних компараторов, отличается на величину, соответствующую цене самого младшего разряда. Приоритетный шифратор формирует выходной цифровой код, соответствующий самому старшему из сработавших компараторов. По единичному сигналу «Запись» n -разрядный код с шифратора через конъюнкторы поступает в параллельный регистр.

Высокое быстродействие АЦП, реализующего этот способ, достигается за счет значительных аппаратных затрат и большой потребляемой мощности. Например, для восьмиразрядного АЦП требуется 255 компараторов и около $3 \cdot 10^4$ активных элементов, потребляющих примерно 2,5 Вт. Но при этом тактовая частота может достигать 100 МГц, что позволяет преобразовывать сигналы с частотой 10 МГц.

Вопросы для самопроверки

1. У каких логических элементов быстродействие выше: у ТТЛ или КМОП?
2. К какой группе логических элементов относится ИС КР1553ЛА24? Изобразите схему ИС, у которой описание имеет вид $2(2И - ИЛИ - НЕ)$.
3. Некоторое устройство, имеющее три входа, должно выдавать на выход сигнал, когда есть сигнал на одном, или двух, или трех входах. Дать схему этого устройства на логических элементах.
4. Каким будет выходной сигнал, если на один из входов элемента $2И - ИЛИ - НЕ$ будет подан сигнал высокого уровня?
5. Каким будет состояние на выходе Q предварительно сброшенного JK -триггера с прямыми информационными входами по окончании импульса синхронизации, если его J -вход подключить к инверсному выходу \bar{Q} , а на вход K подать сигнал высокого уровня?

6. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ УСТРОЙСТВА

К программируемым устройствам электроники относятся микропроцессоры, однокристальные микроконтроллеры, программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), сверхбольшие интегральные схемы (СБИС) «система на кристалле», постоянные и оперативные запоминающие устройства. Эти схемы в той или иной комбинации входят в состав любого современного технического устройства.

6.1. Запоминающие устройства

Запоминающие устройства (ЗУ) применяют, как правило, в составе различных микропроцессорных систем. При этом различают внутренние и внешние устройства памяти. Внешней памятью называют накопители на магнитных, оптических дисках, лентах и т.п. Внутренняя память выполняется обычно на микросхемах. Внутренняя или основная память может быть двух типов: постоянные и оперативные запоминающие устройства (соответственно ПЗУ и ОЗУ).

6.1.1. Организация памяти

В зависимости от типа запоминающего устройства элементом памяти (ЭП) может быть триггер, миниатюрный конденсатор, транзистор с «плавающим затвором» плавкая перемычка (или ее отсутствие). Упорядоченный набор ЭП образует ячейку памяти (ЯП). Количество элементов памяти в ячейке (длина слова) обычно кратно 2^n (1, 4, 8, 16, 32, 64...), причем величины свыше восьми достигаются обычно группировкой микросхем с меньшим количеством ЭП.

Количество ЭП в ЯП иногда называется длиной слова. Основными характеристиками микросхем памяти являются информационная емкость, быстродействие и энергопотребление. Емкость ЗУ чаще всего выражается в единицах, кратных числу $2^{10} = 1024 = 1\text{К}$. Для длины слова, кратной биту (одному двоичному разряду) или байту (набору из восьми бит), эта единица называется, соответственно, килобит или килобайт и обозначается Кбит или Кбайт (Кб или КВ).

Каждой из 2^n ячеек памяти однозначно соответствует n -разрядное двоичное число, называемое адресом ЯП. Так, адресом 511-й

ячейки будет число $1\ 1111\ 1111(\text{BIN}) = 511(\text{DEC}) = 1\text{FF}(\text{HEX})$. В программах адреса употребляются в 16-м формате. Емкость ЗУ часто выражается произведением двух чисел $2^n \times m$, где 2^n - число ячеек памяти, а m - длина слова ячейки. Например, микросхема 537РУ17 имеет емкость памяти $8\ \text{К} \times 8$, т.е. 8192 ячейки размером один байт. В некоторых справочниках для этой же микросхемы приводится обозначение емкости одной цифрой 64 Кбит, что никак не отражает внутреннюю организацию этой микросхемы, такую же емкость могут иметь микросхемы с организацией $16\ \text{К} \times 4$, $64\ \text{К} \times 1$

Организация ЗУ определяет, сколько слов и какой разрядности хранит запоминающее устройство. ЗУ одинаковой емкости могут иметь разную организацию. Например, ЗУ, хранящее 64 8-разрядных слова, имеет емкость 512 бит. Ту же емкость имеет ЗУ, хранящее 128 4-разрядных слов.

Быстродействие (производительность) ЗУ оценивают временем считывания, записи и длительностью циклов чтения/записи.

Чтобы процессор мог однозначно выбрать нужную команду или данные, он обращается к определенной ячейке ЗУ, которая имеет свой номер. Этот номер называется *адресом*. Адрес ячейки передается по шине адреса A . Очевидно, что число различных адресов, которые могут быть переданы по шине, содержащей n проводников, равно $N=2^n$.

Важнейшим признаком ЗУ является способ доступа к данным, в соответствии с которым их классифицируют на три типа:

- адресные ЗУ;
- ЗУ с последовательным доступом;
- ЗУ с ассоциативным доступом.

Первыми были созданы полупроводниковые адресные ЗУ. Чтобы обратиться к ячейке адресного ЗУ для чтения или записи информации, необходимо указать адрес этой ячейки. Эти ЗУ лежат в основе постоянной и оперативной памяти всех ЭВМ и вычислительных устройств, построенных на базе микропроцессоров, в частности, устройств числового программного управления станков (УЧПУ).

ЗУ с последовательным доступом используются там, где поступающие данные могут быть выстроены в очередь. Очередь может обслуживаться либо по принципу «первый пришел – первый ушел» – FIFO (*first in first out*), либо «последний пришел – первый ушел» – LIFO (*last in first out*), т.е. запись данных осуществляется не по како-

му-либо адресу, а в конец очереди, а чтение – либо из конца, либо из начала очереди. ЗУ с последовательным доступом могут использоваться, например, в видеопамяти, обеспечивающей хранение данных о цвете и яркости каждой точки экрана монитора.

В ЗУ с ассоциативным доступом поиск информации осуществляется не по адресу ячейки и не по месту в очереди, а по некоторому признаку. Отсюда в их названии присутствует слово «ассоциация». Наиболее важной областью использования ассоциативных ЗУ является кэш-память ЭВМ.

Адресные ЗУ. Эти ЗУ наиболее разработаны, и другие виды памяти часто строят на основе адресной с соответствующими модификациями.

Адресные ЗУ делятся на два типа: RAM и ROM.

RAM (Random Access Memory) – русские синонимы ОЗУ (оперативные ЗУ) или ЗУПВ (ЗУ с произвольной выборкой). Оперативные ЗУ хранят данные, участвующие в обмене при исполнении текущей программы, которые могут быть изменены в произвольный момент времени, либо коды самой программы. Для этого программа предварительно должна быть загружена в оперативную память. Запоминающие элементы ОЗУ, как правило, не обладают энергонезависимостью.

ROM (Read Only Memory) – русский эквивалент – ПЗУ (постоянные ЗУ). В процессе работы вычислительного устройства содержимое ПЗУ не изменяется. Процессор вычислительного устройства из этой памяти может лишь прочитать данные или очередные команды программы. Отсюда буквальный перевод английского названия этого вида ЗУ – «память только для чтения». На основе этого вида ЗУ изготавливается постоянная память вычислительных устройств. Информация в микросхему ЗУ заносится либо в процессе ее производства, либо пользователем в специальном режиме программирования.

ОЗУ делятся на статические и динамические. В *статических* ЗУ запоминающими элементами являются триггеры, состоящие из нескольких транзисторов. В *динамических* ЗУ информация хранится в виде зарядов конденсаторов, образуемых элементами МОП-транзисторов, и для одного ЗЭ достаточно одного транзистора. Поэтому емкость динамических ЗУ в несколько раз превышает емкость

статических. Статические ЗУ называются SRAM (Static RAM), а динамические — DRAM (Dynamic RAM).

Статические ОЗУ можно разделить на асинхронные, тактируемые (синхронные) и конвейерные. В *асинхронных* сигналы управления могут задаваться как импульсами, так и уровнями. Например, сигнал разрешения работы CS может оставаться неизменным и разрешающим на протяжении многих циклов обращения к памяти. В *тактируемых* ЗУ сигнал разрешения работы CS в каждом цикле обращения к памяти должен переходить из пассивного состояния в активное, т.е. должен формироваться фронт этого сигнала в каждом цикле. Этот тип ЗУ называют также синхронным.

В *конвейерных* ЗУ тракт передачи данных реализован по конвейерному принципу. Конвейер работает с тактовой частотой процессора. Это позволяет повысить темп передачи данных в несколько раз.

Так как динамические ЗУ характеризуются наибольшей информационной емкостью, именно они используются как основная память ЭВМ. Разработаны многочисленные схемы повышенного быстродействия. в 4–5 раз дороже динамических и во столько же раз меньше по информационной емкости. Достоинством статических ЗУ является более высокое быстродействие, а типичной областью использования — схемы кэш-памяти.

6.1.2. Постоянные запоминающие устройства

Постоянные запоминающие устройства на электрических схемах обозначаются буквами ROM (Read Only Memory). Они могут быть:

- масочными (ROM) – запрограммированными на заводе изготовителе;
- однократно программируемыми пользователем (PROM);
- многократно программируемыми пользователем (репрограммируемыми ППЗУ) с ультрафиолетовым стиранием EPROM или с электрическим стиранием EEPROM;
- и в виде так называемой флэш-памяти (Flash).

Широкое распространение нашли также программируемые логические матрицы и устройства PLM, PML, PLA, PAL, PLD, FPGA и

т.д. с большим выбором логических элементов и устройств на одном кристалле.

В ПЗУ хранятся управляющие работой ЭВМ стандартные программы, константы, таблицы символов и другая информация, которая сохраняется и при выключении компьютера.

Масочные ПЗУ (ROM) получают в заводских условиях с помощью специальных масок, задающих способ соединения отдельных элементов памяти на общем полупроводниковом кристалле. В дальнейшем изменить записанную таким способом программу нельзя.

Однократно программируемое ПЗУ (OTP, PROM) имеет набор плавких перемычек, которые в процессе программирования пережигаются импульсами тока.

Репрограммируемое ПЗУ (EPROM, EEPROM) допускают многократное, до сотен тысяч циклов, перепрограммирование на рабочем месте пользователя. Это свойство обеспечивается применением элементов памяти (ЭП) на МОП-транзисторах с плавающим затвором (толщина изоляции плавающего затвора порядка 200 нм). Информация считается стертой, если на выходах всех ЭП высокий уровень сигнала. В режиме программирования на выбранный по адресной шине ЭП, куда необходимо записать ноль, подается импульс. Стирание осуществляется ультрафиолетовым излучением либо электрическим сигналом. При этом все ячейки переводятся в состояние 1. Записанная информация сохраняется в течение нескольких лет.

Флэш-память основана на применении МНОП-транзисторов с комбинированной нитридно-оксидной изоляцией затвора.

У этих транзисторов под затвором помещен еще так называемый плавающий затвор (из электрически изолированного поликремния), позволяющий хранить заряд в виде электронов. Количество заряда определяет работу этого транзистора. И это различие в поведении определяет состояние ячейки: наличие заряда на транзисторе понимается как логический 0, а его отсутствие – как логическая 1. Использование только одного транзистора для хранения одного бита ведет к уменьшению площади памяти (и значит, к уменьшению цены) по сравнению с типами памяти хранящейся на нескольких транзисторах (например *SRAM*). Операция программирования (заряд плавающего затвора) создает поток электронов между истоком и стоком транзистора. Часть этих электронов набирает достаточное количество энергии, чтобы преодолеть барьер $Si-SiO_2$ и оказаться запертой на пла-

вающем затворе. Если заряд плавающего затвора у однобитного транзистора меньше 5000 электронов, то это означает, что ячейка хранит логическую 1, а если заряд больше 30000 электронов, то – 0. Заряд ячейки вызывает изменение порогового напряжения транзистора, и при операции чтения измеряется величина этого порогового напряжения, а по нему определяется количество заряда на плавающем затворе. Возможность сохранять заряд на ячейке дает возможность сохранять несколько бит на одной ячейке. Flash-ячейка является, по существу, аналоговым запоминающим устройством, а не цифровым. Она хранит заряд (квантизованный с точностью до одного электрона), а не биты. Поэтому, используя контролируемый метод программирования, на плавающий затвор можно поместить точное количество заряда. Есть возможность устанавливать заряд в одно из четырех состояний, поэтому можно запрограммировать два бита данных на одной ячейке. Каждое из четырех состояний соответствует одному из двухбитных наборов.

Флэш-память подобна памяти типа EEPROM с электрическим стиранием, но имеет ряд особенностей. Разработка флэш-памяти явилась наивысшим достижением развития схемотехники полупроводниковых программируемых ЗУ. В схемах флэш-памяти не предусмотрено стирание отдельных слов, стирание информации осуществляется либо для всей памяти одновременно, либо для достаточно больших блоков. Одновременное стирание всей информации ЗУ реализуется наиболее просто, но имеет один недостаток. При замене даже одного слова необходимо перезаписывать всю информацию. Поэтому наряду со схемами с одновременным стиранием всей информации имеются схемы с блочной структурой с размером блока от 256 байт до 128 Кбайт. Двумя основными направлениями эффективного использования флэш-памяти являются хранение редко изменяемых данных и замена памяти на магнитных дисках. Для первого направления используется флэш-память с адресным доступом, а для второго – файловая память.

Флэш-память с адресным доступом. Микросхемы этого типа могут осуществлять одновременное стирание как всей информации, так и отдельных блоков. Запись и стирание информации осуществляет не программатор, а сам процессор вычислительного устройства в обычном рабочем режиме. Для этого флэш-память имеет дополнительное управление словами-командами, записываемыми процессором в специальный регистр микросхемы. При подаче специального напряжения про-

граммирования схема обеспечивает запись и стирание информации, а при его отсутствии работает как обычная микросхема ПЗУ. Перед программированием процессор считывает из микросхемы код – идентификатор, содержащий код фирмы-изготовителя и микросхемы. Эти сведения позволяют согласовать алгоритмы стирания и записи, что производится автоматически.

В режиме программирования работа микросхемы осуществляется под управлением внутреннего автомата, который управляет схемами стирания и программирования памяти в соответствии с кодом команды. По команде стирания стираются все байты памяти или выбранного блока, после чего все они должны быть проверены. Если не все байты стерты, выполняется повторное стирание и проверка. Программирование памяти ведется байт за байтом. При этом проверяется записанная информация. Процессор считывает из ЗУ записанный байт и сравнивает его с исходным.

Файловая флэш-память применяется для замены твердых дисков, так как она в сотни раз сокращает потребляемую мощность, повышает надежность ЗУ, уменьшает их размеры и вес, на несколько порядков повышает быстродействие ЗУ при чтении данных. Если в компьютере с винчестером программа сначала должна быть считана с диска и записана в ОЗУ, то при использовании файлов флэш-памяти необходимость в ОЗУ отпадает. Команды программы в этом случае читаются процессором непосредственно из файловой флэш-памяти, туда же записываются и результаты. Операции с интенсивными вычислениями, требующие быстрого доступа к памяти, выполняются с использованием быстродействующей статической кэш-памяти.

Основным недостатком памяти типа Flash (флэш) является малое число циклов перезаписи. В зависимости от условий эксплуатации флэш-память может быть перезаписана примерно 10 тыс. – 1 млн. раз прежде, чем битовая ячейка перестанет функционировать.

6.1.3. Оперативные запоминающие устройства

Оперативные запоминающие устройства на электрических схемах обозначаются *RAM (Random Access Memory)*. В ОЗУ коды в соответствии с решаемыми задачами постоянно изменяются и полностью

пропадают при выключении питания. ОЗУ подразделяются на статическую *SRAM*, динамическую *DRAM* и регистровую память *RG*.

В ОЗУ статического типа *SRAM* в качестве элементов памяти используются простейшие *RS*- или *D*-триггеры. Такие ОЗУ характеризуются весьма высоким быстродействием и используются в наиболее «узких» местах микропроцессорной системы, например в сверхоперативной памяти при кратковременном хранении промежуточных результатов, в различных регистрах, кэш-памяти и т.п. Статическая память может быть синхронной и асинхронной. В асинхронной памяти выдача и прием информации определяется подачей комбинационных сигналов. В синхронной памяти выдача и прием информации тактируется.

В ОЗУ динамического типа *DRAM* в качестве элемента памяти используется микроконденсатор в интегральном исполнении, размеры которого значительно меньше *D*-триггера статической памяти. По этой причине при одинаковых размерах кристалла информационная емкость *DRAM* выше, чем *SRAM*. При этом число адресных входов и габариты должны увеличиться. Чтобы не допустить этого, адресные линии внутри микросхемы разбиваются на две группы, например старшая и младшая половина. Две одноименные *k*-линии каждой группы подключаются к двум выходам внутреннего *k*-го демультиплексора 1 в 2, а его вход соединяется с *k*-м адресным входом микросхемы. Число адресных входов, при этом уменьшается в два раза, но зато передача адреса в микросхему производится, во-первых, в два приема, что несколько уменьшает быстродействие, и, во-вторых, требуется дополнительный внешний мультиплексор адреса.

В процессе хранения бита конденсатор разряжается. Чтобы этого не допустить, заряд необходимо поддерживать (обеспечивать регенерацию хранимой информации). Запоминающая ячейка динамического типа хранит информацию в виде заряда емкости. Ток утечки обратного смещенного *p-n*-перехода составляет не более 0,1 нА, а емкость – 0,1..0,2 пФ, следовательно, постоянная времени разряда – более 1 мс. Поэтому через каждые 1..2 мс требуется производить подзарядку емкостей запоминающих элементов – регенерацию динамической памяти.

В динамических ОЗУ чаще используется так называемая «строчная регенерация», при которой в одном цикле регенерируются все элементы, расположенные в одной строке прямоугольной матри-

цы накопителя. Любое обращение к запоминающей ячейке (запись или чтение) регенерирует ее и одновременно регенерирует все ячейки, расположенные в той же строке накопителя.

Для регенерации накопителя достаточно провести обращение только к последовательным строкам – каждый цикл обращения для регенерации может состоять только из передачи адреса строки, поэтому для полной регенерации накопителя объемом 16 К (матрица 128×128) достаточно 128 тактов. Накопители большего объема реализуют на неквадратных матрицах, чтобы уменьшить число строк и сократить время регенерации. Так, накопитель объемом 64 К имеет матрицу 128×512 .

Динамическая память может быть синхронной и асинхронной. В асинхронной памяти выдача и прием информации определяется подачей комбинационных сигналов. В синхронной памяти выдача и прием информации тактируется. Все *DRAM* имеют несколько режимов работы: режим чтения/записи, страничный режим чтения/записи, режим регенерации.

Динамическое ОЗУ отличается от статического мультиплексированием адресных входов, необходимостью регенерации хранимой информации, повышенной емкостью (до нескольких Мбит), более сложной схемой управления, меньшим быстродействием.

Для повышения быстродействия памяти в последнее время на одном кристалле вместе с большой по объему динамической памятью *DRAM* размещают небольшую по объему статическую память *SRAM*. Такие микросхемы *SDRAM*, имеющие на одном кристалле 4 Мбайт *DRAM* и всего 16 Кбайт *SRAM*, выпускают фирмы «Samsung», «Ramtron» и другие.

Недавно компания Texas Instruments анонсировала новое семейство микроконтроллеров MSP430FR57xx, в которых наиболее распространенная сегодня Flash память заменена энергонезависимой памятью *FRAM*. (*Ferroelectric Random Access Memory* – сегнетоэлектрическая память с произвольным доступом). Основными отличиями *FRAM* от других типов энергонезависимой памяти является низкое энергопотребление, высокая скорость записи и высокая надежность хранения данных.

FRAM – память с уникальными свойствами, которые принципиально отличают ее от других типов запоминающих устройств. *FRAM* энергонезависима и, в тоже время, предоставляет возможность про-

извольного доступа к любой отдельной ячейке, как для чтения, так и для записи. Таким образом, *FRAM* заполняет пробел между двумя категориями памяти и создает нечто новое – энергонезависимое ОЗУ. В отличие от *EEPROM* или *Flash*-памяти, *FRAM* не требует специальной последовательности для записи данных и не нуждается в высоком напряжении программирования. Энергонезависимость *FRAM* достигается благодаря использованию специального диэлектрического материала в структуре конденсатора хранения – сегнетоэлектрической керамики. Термин «сегнетоэлектрический (*ferroelectric*)» не означает, что память содержит железо (химический элемент *Fe*) и не означает, что на память могут влиять магнитные поля. На самом деле, от действия магнитных полей она защищена.

Происхождение термина связано со сходством петли гистерезиса сегнетоэлектрика с петлей магнитного гистерезиса железа. Однако, в отличие от последнего, гистерезис *FRAM* обусловлен электрическими диполями, образованными атомами циркония (*Zr*) и кислорода (*O*) в керамическом кристалле цирконата-титана свинца, используемом для изготовления *FRAM*.

Интегрированная в микроконтроллеры энергонезависимая *FRAM* память может использоваться как в качестве памяти программ, так и для хранения данных. Память имеет малое потребление, высокую скорость записи и практически неограниченный срок службы. Такие микроконтроллеры могут использоваться в любых приложениях, а их уникальные свойства позволяют реализовать приложения нового типа, с новыми возможностями.

6.1.4. Перспективы совершенствования устройств памяти

Многие десятилетия полупроводниковая промышленность ищет «универсальную» микросхему памяти, которая была бы дешевой, быстродействующей, маломощной и вдобавок сохраняла бы данные при отключении питания. Пока этим требованиям в основном удовлетворяет флэш-память. Она выпускается в виде отдельных микросхем и встраивается в однокристалльные микроконтроллеры.

В последнее время разработчиков электронной аппаратуры все большее внимание привлекают новые типы энергонезависимых ЗУ, сопоставимых по быстродействию со статическими ОЗУ и выдержи-

вающих практически неограниченное число циклов перезаписи данных на протяжении многих лет (флэш-память начинает терять данные через 10^6 циклов).

Одной из первых была *сегнетоэлектрическая память FRAM*, которая сегодня используется в электрических счетчиках, сетевых серверах и других устройствах.

Энергонезависимая *сегнетоэлектрическая* память *FRAM* наиболее полно соответствовала определению «универсальной памяти» из всех доступных на рынке серийно выпускаемых микросхем. Однако и у нее есть ряд недостатков, самый серьезный из которых заключается в большом размере ее ячеек. Благодаря усилиям разработчиков он постепенно приближается к физическому пределу, за которым дальнейшее уменьшение габаритов сопряжено с серьезными техническими и технологическими проблемами. Однако при этом ячейки остаются достаточно крупными, что не позволяет создавать микросхемы памяти большого объема с малыми габаритами. На сегодняшний день объем памяти микросхем *FRAM* составляет от единиц килобит до единиц мегабит. Кроме того, модули памяти *FRAM* требуют повторной перезаписи данных в ячейки после считывания. Этот эффект связан с деградацией битовых ячеек памяти *FRAM* при операции чтения. Как следствие, это может привести к потере данных, если произойдет случайное отключение питания во время операции чтения, что для энергонезависимой памяти является очень существенным недостатком.

Гораздо более перспективны *магниторезистивные ОЗУ MRAM*, у которых для хранения данных используется эффект изменения магнитного сопротивления материала. Основными преимуществами этих ОЗУ являются быстрый доступ и неограниченное количество циклов программирования и стирания (много больше 10^{15}). По оценкам специалистов время записи может составить 2,3 нс (на три порядка меньше, чем у самых быстродействующих схем флэш-памяти и в 20 раз меньше, чем у динамических ОЗУ). Кроме этих преимуществ важное значение имеет высокая радиационная стойкость, малая величина тока считывания (на два порядка меньше, чем у ДОЗУ) и освоенность технологии магнитных материалов (тех же, что и в магнитных накопителях).

Первый коммерческий продукт, использующий технологию *MRAM*, микросхема MR2A16A состоит из массива ячеек памяти, ка-

ждая из которых содержит один транзистор и один магнитный туннельный переход (1Т1МТJ). Магнитный туннельный переход (МТJ) является основой битовой ячейки MRAM. Он состоит из очень тонкого диэлектрического слоя оксида алюминия, помещенного между двумя магнитными слоями. Каждый из магнитных слоев имеет свой вектор магнитного поля. Верхний магнитный слой называют свободным слоем, он может изменять вектор своего поля. Магнитный слой основания называют фиксированным слоем, вектор его магнитного поля заблокирован и не изменяется.

В отличие от флэш-памяти, число циклов перезаписи памяти MRAM бесконечно благодаря принципиально другой технологии работы битовых ячеек. Здесь программирование происходит путем изменения полярности магнитных слоев, а данная операция не разрушает материал, из которого состоят ячейки памяти.

В MRAM можно выполнять любые операции над отдельными ячейками независимо. Кроме того, магниторезистивная память не требует предварительного стирания бита перед его перезаписью.

Основной недостаток MRAM – высокая стоимость (в десятки раз дороже ДРАМ). Тем не менее недавно более 20 японских и американских компаний из полупроводниковой отрасли объединили усилия для разработки и продвижения на массовый рынок чипов памяти нового стандарта MRAM. Поэтому многие эксперты считают, что со временем магниторезистивная память подешевеет до уровня традиционной памяти, и она сможет вытеснить все другие виды памяти и оперативную память, и флэш-накопители и даже жесткие диски. Поскольку с одной стороны она обеспечивает высокую скорость (что критично для оперативной памяти), а с другой – возможность хранения информации после отключения питания (что и делают внешние накопители – жесткие диски или флэш-память). В табл.6.1 приведено сравнение характеристик основных типов памяти.

Одной из новых технологий памяти, созданная в попытке преодолеть в области энергонезависимой памяти почти универсальную флэш-память, является память на основе фазового перехода PRAM (Phase-change memory) (также известна как PCM, PCRAM, Ovonic Unified Memory, Chalcogenide RAM и C-RAM). Память PRAM основывается на уникальном поведении халькогенида, который при нагреве может «переключаться» между двумя состояниями: кристаллическим и аморфным. В последних версиях PRAM смогли добавить

ещё два дополнительных состояния, эффективно удвоив информационную емкость чипов.

Сравнительные характеристики основных типов памяти

Таблица 6.1

Наименование	MRAM	SRAM	DRAM	FLASH	FRAM
Скорость чтения	Высокая	Самая высокая	Средняя	Высокая	Высокая
Скорость записи	Высокая	Самая высокая	Средняя	Низкая	Средняя
Масштабируемость	Хорошая	Хорошая	Ограниченная	Ограниченная	Ограниченная
Плотность ячеек	Средняя/выс	Низкая	Высокая	Средняя	Средняя
Энергонезависимость	Да	нет	нет	Да	Да
Число циклов стирания /записи	Неограниченное	Неограниченное	Неограниченное	Огранич	Ограниче
Ток утечки ячеек	Низкий	Низкий/высокий	Высокий	Низкий	Низкий
Возможность работы при низких напряжениях	Да	Да	Ограниченная	Ограниченная	Ограниченная
Сложность производства	Средняя	Низкая	Средняя	Средняя	Средняя

Наибольшей проблемой памяти с изменением фазового состояния является постепенное изменение сопротивления и порогового напряжения с течением времени. Сопротивление аморфного состояния медленно возрастает по степенному закону. Это несколько ограничивает возможность использования многоуровневых ячеек памяти.

К достоинствам PRAM-памяти относятся простота структуры, радиационная стойкость, малая площадь ячейки памяти возможность неразрушающего считывания и селективной перезаписи данных без стирания, малая потребляемая мощность и большое число циклов перезаписи – более 10^{13} . PRAM -память - весьма многообещающая технология с точки зрения военной и аэрокосмической областей, где радиация делает бессмысленным использование стандартной энергонезависимой памяти как, например, флеш-память. PRAM –устройства, получившие название C-RAM, были представлены военной корпора-

цией BAE Systems. Было заявлено о великолепной стойкости PRAM -памяти к радиационному излучению. Это делает PRAM -память претендентом на замену PROM- и EEPROM-чипов в космических системах. Компания Intel начала выпускать чипы PRAM с соблюдением 90-нм норм. Их плотность составит 128 Мбит.

Самую высокую плотность записи данных смогут обеспечить *полимерные сегнетоэлектрические ОЗУ (PFRAM)*. Специалистами фирмы *Thin Film Electronics* получена специфическая группа полимеров с двумя стабильными состояниями поляризации. Это позволяет программировать память путем изменения поляризации пленки, заключенной между взаимно перпендикулярными металлическими шинами, и обеспечивает энергонезависимость памяти. Разработанные на фирме тонкие пленки полимера (толщиной менее 0,1 мкм) можно наносить на любую подложку или поверх друг друга с помощью обычных промышленных процессов. Формирование многослойных структур позволяет получать ранее недостижимо малые геометрические размеры памяти. При этом увеличение емкости памяти не влечет за собой существенного увеличения потребляемой мощности (энергия считывания или записи одного разряда информации не превышает 1 пДж).

Новые типы энергонезависимой памяти имеют многообещающие характеристики. Однако широкое применение получит тот или те типы, которые окажутся самыми дешевыми и простыми в изготовлении.

6.2. Микропроцессоры

Основным узлом всех устройств микропроцессорной техники является микропроцессор (МП)). Отличие МП от всех ранее рассмотренных цифровых устройств заключается в способе обработки информации. В обычных цифровых устройствах – последовательностных или комбинационных – входные сигналы обрабатываются аппаратно, и результат определяется схемой соединения различных элементарных узлов – конъюнкторов, дизъюнкторов, триггеров и т. д. В МП процесс обработки информации осуществляется программно, т.е. путем последовательного выполнения элементарных действий – команд программы, и результат обработки определяется этой программой. Решаемая задача, таким образом, задается программой, а сами аппаратные средства (мик-

ропроцессор и набор дополнительных ИС) остаются неизменными. Это определяет универсальность устройств и систем на основе МП.

Микропроцессором называется программно-управляемое устройство в виде интегральной микросхемы, обрабатывающее цифровую информацию и управляющее этим процессом. МП может принимать, дешифровать и выполнять команды, представленные в двоичном коде.

6.2.1. История и тенденции развития однокристальных микропроцессоров

Со времени появления первых микропроцессоров (1971 г.) прошло более 40 лет. За это время произошел гигантский скачок в технологии и производительности микропроцессоров (МП). Сменилось 11 поколений МП. При этом было изготовлено более 100 различных типов МП - только МП Intel Core i7 более 20 модификаций.

Повышение производительности однокристальных микропроцессоров шло в нескольких направлениях. Наряду с повышением степени интеграции шло повышение тактовой частоты микропроцессора, увеличение разрядности микропроцессоров и распараллеливание процесса обработки данных. Усложнялась структура МП, вводились сопроцессоры для выполнения математических и других операций, использовалась быстродействующая кэш-память, создавались многоядерные МП.

Совершенствование микропроцессоров шло параллельно с развитием микроэлектронной технологии, позволяющей размещать в одном кристалле все большее количество транзисторов.

Технологический уровень изготовления ИС характеризуется параметром, который называется конструктивно-технологической *проектной нормой* (КТПН) и обозначается δ . Это минимальная допустимая ширина области на топологическом чертеже ИС, которая может быть технологически воспроизведена при изготовлении с заданными электрофизическими свойствами. Такой областью может быть ширина металлического проводника, одна из областей транзистора или другого радиотехнического элемента. Топологический чертеж или топология – это модель электрической схемы в виде набора геометрических образов (фигур) слоев физических областей, воспроизводимых в технологическом процессе изготовления.

Технологический прогресс сопровождается уменьшением проектной нормы δ . Если первые экспериментальные интегральные схемы имели величину $\delta = 10$ мкм, то затем эта величина последовательно уменьшалась. Последние достижения говорят о том, что не за горами время, когда проектная норма достигнет значения $\delta = 0,01$ мкм, а это всего 10 нм. Таким образом, можно говорить о том, что интегральные схемы в XXI веке открывают новую станицу в своей истории – станицу под названием *наноэлектроника*.

Рост степени интеграции предсказал Гордон Мур (Gordon Moore). Он сформулировал свой эвристический закон, который гласит, что при низкой степени интеграции микросхем, количество транзисторов на кристалле будет удваиваться ежегодно. С ростом степени интеграции удвоение числа транзисторов будет происходить каждые два года. Затем, темпы роста несколько уменьшатся, и удвоение будет происходить каждые полтора года. Такая тенденция экспоненциального роста сохранится до тех пор, пока не будут промышленно освоены изготовление и выпуск электронных устройств на основе нанотехнологий.

В табл. 6.2 приведены данные, характеризующие этапы развития МП (поколения МП) и иллюстрирующие действие закона Мура на примере микропроцессоров фирмы Intel – лидера в разработке микропроцессоров.

Сравнивая микропроцессоры 1971 года и 2013 года, можно отметить, что за четыре десятка лет число транзисторов в МП возросло примерно в 500000 раз, тактовая частота увеличилась в 4500 раз, появились многопоточные и многоядерные МП.

Однако столь быстрое изменение технологии изготовления и повышения производительности МП шло не во всех странах. В России было заметное отставание – здесь микропроцессоры разрабатывали, в основном, для оборонной промышленности. Но в 2012 г. ЗАО МЦСТ («Московский центр SPARC-технологий») и ОАО ИНЭУМ («Институт электронных управляющих машин») завершили разработку и испытания российских микропроцессоров МЦСТ-R1000 (1891ВМ6Я) и Эльбрус-2С+ (1891ВМ7Я). На их основе изготовлены многопроцессорные системы и моноблочные персональные компьютеры с высокой степенью защиты. (Микропроцессор 1891ВМ6Я имеет 4 ядра, техпроцесс 90 нм, 1 ГГц, 180 млн транзи-

сторов, микропроцессор 1891ВМ7Я имеет 2 ядра + 4 DSP, техпроцесс 90 нм, 500 МГц, 368 млн транзисторов).

Таблица 6.2

П ок ол ен ие	год	НАИМЕНОВАНИЕ, МП Intel	Раз- ряд- ност ь, бит	Техноло гия, ядро	Чи сл о яд ер	Час- тота, МГц	Чис- ло пото ков	Кэ ш	Число тран- зисто- ров
0	1971	4004	4	10мкм		0,74			2300
1	1974	8080, 8088	8 16	6мкм 3мкм		2, 8			6000 29000
2	1982	80186,80286	16	1,5 мкм		8			34000
3	1985	80386	32	1 мкм		33			275* 10 ³
4	1989	80486DX	32	1мкм		50			1,2 10 ⁶
5	1993	Pentium	32	0,8мкм P5		300		L1= 16k B	3,1 10 ⁶
6	1999	Celeron (Pentium 3)	32	0,18мкм Copper- mine		500		L2= 128 kB	19*10 ⁶
7	2000	Pentium 4	32	0,13мкм, Northwood		800		L2= 256 kB	42*10 ⁶
8	2004	Pentium 4F EM64T	64	0,09мкм Precott	2	1000		L2= 1M B	169* 10 ⁶
9	2006	Dual-Core Xeon 5160 Xeon X5355	64	65нм Woodcrest	2 4	2660		L2= 2*4 MB	291* 10 ⁶
10	2010	Celeron P1053	64	32нм Arrandale	1	1330	2	L3= 3M B	731* 10 ⁶
11	2011 2013	Intel Xeon E7-2820 Intel Core i7 3770K, i3, i5, 3470, 3570	64	22 нм, Ivy Bridge	8 4	2000 3500	16 8	L3= 18 MB	10 ⁹

6.2.2. Виды процессоров

В настоящее время имеются следующие основные виды микропроцессоров: универсальные микропроцессоры с CISC-архитектурой; универсальные микропроцессоры с RISC-архитектурой; специализированные микропроцессоры (сигнальные, арифметические и др.); микроконтроллеры.

Универсальные микропроцессоры с CISC-архитектурой (Complicated Instruction Set Computer – компьютер со сложным набором команд) применяются главным образом в персональных компьютерах и серверах. Лидером в этой области является фирма Intel, которой комплектуется более 80 % выпускаемых персональных компьютеров. *Универсальные микропроцессоры с RISC-архитектурой* (Reduced Instruction Set Computer – компьютер с сокращенным набором команд), применяются в основном в рабочих станциях и мощных серверах.

В классе *специализированных микропроцессоров* в настоящее время наиболее широко представлены DSP (Digital Signal Processor) – процессоры цифровой обработки сигналов. Кроме DSP, выпускаются микропроцессоры, специализированные для передачи информации в системах коммуникации – коммуникационные контроллеры, а также для обработки графической информации, арифметические сопроцессоры и многие другие.

Однокристальные микроконтроллеры (ОМК) являются наиболее массовыми представителями микропроцессорной техники. Интегрируя на одном кристалле высокопроизводительный процессор, память и набор периферийных устройств, они позволяют с минимальными затратами реализовать широкую номенклатуру систем управления различными объектами и процессами.

Использование *ОМК* в системах управления и обработки информации обеспечивает исключительно высокие показатели эффективности при столь низкой стоимости, что им практически нет альтернативной элементной базы для построения качественных и дешевых систем. Во многих применениях система может состоять только из одного однокристального микроконтроллера. Исключением является применение программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) для обработки сигналов, когда требуется параллельная обра-

ботка большого потока входных данных. Производством микроконтроллеров занимается огромное число фирм.

Микропроцессоры характеризуются:

1) *тактовой частотой*, определяющей максимальное время выполнения переключения элементов в ЭВМ;

2) *разрядностью*, т.е. максимальным числом одновременно обрабатываемых двоичных разрядов (разрядность МП обозначается $m/n/k$, где m – разрядность внутренних регистров, определяющая принадлежность к тому или иному классу процессоров; n – разрядность шины данных, определяющая скорость передачи информации; k – разрядность шины адреса, определяющая размер адресного пространства). Так, МП i8088 характеризуется значениями $m/n/k=16/8/20$;

3) *архитектурой* (понятие архитектуры микропроцессора включает систему команд и способы адресации, возможность совмещения выполнения команд во времени, наличие дополнительных устройств в составе микропроцессора, принципы и режимы его работы).

Выделяют понятия микроархитектуры и макроархитектуры. Микроархитектура микропроцессора – это аппаратная организация и логическая структура микропроцессора, регистры, управляющие схемы, арифметико-логические устройства, запоминающие устройства и связывающие их информационные магистрали. Макроархитектура – это система команд, типы обрабатываемых данных, режимы адресации и принципы работы микропроцессора.

В общем случае под архитектурой ЭВМ понимается абстрактное представление машины в терминах основных функциональных модулей, языка ЭВМ, структуры данных.

По назначению различают универсальные и специализированные микропроцессоры. Универсальные микропроцессоры могут быть применены для решения широкого круга разнообразных задач. При этом их эффективная производительность слабо зависит от проблемной специфики решаемых задач. Специализация МП, т.е. его проблемная ориентация на ускоренное выполнение определенных функций позволяет резко увеличить его эффективную производительность при решении только определенных задач.

Среди специализированных микропроцессоров можно выделить различные математические МП, предназначенные для повышения производительности арифметических операций за счет применения, например, матричных методов их выполнения, МП для обработки

данных в различных областях и т. д. С помощью специализированных МП можно эффективно решать новые сложные задачи параллельной обработки данных.

По виду обрабатываемых входных сигналов различают цифровые и аналоговые микропроцессоры. Микропроцессоры могут иметь встроенные АЦП и ЦАП, тогда входные аналоговые сигналы передаются в МП через АЦП в цифровой форме, там обрабатываются по соответствующей программе и после преобразования с помощью ЦАП в аналоговую форму поступают на выход. С архитектурной точки зрения такие микропроцессоры представляют собой аналоговые функциональные преобразователи сигналов и называются *аналоговыми микропроцессорами*. Они выполняют функции любой аналоговой схемы (например, производят генерацию колебаний, модуляцию, смещение, фильтрацию, кодирование и декодирование сигналов в реальном масштабе времени и т.д., заменяя сложные схемы, состоящие из операционных усилителей, катушек индуктивности, конденсаторов и т.д.). При этом применение аналогового микропроцессора позволяет значительно повысить точность обработки аналоговых сигналов, а также расширить функциональные возможности самого МП путем программной «настройки» цифровой части микропроцессора на различные алгоритмы обработки сигналов.

Цифровые микропроцессоры сравниваются по времени выполнения ими списков операций, аналоговые микропроцессоры – по количеству эквивалентных звеньев аналого-цифровых рекурсивных фильтров второго порядка. Производительность аналогового микропроцессора определяется его способностью быстро выполнять операции умножения: чем быстрее осуществляется умножение, тем большее эквивалентное число звеньев фильтра в аналоговом преобразователе и тем более сложный алгоритм преобразования цифровых сигналов можно задавать в микропроцессоре.

По характеру временной организации работы микропроцессоры делят на синхронные и асинхронные. У *синхронных микропроцессоров* начало и конец выполнения операций задаются устройством управления (время выполнения операций в этом случае не зависит от вида выполняемых команд и величин операндов). *Асинхронные микропроцессоры* позволяют начало выполнения каждой следующей операции определить по сигналу фактического окончания выполнения предыдущей операции.

6.2.3. Внутренняя архитектура микропроцессора

Структурная схема МП (рис 6.1) дает возможность наглядно рассмотреть его работу по выполнению двух основных функций: обработке и манипулированию данными. Использование такой схемы существенно облегчает понимание того, как микропроцессор решает поставленные задачи. Изображенный на этом рисунке 8-разрядный МП с регистрами приведен в качестве типичного примера микропроцессора и не является какой-либо конкретной моделью.

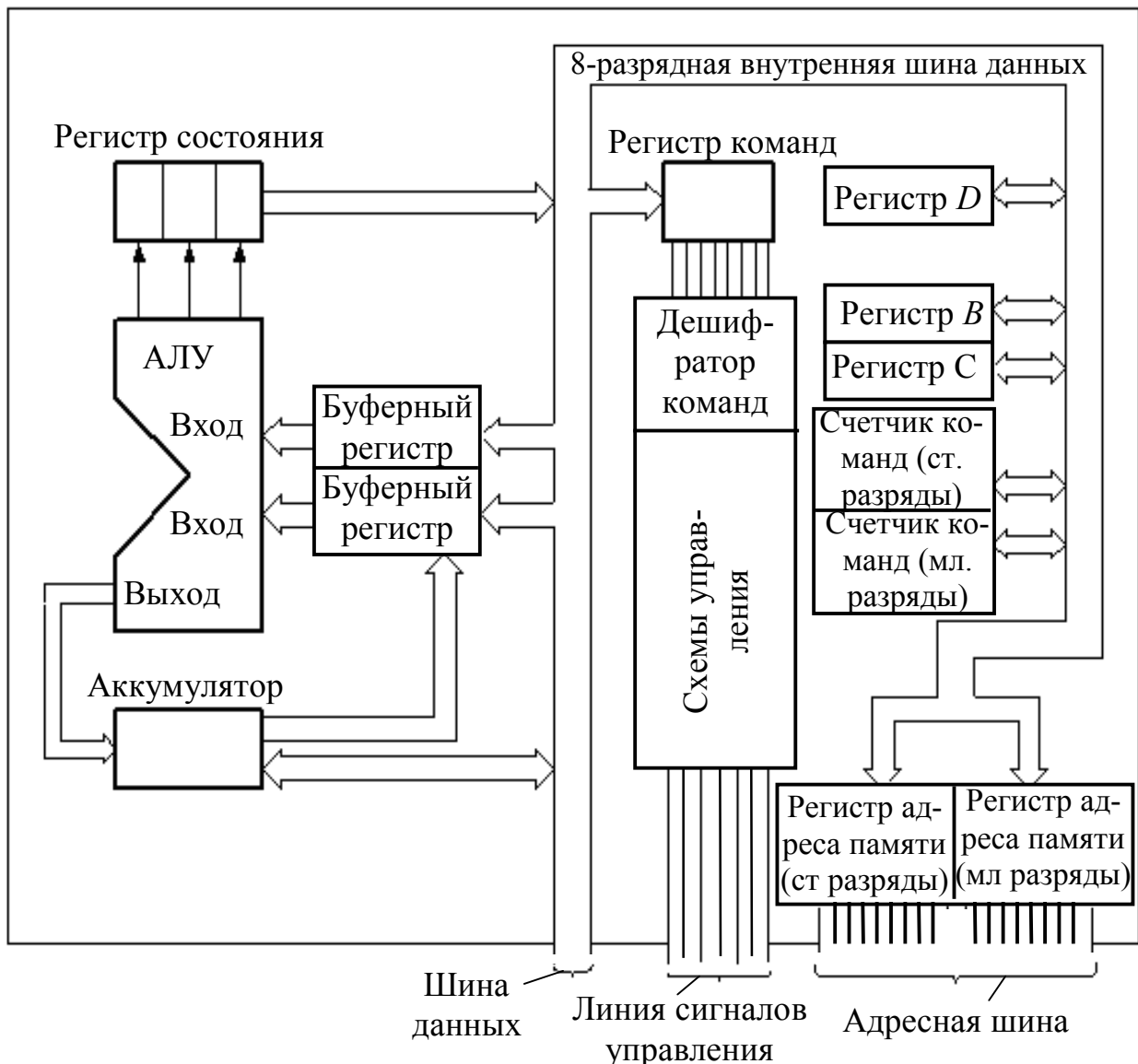


Рис. 6.1. Структурная схема МП

Согласно структурной схеме микропроцессор состоит из трех основных блоков: АЛУ, нескольких регистров и устройства управления. Для передачи данных между этими блоками микропроцессора используется внутренняя шина данных. АЛУ выполняет одну из

главных функций микропроцессора – обработку данных. В соответствии со структурной схемой АЛУ имеет два входных порта и один выходной. Назначение входного порта – ввод данных в АЛУ, а выходного – вывод такого слова. Входные порты снабжены буферами, роль которых выполняют регистры временного хранения данных (буферные регистры). Каждый порт соединен со своим буферным регистром, способным хранить для АЛУ одно слово данных. Два входных порта позволяют АЛУ принимать данные или с внутренней шины данных МП, или из специального регистра, именуемого аккумулятором. Единственный выходной порт АЛУ предоставляет последнему возможность пересылать слово данных в аккумулятор.

Аккумулятор предназначен для хранения слова данных, посланного в него из выходного порта АЛУ или извлеченного из памяти. Когда, например, АЛУ складывает два слова данных, одно из них находится в аккумуляторе. После выполнения сложения результат – слово данных – посылается в аккумулятор на хранение.

АЛУ необходимо использовать в тех случаях, когда требуется изменить или проверить значение слова данных. Перечень функций АЛУ зависит от типа МП. Функции АЛУ определяют архитектуру микропроцессора в целом. Типичными операциями, выполняемыми АЛУ большинства микропроцессоров, являются следующие: сложение, вычитание, И, ИЛИ, исключающее ИЛИ, НЕ, сдвиг вправо, сдвиг влево, приращение положительное, приращение отрицательное.

Регистры являются важной составной частью любого МП. Они участвуют в реализации основных логических функций МП независимо от количества регистров. Начнем с рассмотрения шести основных регистров.

Каждый регистр МП может использоваться для временного хранения одного слова данных. Некоторые регистры имеют специальное назначение, другие – многоцелевое. Регистры последнего типа называют регистрами общего назначения и могут использоваться программистом по его усмотрению.

Количество и назначение регистров в МП зависит от его архитектуры, однако, почти все микропроцессоры имеют шесть основных регистров: состояния, буферные, команд, адреса памяти, счетчик команд и аккумулятор.

Аккумулятор – главный регистр МП при различных манипуляциях с данными. Большинство логических и арифметических опера-

ций осуществляется путем использования АЛУ и аккумулятора. Любая из таких операций над двумя словами данных (операндами) предполагает размещение одного из них в аккумуляторе, а другого – в памяти или еще каком-либо регистре. Так, при сложении двух слов, называемых условно А и В и расположенных в аккумуляторе и памяти соответственно, результирующая сумма С загружается в аккумулятор, замещая слово А.

Аккумулятор является наиболее универсальным регистром МП: для выполнения любой операции над данными, их прежде всего необходимо поместить в аккумулятор. Как показано на структурной схеме, данные поступают в аккумулятор с внутренней шины данных МП. В свою очередь аккумулятор может посылать данные на эту шину. Количество разрядов аккумулятора соответствует длине слова микропроцессора.

Счетчик команд – один из наиболее важных регистров МП. Как известно, программа – это последовательность команд, хранимых в памяти микро-ЭВМ и предназначенных для того, чтобы инструктировать машину, как решать поставленную задачу. Для корректного выполнения последней, команды должны поступать в строго определенном порядке. На счетчике команд лежит ответственность следить за тем, какая команда выполняется, а какая подлежит выполнению следующей. Часто счетчик команд имеет намного больше разрядов, чем длина слова данных МП. Так, в большинстве 8-разрядных МП, адресующихся к памяти объемом 64К, число разрядов счетчика команд равно 16. Согласно структурной схеме МП, счетчик команд соединен с внутренней шиной данных МП. Теоретически этот счетчик может получать данные об адресах программы из любого блока МП, подключенного к внутренней шине. Однако на практике данные обычно поступают в счетчик команд из памяти микропроцессора. При каждом обращении к памяти МП регистр адреса памяти указывает адрес области памяти, которая подлежит использованию. Регистр адреса памяти содержит двоичное число – адрес области памяти. Выход этого регистра называется адресной шиной и используется для выбора области памяти или в некоторых случаях для выбора порта ввода-вывода.

В большинстве МП регистры адреса памяти и счетчика команд имеют одинаковое число разрядов. Как и счетчик команд, регистр адреса памяти должен располагать количеством разрядов, достаточным

для адресации к любой области памяти микро-ЭВМ. У большинства 8-разрядных микропроцессоров количество разрядов регистра адреса памяти равно 16. Такой регистр можно разделить на два отдельных регистра, каждый из которых имеет независимое подключение к шине данных МП. Один из этих регистров называют регистром старшего байта (СБ), другой – регистром младшего байта (МБ). Поскольку регистр адреса памяти подключен к внутренней шине данных МП, он может загружаться от различных источников. Большинство МП располагают командами, позволяющими загружать этот регистр содержимым счетчика команд, регистра общего назначения или какой-либо области памяти.

Регистр команд предназначен исключительно для хранения текущей выполняемой команды, причем эта функция реализуется МП автоматически с началом цикла выборка-выполнение, называемого также машинным циклом. Машинный цикл состоит из двух подциклов – выборки и выполнения. За исключением загрузки команды, в период подцикла выборки программист не может по-другому использовать регистр команд. Согласно структурной схеме МП, этот регистр соединен с внутренней шиной данных, однако он только принимает данные – посылать данные на шину он не может.

Рассмотрим последовательность реализации цикла выборка-выполнение. Сначала команда извлекается из памяти, затем счетчик команд настраивается на указание следующей команды, подлежащей выполнению. При извлечении команды из соответствующей области памяти копия команды помещается на внутреннюю шину данных и пересылается в регистр команд. После этого начинается подцикл выполнения команды, в течение которого дешифратор команд «читает» содержимое регистра команд, сообщая МП, что делать для реализации операций команды.

При разработке многоразрядных МП тенденции по совершенствованию организации вычислительного процесса получили свое дальнейшее развитие и привели к использованию в них так называемой кэш-памяти и других дополнительных средств управления памятью.

Кэш-памятью называют сверхбыстродействующую память для хранения в ней наиболее часто адресуемых команд и данных. Дело в том, что для большинства используемых программ характерна тенденция частого обращения к одним и тем же адресам памяти, и содержимое по этим адресам (вместе с самими адресами) заносится в кэш-

память, которая либо встраивается в сам МП, либо помещается между МП и основной памятью.

При выполнении программы кэш-память определяет, не совпадает ли запрашиваемый МП адрес с ее содержимым. При совпадении (удачного «попадания») команда считывается из быстродействующей кэш-памяти без обращения к относительно медленной основной памяти.

6.2.4. Микроархитектура многоядерных процессоров

Термин «микроархитектура» был введен с появлением процессора Pentium Pro. Со времени его появления в микропроцессорной технике произошло много изменений, усовершенствований, в том числе и в принципах организации работы процессоров, однако наиболее значимые изменения произошли, начиная с процессора Pentium Pro. Его разработка была выполнена под руководством российского ученого В. М. Пентковского – одного из создателей советского суперкомпьютера военного назначения «Эльбрус». При разработке микроархитектуры процессора Pentium Pro, которая в дальнейшем называлась микроархитектурой P6 использовались архитектурные решения, реализованные в этом проекте.

В отличие от процессоров предыдущих поколений с CISC-ядром, процессоры архитектуры P6 выполняют сложные команды предыдущих процессоров Intel x86, а также других фирм, реализующих тот же набор команд не напрямую, а предварительно декодируя их в простые внутренние микрооперации (МО). Такие операции выполняются быстро, а значит, и процесс вычислений легче распараллеливать и выполнять несколькими узлами процессора.

Функциональная схема микропроцессора содержит 4 подсистемы (рис.6.2)

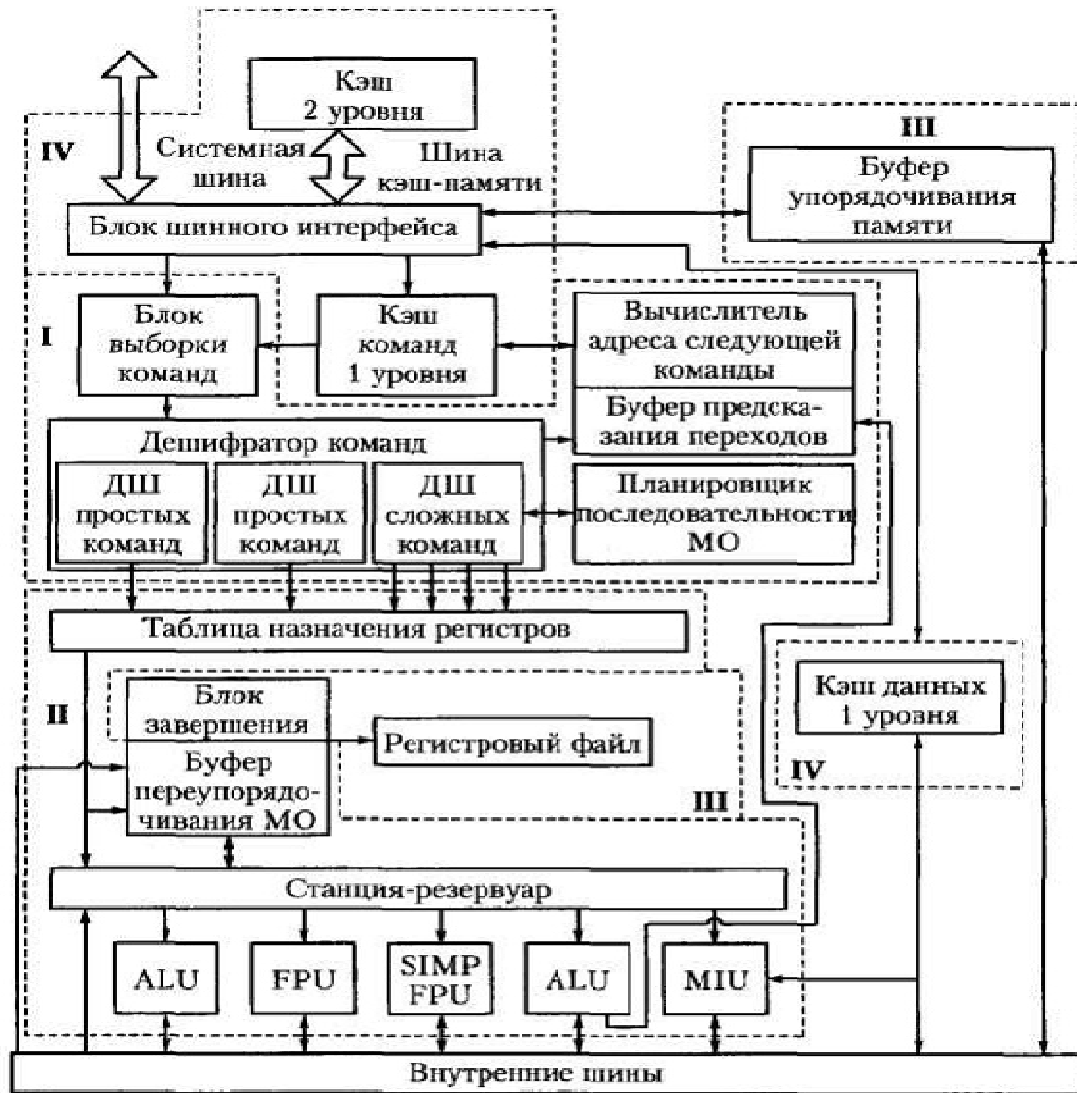


Рис. 6.2. Функциональная схема процессоров Р6:

- I – подсистема упорядоченной предварительной обработки;
- II – подсистема исполнения с изменением последовательности;
- III – подсистема упорядоченного завершения;
- IV – подсистема памяти

В Подсистема упорядоченной предварительной обработки I выбирает и преобразует команды x86 в последовательность более простых микроопераций, а также вычисляет возможные адреса переходов (технология предсказания переходов).

Подсистема исполнения с изменением последовательности II обеспечивает исполнение МО (из которых состоит сложная команда x86) в оптимальном порядке и организует взаимодействие исполнительных устройств.

Подсистема упорядоченного завершения III формирует выдачу результатов исполнения команд в порядке, предусмотренном программой.

Подсистема памяти IV обеспечивает взаимодействие процессора с оперативной памятью.

Летом 2006 г. фирма *Intel* представила процессоры, построенные на основе новой микроархитектуры, специально разработанной для реализации многоядерных процессоров, которая во многом опиралась на базовую структуру P6, но имела и много нововведений. Она получила название *Intel Core*, в ней снова стал использоваться короткий конвейер, состоящий из 14 ступеней (в последних модификациях Pentium 4 на ядре Prescott число ступеней конвейера было доведено до 30).

В конце 2008 г. *Intel* представила процессоры, построенные на базе новой микроархитектуры Nehalem (рис. 6.3), которая также, в свою очередь, стала развитием *Intel Core*. Разумеется, и *Intel Core*, и *Nehalem* – это микроархитектуры новых поколений с большим объе-

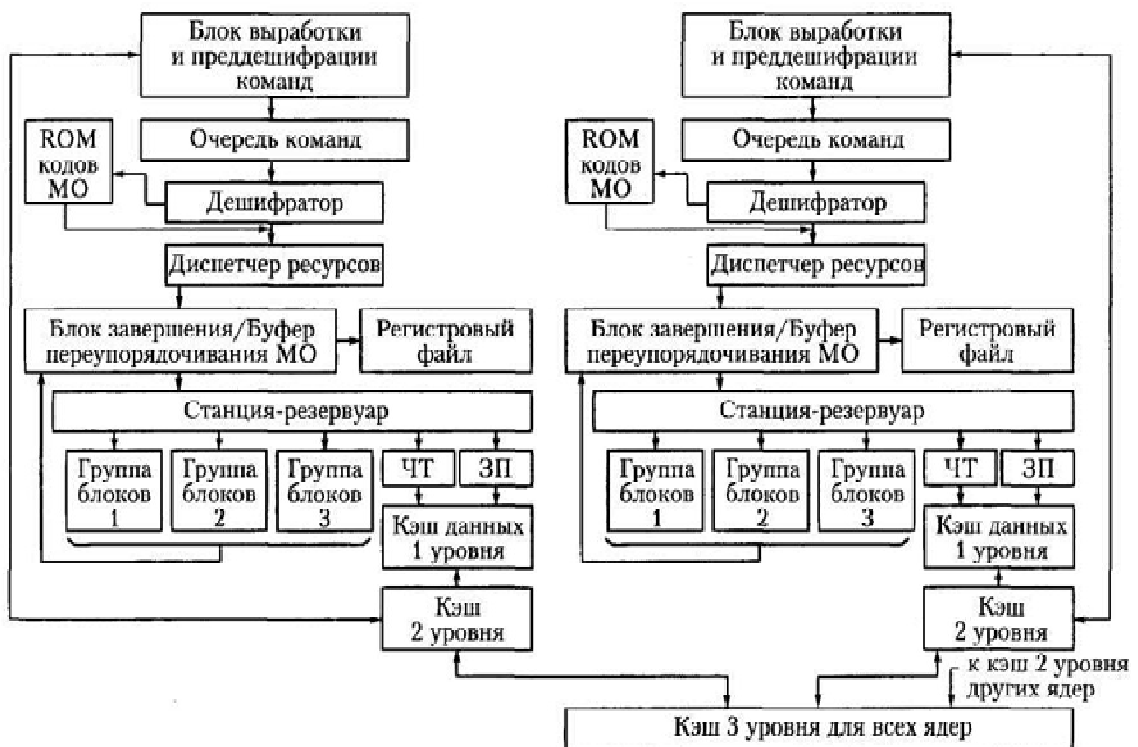


Рис. 6.3. Функциональная схема процессоров с микроархитектурой Nehalem

мом нововведений. И все же отправной точкой для всех многоядерных процессоров фирмы *Intel*, начиная с 2006 г., стала микроархитектура P6.

В отличие от процессоров Intel Core (они изначально проектировались как двухъядерные полупроводниковые кристаллы) микроархитектура процессоров Nehalem создавалась с ориентацией на модульный дизайн. Она включает в себя лишь несколько основных электронных модулей, из которых на этапе конечного проектирования и производства, как из строительных блоков, может быть собран итоговый процессор. Этот набор включает в себя процессорное ядро, кэш-память, контроллеры системной шины и памяти и т.д.

В соответствии с модульной концепцией в процессорах Nehalem выделяются два уровня. На первом расположены ядра процессора (их может быть, например восемь), второй объединяет устройства, общие для всех ядер. Прежде всего, это кэш третьего уровня (у процессоров Intel Core общим был кэш второго уровня). Вторым компонентом второго уровня у процессоров Nehalem – контроллер системной шины, третий – общий контроллер оперативной памяти.

Процессоры Nehalem могут поддерживать технологию многопоточной обработки Simultaneous Multi-Threading, которая известна под названием Hyper Threading. Благодаря наличию технологии Hyper Threading операционная система компьютера будет рассматривать двухъядерный процессор Nehalem как четыре, а четырехъядерный – как восемь отдельных логических процессоров. Очень важной чертой микроархитектуры Nehalem стала высокая эффективность энергопотребления. Все схемотехнические компоненты процессора разрабатывались исходя из критерия энергосбережения. Для этого встроен специальный контроллер питания, который контролирует температуру и силу тока потребления каждого ядра и в зависимости от этого управляет их напряжением питания и тактовой частотой. В результате энергопотребление ядер, не задействованных в процессе выполнения программ, резко снижается.

Эволюционным развитием микроархитектуры Nehalem стала микроархитектура Sandy Bridge (2011 г.), а позже (в 2012 г.) стали выпускаться процессоры микроархитектуры Ivy Bridge на основе технологии 22 нм. Начиная с 2013 г., фирма *Intel* переходит к выпуску процессоров на основе новой микроархитектуры Haswell. Повышение производительности процессоров выполняется как за счет архитектурных решений, так и за счет введения новых команд векторной обработки данных, а также более эффективной работы с памятью. Следующими за Haswell идут процессоры Broadwell, имеющие ту же

микроархитектуру, но реализованные на основе более низкой технологической нормы.

6.2.5. Сигнальные процессоры

Цифровые процессоры обработки сигналов (ЦПОС) (в англоязычной литературе применяется термин Digital Signal Processors и аббревиатура DSP) используются обычно как сопроцессоры (арифметические, графические, и т. д.).

Так, графический сопроцессор предназначен для широкого применения в видеомониторах (дисплеях) ПЭВМ, издательских системах, а также системах компьютерного моделирования и обработки изображений. Графические сопроцессоры оптимизированы на выполнение операций, связанных, например, с получением перемещающихся изображений и трехмерной графики. Естественно, что такие графические операции они выполняют намного быстрее основного МП.

Особенности архитектуры цифровых процессоров обработки сигналов обусловлены спецификой программ, по которым им приходится работать:

- программы выполняются, как правило, в реальном масштабе времени по мере поступления входного сигнала, что придает критическую важность вопросам повышения быстродействия;
- программы содержат много логических и особенно арифметических операций и практически не содержат программ перехода;
- происходит постоянный и быстрый ввод/вывод данных, зачастую в аналоговой форме;
- программы относительно короткие и достаточно редко изменяются, зачастую остаются неизменными на протяжении всего срока эксплуатации процессора.

Из этого проистекают такие *особенности архитектуры*:

- в процессорах цифровой обработки сигналов очень часто используется так называемая Гарвардская архитектура с отдельными блоками памяти для хранения программ и данных, они могут иметь разную разрядность, к ним происходит обращение по разным командам;
- большая (иногда нестандартная) разрядность обрабатываемых данных – 16, 24, 32, 48, 64, 128, что позволяет увеличить диапазон

обрабатываемых чисел без применения формата с плавающей запятой или обрабатывать по несколько чисел одновременно;

- блоки, предназначенные для ускорения выполнения команды умножения – сдвиговые регистры, матричные умножители;
- память команд и данных на самом кристалле процессора;
- возможность параллельного выполнения нескольких операций одновременно, например ввода/вывода и арифметических команд;
- все команды имеют одинаковую длину и выполняются за одинаковое время, что позволяет использовать счетчик команд для отсчета временных интервалов.

В качестве примера рассмотрим структурную схему (рис.6.4) отечественного цифрового процессора обработки сигналов (ЦПОС) КР1813ВЕ1 (он является расширенным функциональным аналогом схемы i2920 компании Intel, которая первоначально создавалась для использования в аппаратуре голосовой связи). Цифровой процессор обработки сигналов КР1813ВЕ1 содержит законченную микропроцессорную систему со всеми обычными элементами: ОЗУ, ПЗУ, АЛУ, а также АЦП и ЦАП для ввода и вывода аналоговых сигналов (рис. 6.4).

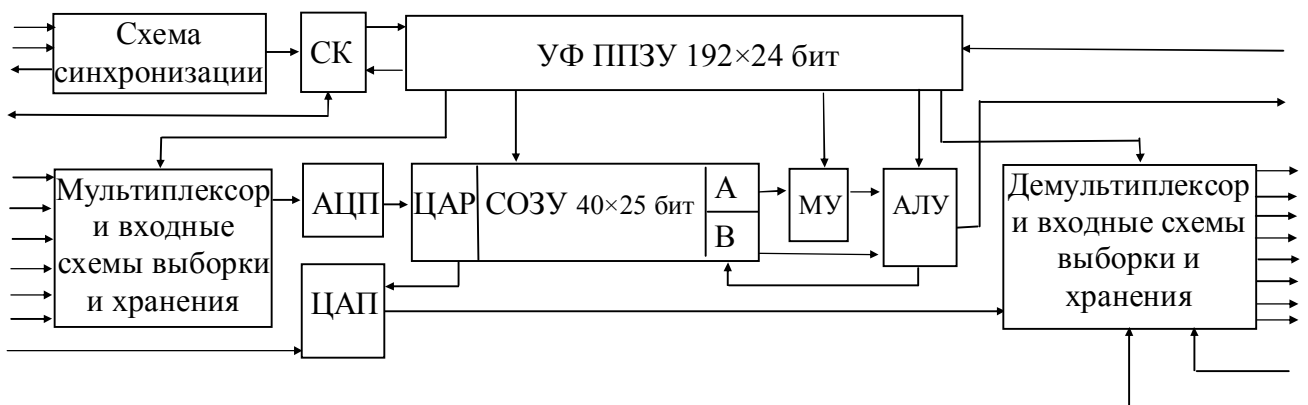


Рис. 6.4. Структурная схема ЦПОС

Кроме этого, введены системы команд программного цикла с возможностью организации последовательного цифрового ввода/вывода.

Аналого-цифровой преобразователь работает по методу последовательных приближений, его разрядность – 8, за одну команду определяется один разряд числа.

Статическое оперативное запоминающее устройство является двухпортовым, т.е. из него могут одновременно выбираться два опе-

ранда – *A* и *B*. Разрядность чисел, хранимых в ОЗУ – 24 числовых разряда и один знаковый.

Перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство с ультрафиолетовым стиранием (ППЗУ) содержит набор команд.

В цифроаналоговый регистр помещается результат аналого-цифрового преобразования и оттуда берутся данные.

Арифметико-логическое устройство выполняет операции: сложение, вычитание, запись, исключающее ИЛИ, логическое И, нахождение знака и абсолютной величины. Команды сложения вычитания и загрузки могут быть условными. Признак условной команды – соответствующая команда в аналоговом поле команд. Другие условные команды – переход на начало программы и на 32 адреса вперед.

Устройство сдвига МУ обеспечивает сдвиг вправо на 13 разрядов, вправо на один разряд и сдвиг влево на один разряд.

Команды выбираются группами по четыре, аналоговые и цифровые части команды выполняются параллельно, все это увеличивает быстродействие. Быстродействия данного процессора цифровой обработки сигнала достаточно, чтобы производить практически любые преобразования с сигналами звукового диапазона частот (до 16 кГц).

Система команд аналого-цифрового микропроцессора является типичной для ЦПОС и оптимизированной для решения типичных задач цифровой обработки сигналов: цифровой фильтрации, дискретного преобразования Фурье и пр. Другой ее особенностью является использование принципов архитектуры процессоров с длинным командным словом VLIW – кодирование в одной ассемблерной команде нескольких операций, которые одновременно выполняют несколько блоков – арифметико-логическое устройство, устройства сдвига и аналоговая часть микропроцессора.

Более сложную структуру и большие возможности имеют цифровые процессоры обработки сигналов фирмы Texas Instruments.

Так, микропроцессор TMS320C80 объединяет в одной микросхеме пять полнофункциональных процессоров, четыре из которых – улучшенные цифровые процессоры обработки сигналов (Advanced Digital Signal Processor). Их архитектура ориентирована на реализацию алгоритмов цифровой обработки сигналов. Каждый ADSP позволяет выполнить за один командный такт несколько RISC-подобных операций. Пятый процессор, главный Master Processor (MP), пред-

ставляет собой 32-разрядный RISC-процессор с высокопроизводительным вычислителем с плавающей точкой. В дополнение к процессорному ядру на кристалле размещены:

- контролер обмена Transfer Controller (TC) – интеллектуальный контролер ПДП, поддерживающий интерфейс с DRAM и SRAM;
- видеоконтроллер Video Controller (VC);
- система контроля и отладки;
- 50 Кбит SRAM.

Суммарная производительность ЦПОС TMS320C80 на регистровых операциях достигает 2 млрд RISC-подобных команд в секунду. Благодаря столь высокой производительности ЦПОС TMS320C80 может заменить при реализации ряда приложений более 10 высокопроизводительных МП общего назначения. Пропускная способность шины ЦПОС TMS320C80 достигает в потоке данных 2,4 Гбайт/с и в потоке инструкций 1,8 Гбайт/с.

6.3. Однокристалльные микроконтроллеры

Контроллер (от английского *control* – управлять, регулировать) – это устройство, предназначенное для управления реальными объектами. Управление происходит во времени, поэтому говорят, что контроллер управляет объектом в реальном масштабе времени. Как всякое устройство управления, контроллер собирает исходную информацию, обрабатывает ее и формирует сигналы управления. Как правило, сигналы, несущие исходную информацию, и сигналы управления представляют собой аналоговые сигналы, такие как напряжение, ток, магнитный и световой потоки, линейные и угловые перемещения и многое другое. Обработка этих сигналов может происходить в аналоговой и цифровой форме; последняя, вследствие ее универсальности, находит в настоящее время повсеместное применение – контроллеры превращаются в аналого-цифровые устройства.

Итак, современный контроллер – это цифровой вычислитель, связанный со средой управления аналого-цифровыми и цифроаналоговыми преобразователями. Основные требования, предъявляемые потребителем к управляющим блокам приборов, можно сформулировать следующим образом: низкая стоимость, высокая надежность, высокая степень миниатюризации, малое энергопотребление, работоспособность в жестких условиях эксплуатации; достаточная произво-

дительность для выполнения требуемых функций. Выполнение всех этих довольно противоречивых условий одновременно затруднительно, поэтому в настоящее время контроллеры выполняют на базе управляющих однокристальных микроконтроллеров (ОМК), дополняя их необходимой периферией. К настоящему времени разработано более 1000 различных ОМК. Наибольшее применение находят AVR- PIC-контроллеры, а также ОМК фирмы Atmel (семейства MCS-48, MCS-51, MCS-96). ОМК встраивают в изделия, на их основе разработаны программируемые логические контроллеры ПЛК, широко применяемые в промышленности.

6.3.1. Структура однокристальных микроконтроллеров

Выделим некоторые черты архитектуры и системы команд, общие для всех современных ОМК:

- так называемая гарвардская архитектура, т.е. отдельные области памяти для хранения команд (программы) и данных;
- интеграция в одном корпусе микросхемы (на одном кристалле) практически всех блоков, характерных для полнофункционального компьютера – процессора, ПЗУ, ОЗУ, устройств ввода/вывода, тактового генератора, контроллера прерываний и т.д.; в русскоязычной литературе подобные устройства часто называются однокристальные ЭВМ (ОЭВМ).

Как и большинство современных микросистем, ОМК строятся по магистрально-модульному принципу, когда все модули подключаются к единой внутрисистемной магистрали. ОМК включает центральный процессор (ЦП), постоянное и оперативное запоминающие устройства, цифровые и аналоговые устройства ввода/вывода (ЦВВ, АВВ), таймер (Т) и устройство прерываний (УПР).

Центральный процессор выполняет две задачи: организует пересылку информации между всеми модулями ОМК и осуществляет преобразование информации на арифметико-логическом устройстве. Запоминающее устройство служит для хранения программ и констант (ПЗУ) и оперативно изменяющихся данных (ОЗУ). В отличие от универсальных МП ОЗУ ОМК имеет небольшой объем, не превышающий, как правило, нескольких сот байт.

Цифровое устройство ввода/вывода осуществляет связь ОМК с цифровыми блоками объекта управления через последовательные и

параллельные интерфейсы. К ним относятся клавишные пульта, устройства отображения и печати, вспомогательные вычислители и микроЭВМ. По линии цифрового ввода/вывода передаются также сигналы воздействия релейного типа, устанавливающие факт наличия или отсутствия какого-либо события (тумблер/кнопка в положении включено, индикаторный светодиод горит и т.д.).

Аналоговые устройства ввода/вывода служат для контроля состояния аналоговых блоков объекта управления (напряжение, ток, температура, давление, перемещение и др.) и выработки сигналов управления непрерывными процессами (скорость вращения двигателя, мощность калорифера, перемещение механической заслонки и др.).

Таймер используется для организации управления в реальном масштабе времени. Он фиксирует время возникновения отдельных событий, формирует временные интервалы между событиями, осуществляет счет событий. Таймер является, по существу, внутренними часами микроконтроллера.

Устройство прерывания оптимизирует процесс управления с учетом возникновения непредсказуемых событий: изменяет процесс обмена и обработки данных, фиксирует и исправляет сбои, восстанавливает работоспособность ОМК при кратковременном пропадании питания и многое другое.

Поскольку в однокристальных микроконтроллерах используется так называемая гарвардская архитектура, то память программ и память данных имеют отдельные адресные пространства, при обращении к которым используются различные механизмы адресации. Это позволяет реализовать компактное кодирование набора машинных команд и, следовательно, экономно использовать память данных. В соответствии с требованиями Гарвардской архитектуры находящаяся на кристалле физическая память МК делится на постоянную (для записи программ) и оперативную (для хранения изменяющихся данных).

6.3.2. Основные серии однокристальных микроконтроллеров

В различных технических устройствах находят применение однокристальные микроконтроллеры (ОМК) семейств: MCS-51, MCS-96, PIC, AVR и др.

В настоящее время существует более 200 модификаций микроконтроллеров семейства MCS-51 фирмы Intel. Эти модификации включают кристаллы с широчайшим спектром периферии: от простых 20-выводных устройств с одним таймером и 1 Кбайт программной памяти до сложнейших 100-выводных кристаллов с 10-разрядными АЦП, массивами таймеров/счетчиков, аппаратными 16-разрядными умножителями и 64 Кбайт программной памяти на кристалле. Каждый год появляются все новые варианты представителей этого семейства.

Основными направлениями совершенствования ОМК являются увеличение быстродействия (повышение тактовой частоты и переработка архитектуры), снижение напряжения питания и потребления, увеличение объема ОЗУ и флэш-памяти на кристалле с возможностью внутрисхемного программирования, введение в состав периферии микроконтроллера сложных устройств типа системы управления приводами, CAN- и USB-интерфейсов и т.п. Все микроконтроллеры семейства MCS-51 имеют общую систему команд. Наличие дополнительного оборудования влияет только на число регистров специального назначения.

Микроконтроллер семейства 8051 имеет следующие аппаратные особенности [5]:

- внутреннее ОЗУ объемом 256 байт;
- четыре двунаправленных побитно настраиваемых 8-разрядных порта ввода/вывода;
- два 16-разрядных таймера/счетчика;
- встроенный тактовый генератор;
- адресация 64 Кбайт памяти программ и 64 Кбайт памяти данных;
- две линии запросов на прерывание от внешних устройств;
- интерфейс для последовательного обмена информацией с другими микроконтроллерами или персональными компьютерами.

Функциональная схема микроконтроллера семейства 8051 представлена на рис. 6.5.

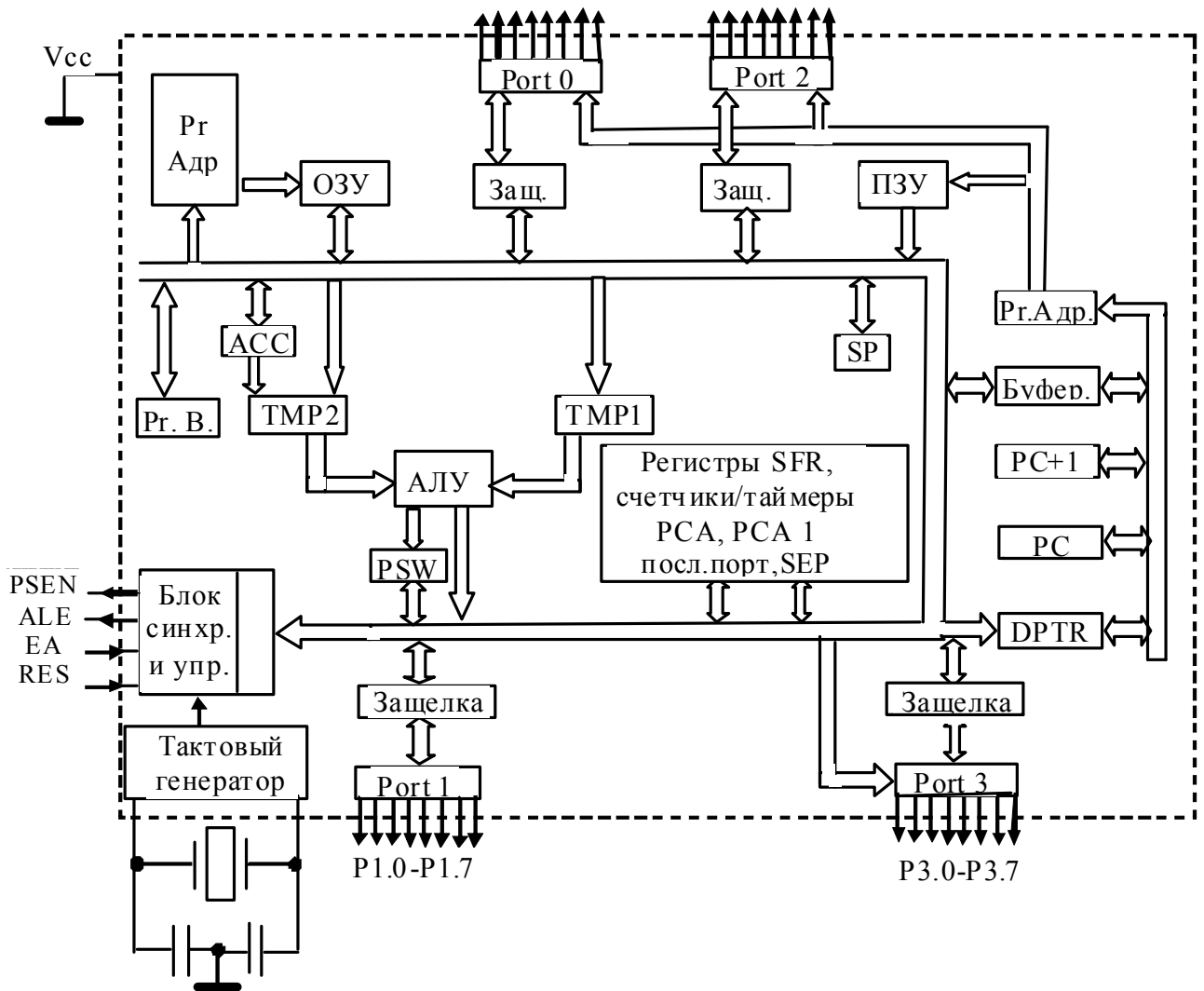


Рис. 6.5. Функциональная схема микроконтроллера семейства 8051

Микроконтроллер имеет выходы:

- PSEN – разрешение внешней памяти программ; выдается только при обращении к внешнему ПЗУ;
- ALE – строб адреса внешней памяти;
- EA – отключение внутренней программной памяти; уровень 0 на этом входе заставляет микроконтроллер выполнять программу только внешнего ПЗУ, игнорируя внутреннее(если последнее имеется);
- P1 – 8-битный квазидвунаправленный порт ввода/вывода: каждый разряд порта может быть запрограммирован на ввод и вывод информации независимо от состояния других разрядов;
- P2 – 8-битный квазидвунаправленный порт, аналогичный P1, кроме того, выходы этого порта используются для выдачи адресной

информации при обращении к внешней памяти программ или к памяти данных (если используется 16-битовая адресация последней);

- P3 – 8-битный квазидвунаправленный порт, аналогичный P1, кроме того, выходы этого порта могут выполнять ряд альтернативных функций, которые используются при работе таймеров, порта последовательного ввода/вывода, контроллера прерываний, и внешней памяти программ и данных;

- P0 – 8-битный двунаправленный порт ввода/вывода информации: при работе с внешними ОЗУ и ПЗУ по линиям порта в режиме временного мультиплексирования выдается адрес внешней памяти, после чего осуществляется передача или прием данных.

На базе микроконтроллеров семейства MCS-51 фирмы Intel разработаны отечественные однокристальные микроконтроллеры семейства МК51. Они выполнены по высококачественной n-МОП-технологии (серия 1816) и КМОП-технологии (серия 1830).

Более мощные микроконтроллеры INTEL семейства MCS-96 имеют 16-разрядные, быстродействующие ИС высокой степени интеграции, ориентированные на решение задач управления процессами в реальном масштабе времени. Типичные области применения этих микроконтроллеров – управление двигателями, модемы, тормозные системы автомобилей, контроллеры жестких дисков, медицинское оборудование.

Микроконтроллеры фирмы Motorola применяются обычно в испытательном оборудовании и различных автоматизированных системах (например, 8-разрядный микроконтроллер MC68HC11E9, изготовленный по КМОП-технологии с высокоплотной структурой, с флэш-памятью объемом 256 Кбайт служит основой многоточечной системы впрыска топлива SBEC (Single Board Engine Controller). Полностью статическая конструкция позволяет ему работать на очень низких частотах, тем самым уменьшая потребление энергии (хотя номинальная частота шины 2 МГц). Он имеет 12 Кбайт ПЗУ; 512 байт ППЗУ; 512 байт ОЗУ; расширенный 16-разрядный таймер; 8-разрядный счетчик внешних импульсов; последовательный интерфейс связи расширенного формата NRZ; последовательный периферийный интерфейс; 8-канальный 8-разрядный АЦП; прерывания реального времени; систему слежения за правильностью работы ОМК; 52-выводной квадратный пластиковый корпус. Система команд ОМК

имеет дробное и целочисленное 16х16 деление; операции над битами данных; режимы малого потребления энергии WAIT и STOP.

Ведущий производитель PIC-микроконтроллеров Microchip Technology. обеспечивает большую номенклатуру изделий, предоставляя пользователям сравнительно простые и достаточно сложные PIC-контроллеры. Наиболее популярны микроконтроллеры PIC18F в корпусе TQFP с 64 и 80 выводами и недорогой флеш-памятью программ – 32 Кбайта.

PIC– контроллеры характеризуется следующими особенностями: RISC-архитектурой, малым числом команд, гарвардской архитектурой ядра, конвейерной обработкой команд, файловой структурой данных.

В микроконтроллерах с гарвардской архитектурой ядра выборка команды происходит за один цикл (все команды 14-разрядные). При обращении к памяти программ можно выполнить запись или чтение данных, так как память данных подключена к ядру микроконтроллера по отдельной шине. Раздельные шины доступа к памяти программ и к памяти данных позволяют исполнять текущую команду и производить выборку следующей команды, организуя конвейерную обработку команд. Поскольку команды симметричны (ортогональны), требуется меньшее их число для решения всех необходимых задач и появляется возможность выполнить любую операцию с любым регистром памяти данных прямой или косвенной адресацией.

Компания Atmel выпускает AVR-контроллеры общего назначения. Аббревиатура AVR не содержит слов «advanced» и «RISK», это всего лишь начальные буквы фамилий разработчиков. AVR-контроллер имеет 8-разрядный быстрый RISC-процессор с гарвардской архитектурой ядра, память программ, память данных, порты ввода/вывода и различные интерфейсные схемы. Гарвардская архитектура AVR реализует полное логическое и физическое разделение не только адресных пространств, но и информационных шин для обращения к памяти программ и памяти данных, причем способы адресации и доступа к этим массивам памяти также различны. Подобное построение ближе к структуре цифровых сигнальных процессоров и обеспечивает существенное повышение производительности. Центральный процессор работает одновременно с памятью программ и с памятью данных; разрядность шины памяти программ расширена до 16 бит. Следующим шагом на пути увеличения быстродействия AVR

является использование технологии конвейеризации, вследствие чего цикл «выборка – исполнение» команды заметно сокращен. В PIC-контроллерах фирмы Microchip, где уже реализован конвейер, короткая команда выполняется в течение восьми периодов тактовой частоты (два машинных цикла). За это время последовательно дешифрируется и считывается код операции, исполняется команда, фиксируется результат и одновременно считывается код следующей операции (одноуровневый конвейер), поэтому в общем потоке команд одна короткая команда реализуется за четыре периода тактовой частоты или за один машинный цикл. В микроконтроллерах AVR тоже используется одноуровневый конвейер при обращении к памяти программ, и короткая команда в общем потоке выполняется, как и в PIC-контроллерах, за один машинный цикл. Главное же отличие состоит в том, что этот цикл у микроконтроллеров AVR составляет один период тактовой частоты.

Следующая отличительная черта архитектуры микроконтроллеров AVR – регистровый файл быстрого доступа, в котором 32 регистра общего назначения длиной 1 байт непосредственно связаны с арифметико-логическим устройством процессора. Другими словами, в AVR существует 32 регистра-аккумулятора. Это обстоятельство позволяет в сочетании с конвейерной обработкой выполнять одну операцию в АЛУ за один машинный цикл.

Стандартные семейства: tinyAVR (ATtinyxxx), megaAVR (ATmegaxxx), XMEGA AVR (ATxmegaxxx) отличаются объемом - памяти (16 Кб, 256 Кб, 384 Кб), SRAM (512, 16Кб, 32 Кб) и количеством периферийных устройств.

Как правило, цифры после префикса обозначают объем встроенной флеш -памяти (в КБ) и модификацию контроллера. А именно, максимальная степень двойки, следующая за префиксом обозначает объем памяти, а оставшиеся цифры определяют модификацию (напр., ATmega128 — объем памяти 128 КБ; ATmega168 — объем памяти 16 КБ, модификация 8; ATtiny44 и ATtiny45 — память 4 КБ, модификации 4 и 5 соответственно. На основе стандартных семейств выпускаются микроконтроллеры, адаптированные под конкретные задачи. Кроме указанных выше семейств, ATMEL выпускает 32-разрядные микроконтроллеры семейства AVR32, которое включает в себя подсемейства AT32UC3 (тактовая частота до 66 МГц) и AT32AP7000 (тактовая частота до 150 МГц).

Последние версии кристаллов семейства «mega» имеют возможность самопрограммирования. Это означает, что микроконтроллер способен самостоятельно, без какого-либо внешнего программатора, изменять содержимое ячеек памяти программ, т. е. новые микроконтроллеры AVR могут менять алгоритмы своего функционирования и программы, заложенные в них, и далее работать уже по измененному алгоритму или новой программе. Так, можно написать и сохранить несколько рабочих версий программы для конкретного приложения во внешней энергонезависимой памяти DataFlash, EEPROM и т.п., а затем по мере необходимости или по реакции на какие-нибудь внешние или внутренние логические условия перегрузить рабочие программы в тот же самый микроконтроллер AVR, не извлекая его из печатной платы. Для этого весь массив памяти программ делится на две неравные по объему области: блок загрузчика (программа, управляющая перезаписью флеш-памяти программ) и блок для размещения рабочего программного кода, причем свободная память в области загрузчика может быть использована в качестве дополнительного пространства для рабочего кода.

Программа-загрузчик создается самим разработчиком и должна быть запрограммирована внешним программатором.

Все AVR-контроллеры имеют также блок энергонезависимой электрически стираемой памяти данных EEPROM. Этот тип памяти, доступный программе микроконтроллера непосредственно в процессе ее выполнения, удобен для хранения промежуточных данных, различных констант, таблиц перекодировок, калибровочных коэффициентов и т.п. EEPROM также может быть загружена извне через SPI интерфейс и с помощью обычного программатора. Число циклов перезаписи не менее 100 тыс. Два программируемых бита секретности позволяют защитить память программ и энергонезависимую память данных EEPROM от несанкционированного считывания.

6.4. Программируемые логические интегральные схемы

В середине 70-х годов были созданы программируемые логические матрицы (ПЛИМ), обеспечивающие реализацию различных логических функций. Матрица – это сетка взаимно перпендикулярных проводников, в местах пересечения которых находятся полупроводниковые элементы – диоды или транзисторы, включенные через лег-

коплавкие перемычки к проводникам матрицы. При программировании ненужные перемычки пережигаются импульсами тока. ПЛМ позволили заменять несколько микросхем среднего уровня интеграции и реализовывать различные логические функции в одном корпусе.

Для реализации более простых логических задач были разработаны БИС программируемой матричной логики (ПМЛ), которые имеют меньшую функциональную гибкость, так как у них матрица ИЛИ фиксирована. Позже схемы ПЛМ и ПМЛ были оснащены программируемым выходным буфером и памятью в виде нескольких триггеров или целых регистров.

Следующим этапом было создание базовых матричных кристаллов (БМК) на основе которых стало возможным выполнение специализированных устройств в виде одной БИС. БМК представляет собой совокупность регулярно расположенных на полупроводниковом кристалле ячеек, каждая из которых содержит типовой набор элементов – транзисторов, резисторов. Такой кристалл является полуфабрикатом, который производится в массовых количествах без ориентации на конкретного потребителя. Чтобы на его основе было получено конкретное устройство, необходимо выполнить требуемые соединения элементов и ячеек. Это выполняется с помощью специальных программ и программаторов.

Рост уровня интеграции микросхем позволил создать позже блочные структуры БМК, в которых содержатся блоки логической обработки данных, устройств памяти и другие специализированные блоки. В зависимости от назначения БМК подразделяются на цифровые, аналоговые и цифроаналоговые. В двух последних имеются базовые ячейки, позволяющие получать схемы аналоговых ключей, операционных усилителей, компараторов и т.д.

Затем были созданы программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Продолжением ПЛМ и ПМЛ стали микросхемы CPLD (Complex Programmable Logic Devices – сложные программируемые логические устройства), а продолжением БМК – микросхемы FPGA (Field Programmable Gate Arrays – программируемые пользователем вентильные матрицы, где под вентилем понимается любой логический элемент).

Стремление объединить достоинства CPLD и FPGA привело к созданию сверхбольших интегральных схем (СБИС) смешанной архитектуры, для которых пока применяют название FLEX – гибкие.

Рост уровня интеграции дал возможность размещать на кристалле схемы, сложность которых соответствует целым системам, имеющим процессоры и память. Эти схемы именуются SOC (System On Chip – система на кристалле).

В отличие от ПЛИМ ПМЛ, у которых переключатели пережигались и они программировались однократно, у ПЛИС связи между элементами обеспечиваются набором ключей. Это позволяет ПЛИС многократно перепрограммировать.

6.4.1. ПЛИС фирмы Altera

Архитектурно микросхема класса (CPLD) состоит из центральной коммутационной матрицы, множества функциональных блоков, в которых осуществляется вся логическая обработка сигналов, и блоков ввода/вывода, расположенных на периферии кристалла и осуществляющих прием и передачу сигналов между кристаллом микросхемы и контактными площадками. Одной из ведущих фирм по производству микросхем класса (CPLD) является фирма Altera, а семейство микросхем MAX 7000 этой фирмы является классическим примером данного направления ПЛИС. Поэтому и архитектуру микросхем (CPLD) удобно рассмотреть на примере архитектуры микросхемы этого семейства (рис. 6.6).

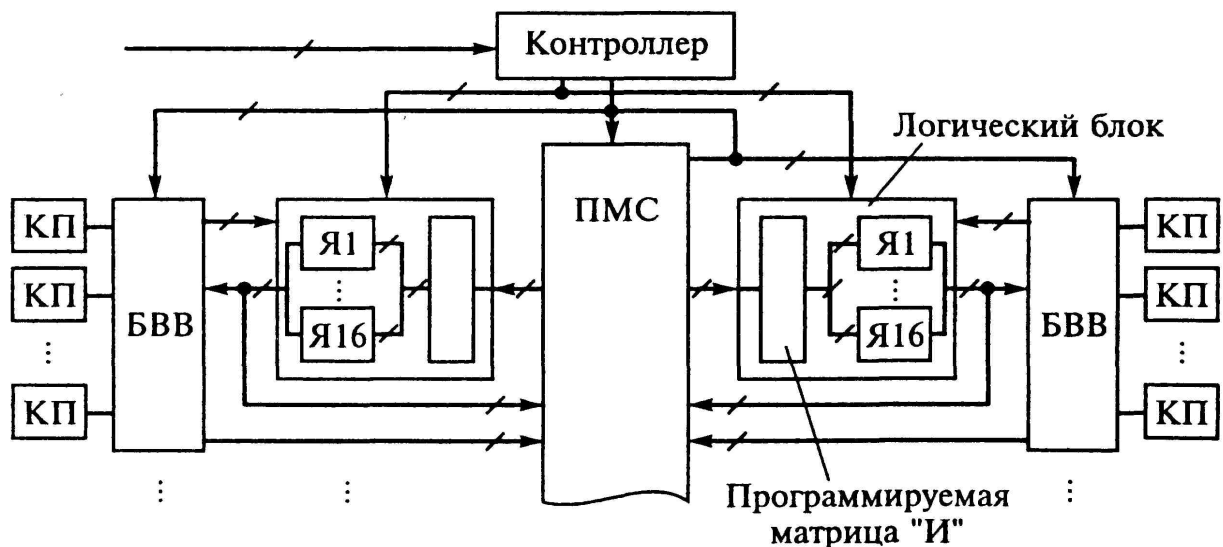


Рис.. 6.6. Фрагмент структуры CPLD MAX 7000

Центральная коммутационная матрица здесь именуется программируемой матрицей связи ПМС, функциональные блоки – логическими блоками ЛБ. У младшего представителя CPLD было

только два ЛБ. С повышением сложности микросхем число ЛБ увеличивалось, при этом структура микросхемы в целом составлялась повторением изображенного на фрагменте яруса, состоящего из двух логических блоков, двух блоков ввода/вывода БВВ и набора контактных площадок, расположенных слева и справа от ПМС.

Старший представитель ПЛИС CPLD MAX 7000 содержит восемь таких ярусов, т.е. 16 ЛБ. Вся коммутация сигналов внутри кристалла выполняется программируемой матрицей связи. Эта матрица содержит набор пересекающихся вертикальных и горизонтальных линий связи. Горизонтальные линии соединены с логическими блоками, а также блоками ввода/вывода. Часть горизонтальных линий является входными, а часть – выходными. Сигнал с входных линий на выходные передается через вертикальные линии матрицы соединений, при этом коммутация сигнала с одной линии на другую осуществляется не через программируемый ключ, а через двухвходовую схему И. Для этого к одному из ее входов подключается линия-источник, к выходу – линия-приемник, а к второму входу – программируемый транзистор. Для того чтобы сигнал проходил с одной линии на другую, необходимо запрограммировать транзистор таким образом, чтобы через него на второй вход схемы И подавался разрешающий уровень логической единицы. Скорость распространения цифрового сигнала с входа конъюнктура на выход гораздо выше, чем через ключевой транзистор, поэтому использование вместо ключей управляемых конъюнкторов дает выигрыш в быстродействии микросхем (CPLD). Вертикальные линии матрицы тянутся через все горизонтальные и могут быть подключены к любой входной линии. Таким образом, любой вход матрицы может быть подключен к любому выходу, т.е. ПМС обеспечивает полную коммутируемость блоков (CPLD).

Логические блоки вычисляют логические функции, но также могут хранить полученные результаты в триггерах. В единую схему устройства они объединяются с помощью ПМС. Логический блок состоит из программируемой матрицы И и шестнадцати *макроячеек* (Я1...Я16).

В ПЛИС типа CPLD имеется набор глобальных управляющих сигналов, которые поступают одновременно на все ЛБ. Это сигналы тактирования, сброса и разрешения выхода. С их помощью обеспечивается синхронная работа всего синтезированного на основе (CPLD) устройства.

Микросхемы типа FLEX занимают промежуточное положение между микросхемами CPLD и FPGA. Их архитектура содержит элементы как одного, так и другого типа ПЛИС. В ПЛИС типа FLEX имеются табличные логические модули на основе программируемых ПЗУ (LUT), а сами логические блоки располагаются в виде матрицы, при этом трассировочные каналы проходят горизонтально и вертикально между ЛБ. Эти признаки характерны для микросхем FPGA. В то же время межсоединения выполняются не на основе сегментов, коммутируемых с помощью программируемых ключей, а на основе ПМС, что характерно для (CPLD).

6.4.2. ПЛИС типа «система на кристалле»

Современный уровень развития технологии производства интегральных микросхем позволяет разместить на одном кристалле ПЛИС несколько миллионов элементарных логических схем типа 2И – НЕ, 2ИЛИ – НЕ, при этом тактовая частота работы СБИС может достигать 1 ГГц и более. При таких возможностях на одном кристалле можно разместить целую цифровую систему. Это может быть процессор, память или интерфейсное устройство.

Несмотря на большое функциональное разнообразие, в цифровых системах самого разного назначения есть тем не менее функциональные узлы, присущие всем устройствам. Для реализации этих узлов, конечно, можно использовать и обычные средства программируемой логики. Но гораздо эффективнее их построение на основе специализированных областей, выделенных на кристалле для выполнения заранее определенных функций. Эти области носят название *аппаратных ядер*. Характерным отличием СБИС «система на кристалле» от всех остальных типов ПЛИС является наличие в них таких областей. Наряду с аппаратными ядрами в СБИС имеются и обычные универсальные средства программируемой логики, позволяющие синтезировать любое устройство.

Самым очевидным функциональным узлом, без которого не может быть построено большинство цифровых систем, является ОЗУ. Ядра, предназначенные для реализации ОЗУ, выполняются с небольшой емкостью. Хотя существуют системы, требующие больших объемов памяти, делать аппаратные ядра ОЗУ большой емкости экономически нецелесообразно, так как это резко снижает степень универсальности таких СБИС и сужает рынок их сбыта. Аппаратное

ядро ОЗУ емкостью 256...512 бит занимает площадь на кристалле в десять раз меньшую, чем площадь, занимаемая средствами обычной программируемой логики, которая требуется для синтеза такого же ОЗУ. Кроме того, в несколько раз повышается быстродействие специализированного ОЗУ.

Кроме ОЗУ в виде аппаратных ядер эффективно реализуются такие специализированные узлы, как аппаратные умножители. Так, умножитель двух 8-битных слов занимает площадь, равную 1/5 площади, требующейся для реализации такого же умножителя с помощью логических блоков РРОА.

Еще одним направлением успешного применения аппаратных ядер являются интерфейсные узлы и контроллеры. Практически все цифровые системы, реализуемые в виде ПЛИС, требуют наличия интерфейсных узлов, стандартных для большинства применений. Например, для работы с шиной PCI, широко используемой в персональных компьютерах, в устройстве требуется соответствующий контроллер шины. Такой контроллер сам по себе достаточно сложное устройство, и его реализация в виде аппаратного ядра СБИС «система на кристалле» очень эффективна.

Вопросы для самопроверки

1. Каковы отличия однокристальных микропроцессоров от однокристальных микроЭВМ?
 2. Дайте определение понятия «порт».
 3. Дайте определение понятия «интерфейс».
 4. Каковы отличия динамического ОЗУ от статического?
 5. Перечислите виды ПЗУ и ОЗУ.
 6. Для чего выполняется регенерация динамической памяти?
 7. В чем разница между CISC-процессором и RISC-процессором?
- В чем разница между командой и микрооперацией?
8. Объясните суть технологии Hyper Threading.
 9. За счет чего процессоры микроархитектуры Nehalem обеспечили снижение энергопотребления?
 10. За счет чего многоуровневая кэш-память обеспечивает повышение производительности процессора?
 11. Каковы перспективы развития процессоров Intel?

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ И РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов, В.П. Основы теории цепей: учебник для вузов/ В.П. Попов. – М.: Высш.шк.,2007. – 575 с.
2. Атабеков, Г.И. Основы теории цепей: учебник /Г.И. Атабеков [и др.] – 3-е изд., стер. – СПб:Лань, 2009. – 424 с.
3. Бессонов, Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: учебник/ Л.А. Бессонов. – М.:Гардарики, 2007. – 701 с.
4. Титце,У. Полупроводниковая схемотехника/ У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК Пресс, 2008. –832с.
5. Бойко,В.И. Схемотехника электронных систем/ И.И. Бойко и др./ - СПб:БХВ – Петербург, 2004. – 496 с.
6. Хоровиц, П. Искусство схемотехники/ П.Хоровиц, У. Хилл – М.: Мир,1998, 704 с.
7. Лаврентьев, Б.Ф. Схемотехника электронных средств/ Б.Ф.Лаврентьев. – «Академия»,2010. – 336 с.
8. Лачин, В.И. Электроника/ В.И. Лачин, Н.С. Савелов. – Ростов н/Д: Феникс,2010 – 793 с.
9. Баранов, В.Н. Применение контроллеров AVR:схемы, алгоритмы/ В.Н. Баранов. – М.:»Додека –XX1» 2004. – 288 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	3
ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ ЭЛЕКТРОНИКИ.....	9
1.1. Диоды.....	9
1.2. Транзисторы.....	14
1.2.1. Биполярные транзисторы	14
1.2.2. Полевые (униполярные) транзисторы.....	17
1.3. Тиристоры.....	27
1.4. Интегральные микросхемы.....	32
1.5. Оптоэлектронные приборы.....	35
1.5.1. Источники излучения.....	35
1.5.2. Приемники излучения.....	45
1.5.3. Оптроны.....	49
1.5.4. Твердотельные реле.....	54
1.5.5. Оптоэлектронные информационные системы.....	56
1.5.6. Твердотельные фотоэлектрические преобразователи изображения.....	58
1.5.7. Индикаторные приборы.....	61
1.6. Система обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.....	64
Вопросы для самопроверки.....	68
2. СХЕМОТЕХНИКА УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ.....	69
2.1. Электронные усилители.....	69
2.1.1. Графический метод анализа усилителя.....	70
2.1.2. Обратная связь в усилителях.....	75
2.1.3. Стабилизация режима постоянного тока в усилителе.....	77
2.1.4. Основная схема усилителя с общим эмиттером.....	79
2.1.5. Малосигнальные h -параметры транзистора.....	81
2.1.7. Усилительный каскад с общим коллектором.....	85
2.1.8. Усилительный каскад на составном транзисторе.....	86
2.1.9. Двухтактный усилительный каскад.....	86
2.1.10. Усилительные каскады на полевых транзисторах.....	87
2.1.11. Усилитель постоянного тока.....	90
2.1.12. Операционный усилитель.....	92
2.1.13. Масштабные усилители на базе операционных усилителей.....	95
2.2. Генераторы сигналов.....	100
2.2.1. Генератор синусоидальных колебаний.....	100
2.2.2. Мультивибратор.....	102
2.2.3. Генератор пилообразного напряжения.....	104
Вопросы для самопроверки.....	105

3. СХЕМОТЕХНИКА ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ.....	106
3.1. Характеристики импульсов.....	106
3.2. Ключевой режим работы биполярных транзисторов.....	109
3.3. Ключи на полевых транзисторах.....	112
3.4. Компараторы напряжений.....	114
3.5. Коммутаторы аналоговых сигналов.....	117
3.6. Блокинг-генераторы.....	119
Вопросы для самопроверки.....	120
4. СХЕМОТЕХНИКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ.....	121
4.1. Структура источников электропитания.....	121
4.2. Выпрямительные устройства.....	123
4.3. Инверторы и преобразователи частоты.....	131
4.4. Сглаживающие фильтры.....	133
4.5. Стабилизаторы напряжения.....	134
4.6. Преобразователи постоянного напряжения.....	139
4.7. Электронные корректоры коэффициента мощности.....	141
Вопросы для самопроверки.....	144
5. СХЕМОТЕХНИКА ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ.....	145
5.1. Системы счисления.....	145
5.2. Элементы теории булевой алгебры.....	147
5.3. Логические элементы.....	149
5.4. Структура и принципы действия логических элементов интегральных микросхем.....	150
5.5. Комбинационные электронные устройства.....	155
5.6. Триггеры.....	160
5.7. Последовательностные цифровые устройства.....	165
5.7.1. Интегральные счетчики.....	166
5.7.2. Регистры.....	168
5.8. Устройства для преобразования формы представления информации.....	170
5.8.1. Цифроаналоговые преобразователи.....	170
5.8.2. Аналого-цифровые преобразователи.....	172
Вопросы для самопроверки.....	174
6. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ УСТРОЙСТВА.....	175
6.1. Запоминающие устройства.....	175
6.1.1. Организация памяти.....	175
6.1.2. Постоянные запоминающие устройства.....	178
6.1.3. Оперативные запоминающие устройства.....	181
6.1.4. Перспективы совершенствования устройств памяти.....	184
6.2. Микропроцессоры.....	188
6.2.1. История и тенденции развития однокристалльных микропроцессоров.....	189

6.2.2. Виды процессоров.....	192
6.2.3. Внутренняя архитектура микропроцессора.....	195
6.2.4. Микроархитектура многоядерных процессоров.....	199
6.2.5. Сигнальные процессоры.....	203
6.3. Однокристалльные микроконтроллеры.....	206
6.3.1. Структура однокристалльных микроконтроллеров.....	207
6.3.2. Основные серии однокристалльных микроконтроллеров.....	209
6.4. Программируемые логические интегральные схемы.....	214
6.4.1. ПЛИС фирмы Altera.....	216
6.4.2. ПЛИС типа «система на кристалле»	218
Вопросы для самопроверки.....	219
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ И РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	220