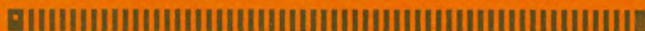


В.Н.Ушаков
О.В.Долженко

ЭЛЕКТРОНИКА:

от элементов
до устройств



·РАДИО И СВЯЗЬ·

от элементов
до устройств

■ ЭЛЕКТРОНИКА:

В.Н.Ушаков
О.В.Долженко

В.Н.Ушаков
О.В.Долженко

ЭЛЕКТРОНИКА:

ОТ ЭЛЕМЕНТОВ
ДО УСТРОЙСТВ



МОСКВА
•РАДИО И СВЯЗЬ•
1993

ББК 32.85
У93
УДК 621.396.6

Рецензент д-р техн. наук, проф. С. И. Баскаков

Редакция литературы по электронике

Ушаков В.Н., Долженко О.В.

У93 Электроника: от элементов до устройств. — М.: Радио и связь, 1993.—352 с.: — ил.
ISBN 5-256-00854-4.

Рассматриваются элементарные основы системного подхода к построению радиоэлектронных устройств, простейшие методы их анализа, понятия о конструкциях и характеристиках элементов радиоэлектронной аппаратуры. Излагаются принципы работы основных электронных устройств: усилителей, генераторов гармонических колебаний, элементов цифровой техники, микропроцессоров и источников питания.

Предназначена для школьников старших классов, интересующихся радиоэлектроникой; может быть полезна учащимся техникумов радиотехнических и электронных специальностей, радиолюбителям.

У 2303030000-004 116-92
046(01)-93

ББК 32.85

Научно-популярное издание

УШАКОВ Вадим Николаевич, ДОЛЖЕНКО Олег Владимирович

ЭЛЕКТРОНИКА: ОТ ЭЛЕМЕНТОВ ДО УСТРОЙСТВ

Заведующий редакцией Ю.П. Рысев
Редактор П.И. Никонов
Переплет художника А.Я. Толмачева
Художественный редактор Н.С. Шеин
Технический редактор Л.А. Горшкова
Корректор Н.Л. Жукова

ИБ № 1754

Сдано в набор 1.10.91 Подписано в печать 09.12.92. Формат 60×88/16. Бумага офсетная №2. Гарнитура "Таймс". Печать офсетная. Усл. печ. л. 21,56. Усл. кр.-отт. 21,81. Уч.-изд. л. 24,24. Тираж 7000 экз. Изд. № 22337. Зак. № 3328. С-004.

Издательство "Радио и связь". 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Государственное Ордена Октябрьской Революции, Ордена Трудового Красного Знамени, Московское предприятие "Первая Образцовая типография" Министерства печати и информации Российской Федерации. 113054, Москва, Валовая, 28.

ISBN 5-256-00854-4.

© Ушаков В. Н., Долженко О. В., 1993

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электроника стала неотъемлемой частью нашей жизни. Она проникла буквально всюду: в повседневный быт, на производство и в сельское хозяйство, в медицину и биологию, образование и спорт. Без нее уже редко обходятся научно-исследовательские и конструкторско-технологические разработки. При этом как область знаний электроника развивается необычайно динамично, что обеспечивает устойчивый интерес к ней со стороны широкого круга людей различного возраста. Особенно важно удовлетворять тягу к знаниям по электронике у молодежи.

В работе электронных устройств разобраться не просто. Для этого необходимы знания основ электроники, которые молодым людям весьма трудно почерпнуть из специальной литературы. Для них нужны особые книги, в которых бы объяснялись принципы работы электронных устройств и составляющих их элементов, обсуждались основные характеристики, показывалось, где и как можно использовать те или иные электронные устройства.

Цель настоящей книги и состоит в том, чтобы дать возможность читателю, не имеющему специальной подготовки в области электроники, ознакомиться с устройством электронной аппаратуры и получить представление о характере задач, решаемых с ее помощью. Но это не учебник. Здесь читатель не найдет строгой теории, последовательного и подробного анализа работы электронных устройств, различных вариантов их построения, что характерно для учебной литературы. Книга по существу является введением в электронику, в круг основных ее понятий, задач и методов, с помощью которых достигаются поставленные цели. Поэтому рассматриваются только типовые схемы основных электронных устройств, используемых в электронной аппаратуре: усилителей, источников питания, генераторов гармонических колебаний и элементов цифровых устройств. О наиболее сложных электронных устройствах — микропроцессорах — даны лишь общие представления.

При изложении материала каждой главы делается акцент на физические процессы и явления, составляющие суть работы любого электронного устройства. Математические выражения, описывающие эти процессы, выведены с учетом только основных явлений и поэтому достаточно просты, а немногочисленные примеры лишь поясняют их. Кроме того, в книге использован принцип независимого изложения материала каждой главы, что позволяет проводить его выборочную проработку.

В основу книги положена более ранняя публикация авторов "Электроника: от транзистора до устройства" (1983 г.), пользующаяся популярностью у радиолюбителей, учащихся старших классов средней школы и техникумов, студентов Втузов. Новая книга подготовлена с учетом достижений современной микроэлектроники и направленности преимущественно на молодежную аудиторию. Рассматриваются резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и трансформаторы, расширены сведения об интегральных микросхемах. Основное внимание уделяется маломощным усилителям на микросхемах, а вопросы схемотехники усилительных каскадов на дискретных элементах рассматриваются только в общем плане без детальной проработки. Приведены данные об интегральных стабилизаторах напряжения для источников питания. Элементы цифровых устройств описываются только в микроэлектронном исполнении. Все вопросы, носящие вспомогательный характер, либо выделены петитом, либо вынесены в приложения.

Авторы надеются, что предлагаемая методика изложения основ электроники и структура построения книги будут способствовать повышению интереса к данному предмету у тех молодых людей, которые впоследствии, возможно, изберут электронику своей основной профессией или найдут удовлетворение в своем труде в других областях техники или сферах деятельности и будут использовать готовую электронную аппаратуру в составе производственных комплексов, а также в научных исследованиях.

Пожелаем им в этом успехов!

ВВЕДЕНИЕ

Электроника — наука о взаимодействии заряженных частиц с электромагнитными полями и методах создания электронных приборов и устройств, в которых это взаимодействие используется для преобразования электромагнитной энергии, передачи, обработки и хранения информации. Эти электронные приборы и устройства применяются во многих областях науки и техники, что и предопределило условия создания общей науки — радиоэлектроники.

Радиоэлектроника охватывает целый ряд относительно самостоятельных отраслей научного и технического знаний, в том числе радиосвязь и радиолокацию, радионавигацию и радиовещание, электровакуумную и полупроводниковую технику, телевидение и др. В состав современной электроники входит несколько относительно самостоятельных специальных отраслей: промышленная электроника, занимающаяся разработкой и применением электронных устройств в промышленности, главным образом для целей измерений, управления и контроля; медицинская электроника, ориентированная на создание электронных устройств, используемых в медицине; ядерная электроника; космическая электроника и т. п. Обилие ее специализированных областей является следствием специфики объектов, применительно к которым разрабатываются те или иные электронные устройства. Эта специфика проявляется в конкретных требованиях задачи, решаемой той или иной подотраслью электроники. Будучи по своему характеру специфическими, все области приложения радиоэлектроники однотипны с точки зрения функций, реализуемых радиоэлектронными устройствами.

Именно поэтому в первом приближении можно ограничиться представлением о делении радиоэлектроники на две части. Первая — физическая электроника — связана с процессом познания, с изучением электромагнитных явлений в различных средах. Вторая часть связана с приложениями электроники.

Результаты физической электроники образуют основу инженерной практики, направленной на создание конкретных радиоэлектронных приборов и устройств.

Вместе с тем для создания конкретных приборов и устройств одних физических знаний недостаточно. Естественно-научные зна-

ния, в том числе и в области физической электроники, по своему происхождению ограничены той познавательной моделью, которая задает исходные посылки исследования; эти знания определяют предмет исследовательской деятельности. Руководствуясь полученными таким образом знаниями, практик, преследуя определенную цель, создает идеальную модель устройства, воплощающего его замысел. В итоге реализации замысла возникает новый объект, в котором наряду с воплощенной идеей и замыслом присутствует и то, что не учитывалось в ходе модельно-теоретического исследования.

Знания существа физических явлений позволяют создать новый объект, цель которого удовлетворить определенные запросы человека, но сам по себе вновь созданный объект уже не идеален, а материален. Выступая в качестве предмета дальнейшего исследования и изучения, он приводит к возникновению теоретических основ практической деятельности, к созданию прикладной, технической теории.

Отличие физической теории от технической заключается в объектах теоретического анализа, в их целевой направленности. Если в рамках первой мир познается, то в рамках второй он преобразуется. Такое упрощенное представление физической и технической теории позволяет разграничить их между собой. В действительности в рамках и первой, и второй теории налицо компоненты как познавательной, так и преобразующей деятельности. Различие же состоит в том, что выступает в качестве определяющего каждого из этих видов деятельности.

Главная цель данной работы состоит в изложении основ, общих принципов радиоэлектроники, методологии решения отдельных задач, возникающих в ходе создания радиоэлектронного устройства, под которым понимается реализованное с помощью средств электроники устройство, обеспечивающее выполнение определенных функций. Такими устройствами могут быть радиоприемник, телевизор, радиопередатчик, генератор, усилитель и т. д.

Радиоэлектроника относительно молода. Если история механики уходит своими корнями в седую древность, а систематическое изучение тепловых явлений началось в середине XVII в., электрических — около двухсот лет назад, то история радиоэлектроники насчитывает менее ста лет. Дата ее рождения связана с первой демонстрацией возможности беспроводной связи 7 мая 1895 г., когда А. С. Попов как бы подвел итог работам, посвященным изучению электромагнитных явлений.

Значение первого опыта беспроводной передачи А. С. Попова прежде всего состояло в том, что он перевел «чистую» теорию передачи сообщений с помощью радиоволн в область практики: перед специалистами встала первая радиоэлектронная задача — обеспечить разработку системы беспроводной связи.

Эта задача на многие годы и определила основное направление развития электроники. Она определила основу новой области практической деятельности — радиотехники. Как следствие ее разрешения, в последующие годы возникали все новые и новые области применения радио для целей управления, локации, передачи зрительных образов и т. д.

Содержательно радиоэлектроника развивалась прежде всего в рамках физических исследований, средства же описания, используемые при решении тех или иных задач прикладного характера, она прежде всего заимствовала у электротехники. И сегодня близость радиоэлектроники и электротехники легко обнаружить, сравнив содержание курсов теоретических основ радиоэлектроники и электротехники. Очевидно, что по-другому и быть не могло: в первом и во втором случаях мы сталкиваемся с электромагнитными явлениями. И сегодня, оставаясь близкими, эти науки существенно различаются как по кругу решаемых задач, так и по методам и средствам достижения поставленных целей. Обе они связаны с электромагнитными явлениями, но если в электротехнике основное внимание концентрируется на передаче энергии и ее преобразовании, то в радиоэлектронике на первый план выступают задачи, связанные с процессами передачи и обработки информации. Нацеленностью радиоэлектроники на информативный аспект во многом объясняется то, что в настоящее время практически нет ни одной области деятельности человека, в который бы она не использовалась или не могла быть использована.

Наряду с материей и энергией информация выступает важнейшей категорией современного научного знания. Вся наша жизнь и деятельность пронизаны информационными потоками, определяющими наше поведение и нашу деятельность, связанную с познанием и преобразованием окружающего мира. Постановка цели, определение путей ее достижения, сам ход деятельности, контроль за тем, как она протекает, проверка того, насколько поставленная цель достигнута,— все это предполагает наличие и использование определенной информации. Информационная направленность радиоэлектроники послужила базой для возникновения новых направлений науки и техники, в частности технической кибернетики, вычислительной и информационной техники.

Сырьевая, энергетическая и информационная базы в широком смысле этих понятий являются исходными предпосылками для существования любого общества. Они определяют характер производства, возникающие на этой базе производственные и социально-экономические отношения, уровень развития общества, состояние его культуры.

Вся предшествующая история человечества была связана с первыми двумя компонентами (сырье, энергетические источ-

ники), которые определяли уровень и характер производства. Что же касается третьей — информации, то она включалась в производственные процессы опосредованно, в виде совокупности знаний, которыми владело и которые использовало общество. Эти знания позволяли создавать новые орудия труда, перестраивать энергетическую базу, постепенно создавать индустрию машинного производства. В такой опосредованной форме знания «участвовали» в процессе производства. Информация непосредственно не включалась в единый производственный цикл, в связи с этим и не удавалось автоматизировать процессы контроля и управления. Реализацию функций управления брал на себя человек.

Во многом только после создания радиоэлектроники стала возможной передача контролирующих, управляющих функций от человека техническим средствам, а значит, стали возможными автоматизация производственных процессов, разработка кибернетических устройств, робототехники, информационных и вычислительных систем, систем искусственного интеллекта. В результате значительно возросла скорость обращения информации, повысилась эффективность ее использования, стал возможным отказ от использования людей на многих участках работы, особенно там, где труд тяжел, а его условия вредны.

В будущем развитие радиоэлектроники, а в более широком смысле — систем передачи и обработки информации приведет к большим изменениям в жизни человеческого общества. По своим последствиям эти изменения можно поставить в один ряд с такими событиями в истории человечества, как изобретение способов получения металла, создание машинного производства, использование электрической энергии.

Информация, сигнал, сообщение. В первоначальном своем значении понятие «информация» означало сведения, передаваемые людьми устным, письменным или каким-либо другим способом с помощью условных сигналов, различных технических средств и т. д. В середине XX в. содержание этого понятия расширилось, оно стало включать обмен сигналами между людьми, человеком и автоматом, автоматом и автоматом; обмен сигналами наблюдается и в животном, и в растительном мире и т. д. Выступая результатом активного взаимодействия двух или нескольких подсистем, понятие «информации» помимо коммуникации потенциально неразрывно связано с познанием, отображением связей, характерных для хода тех или иных процессов.

Знания, являясь итогом активного, а значит, субъективного отражения нашим сознанием закономерностей окружающего нас мира, позволяют приспособиться к нему, ставить перед собой определенные цели и достигать их. Все это возможно только благодаря информации, позволяющей описать поведение самоорганизующихся систем, способных постоянно поддерживать свою качественную определенность, осуществлять целенаправленное,

программное функционирование, саморазвиваться, самосовершенствоваться за счет видоизменения своих программ и способов функционирования.

Информацию можно определить и через способ отражения картины мира в сознании, причем способ, опосредованный конкретно-практической деятельностью человека. В ходе своей активной преобразующей и познавательной деятельности человек формирует представления о мире. Информационная насыщенность этих представлений (значения) выступает в качестве начала, организующего и направляющего его деятельность. Таким образом, картина мира—система знаний, представлений, суждений—в своем исходном начале представляет собой единство мира, «пропущенного» через деятельность, через активно-избирательное отношение человека к миру. Чем богаче, многообразней виды деятельности, тем богаче и система знаний человека.

Информационный процесс в общем случае подразумевает восприятие (формирование) информации самоорганизующейся системой, ее преобразование и передачу по каналам связи, а также ее хранение и использование в соответствии с поставленными целями.

Информационный процесс в самоорганизующейся системе не является простым слепком с того или иного развивающегося вовне ее процесса. Он связан с выбором в окружающем мире только некоторых изменений. Такая избирательность задается самой самоорганизующейся системой, отслеживающей лишь некоторые характеристики среды.

Это положение легко проиллюстрировать на примере зрения человека. Как известно, глаз человека воспринимает и фиксирует электромагнитные волны (свет), лежащие в сравнительно узкой полосе частот. Таким образом, он не реагирует на колебания, находящиеся за этой полосой. Зрение человека как бы обеспечивает избирательное восприятие внешних воздействий. Точно так же только незначительная часть внешних воздействий воспринимается и используется самоорганизующейся системой. Сама по себе возможность выбора свидетельствует о том, что самоорганизующаяся система как бы дискретизирует среду: из бесконечного числа воздействий она выбирает лишь некоторые.

Информация может циркулировать только в своем материальном воплощении—в виде сигнала. Информационный процесс протекает как передача, преобразование и хранение сигналов.

Сигнал—это некоторый материальный объект, несущий определенную информацию. Таким образом, сигнал представляет собой тот или иной материальный носитель, на котором запечатлена информация. Последовательность сигналов по отношению к их потребителю или адресату выступает как сообщение. Адресат, расшифровывая значения сигналов, извлекает смысл сообщения, т. е. заключенную в нем информацию. В качестве

материального носителя в радиоэлектронике используются электромагнитные колебания.

Рассматривая информационный процесс, следует различать характерные для него области: внешнюю и внутреннюю. Внешняя область связана с формированием самой информации: лишь некоторая часть изменений, характерных для источника информации, воспринимается системой, принимающей информацию. Эта система избирательно реагирует только на определенные изменения в источнике информации. Ее избирательность и чувствительность определяются «отношениями» с внешним миром. В большинстве случаев избирательность задается датчиками, своеобразными рецепторами, реагирующими на строго определенные параметры среды. Например, в случае терморегулирующей системы таким избирательным рецептором может быть термopара. Сигнал в такой системе будет определяться только температурой, а не, например, химическим составом среды, в которую помещена термopара.

Когда мы переходим к внутренней области информационного процесса, то здесь сигнал на входе системы уже задан. Во внутренней части системы он преобразуется к виду, пригодному для передачи, хранения, преобразования в системе. Он представляет собой модельное отображение некоторых процессов в источнике информации. Как уже отмечалось, для этого отображения характерна избирательная активность.

Установив связь между информацией и сигналом, мы должны теперь определить, каким должен быть обратный процесс, связанный с извлечением информации из сигнала. Очевидно, для того чтобы такое извлечение состоялось, адресат должен уметь принимать сигналы и знать правила, по которым осуществляется декодирование (расшифровка) принятой последовательности сигналов. Важно учесть, что, принимая сообщение, адресат не знает его содержания. Сигнал для него является случайным. Исходная информация заключена в случайной последовательности значений тех или иных параметров сигнала.

Случайность параметра сигнала, связанного с информацией, может быть выявлена только в том случае, если в отсутствие информации параметры принимаемого «неинформативного» сигнала известны. В качестве таковых принимаются сигналы, все значения которых адресат может предсказать для любого наперед заданного момента времени. Такое колебание является детерминированным. Зная закон изменения носителя и сравнивая с ним значения информативного сигнала, можно выявить разницу. Именно в отклонениях сигнала от эталонного и может быть заключена информация.

В отличие от неинформативного (детерминированного) сигнала информативный сигнал случаен, вероятностен. В оценке вероятности того или иного значения сигнала состоит один из способов измерения информации, оценки объема получаемой информации.

Если обратиться к примеру речи человека, то задача будет выглядеть следующим образом. Содержание передаваемого сообщения кодируется в виде звуковых колебаний. Речь состоит из слов, отдельных совокупностей звуковых сигналов, которые по законам грамматики соединяются между собой. Каждое слово имеет одно или несколько значений. В рамках отдельного предложения значения отдельных слов в своей совокупности определяют контекстуально присутствующую в предложении мысль. Таким образом, мысль не является простой суммой отдельных значений слов. Для того чтобы понять смысл сообщения, нужно, во-первых, его зафиксировать, во-вторых, перевести отдельные слова из области сигнала в область информативных значений, т. е. нужно знать язык и его форму представления в виде речи. Человек, знающий только английский язык, может воспринять звучание слов, но он не поймет человека, говорящего по-немецки: он не сможет осуществить переход от звучания к значению, декодировать сообщение. Для того чтобы процесс передачи информации состоялся, нужно знать содержание сообщения (внешнее звено информационного процесса), уметь его закодировать (перевести содержание в форму сигнала), сигнал должен быть передан адресату, который, приняв его, должен осуществить операцию декодирования.

Все живое представляет собой самоорганизующиеся, развивающиеся, взаимодействующие системы. Более того, каждая из них состоит из ряда подсистем, объединенных в рамках целого. Существовая как единое целое, любое живое существо координирует функционирование этих отдельных подсистем. Эта координация возможна только за счет информационных процессов, протекающих на различных уровнях: от уровня клетки до уровня взаимодействия с окружающей средой обитания. Таким образом, информационные процессы выступают в качестве характерной черты жизни как таковой вообще, связанной со способностью активно отображать изменения в окружающей среде и в связи с этим организовывать в ней свое поведение.

Познание существа информационных процессов позволяет создавать искусственные объекты, в рамках которых реализуются те или иные аспекты, сходные с информационными процессами в живой материи. Как правило, эти процессы только с известной оговоркой можно считать информационными, скорее это системы передачи и обработки сигналов, управляющих «поведением» этих объектов, а само их поведение означает не что иное, как реализацию программы, разработанной и заложенной в такую систему человеком.

Сигналы в радиоэлектронике. Основная задача, решаемая с помощью устройств радиоэлектроники,— разработка методов и устройств передачи, приема, обработки и хранения информации. Весь процесс передачи информации в радиоэлектронных устрой-

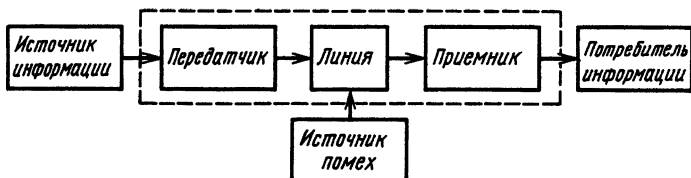


Рис. В.1. Структурная схема радиоэлектронной системы

ствах можно представить так, как это показано на рис. В.1. Этот процесс аналогичен рассмотренному выше.

Сначала по внешней по отношению к радиоэлектронному устройству области информационного процесса показатели, характеризующие состояние некоторого объекта, преобразуются в электрический сигнал. Эта операция осуществляется с помощью датчика, преобразующего величину наблюдаемого параметра в эквивалентный электрический сигнал. На этом этапе предполагается, что существует определенное соответствие между значениями соответствующего параметра и значениями электрического сигнала. После этого электрический сигнал поступает на вход радиоэлектронного устройства (РЭУ). Задача РЭУ состоит в преобразовании сигнала к виду, обусловленному требованиями потребителя информации и приемника. Для ее решения требуется определить характер необходимых преобразований сигнала, учесть специфические характеристики линии передачи сигнала и возможных помех от источника сигнала до приемника.

В качестве примера рассмотрим случай организации радиосвязи (рис. В.2). Источник информации (первичный сигнал) — диктор. Микрофон преобразовывает звуковые колебания в низкочастотные электрические, которые поступают на вход передатчика. В передатчике эти низкочастотные колебания «накладываются» на высокочастотные, способные с малыми потерями распространяться на большие расстояния. Для этого чтобы высокочастотное колебание содержало нужную информацию, необходимо проводить его модуляцию — изменять один из параметров по закону передаваемого сообщения. В месте приема электромагнитные колебания улавливаются приемной антенной и поступают на вход приемника в виде высокочастотного электрического сигнала. Далее следует операция, обратная модуляции, — демодуляция (декодирование). В результате демодуляции восстанавливается форма низкочастотного электрического сигнала, аналогичная той, которая была на выходе микрофона. Этот сигнал усиливается, и на выходе в идеальном случае получают электрический сигнал, аналогичный сигналу на выходе микрофона. Динамик, осуществляя обратную операцию, преобразует электрические сигналы в акустические. Потребитель информации — слушатель восстанавливает содержание передаваемого микрофоном сообщения.

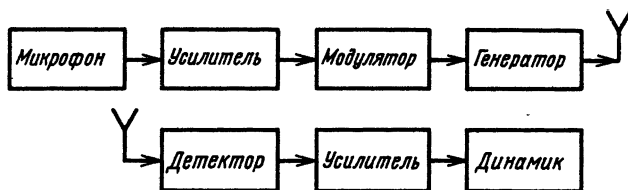


Рис. В.2. Структурные схемы передатчика и приемника

В идеальном случае принятое сообщение должно совпадать с переданным. На практике, однако, дело обстоит иначе: реальным процессам передачи всегда сопутствуют процессы, искажающие сигналы. Эти искажения зависят от различного рода внешних и внутренних помех, накладывающихся на сигнал. Когда же уровень помех превышает уровень полезного сигнала, то передаваемая информация может быть искажена или даже утрачена полностью.

Современная радиоэлектроника имеет дело с разными сигналами. Они прежде всего классифицируются по длительности, диапазону изменений и ширине спектра.

Определение сигнала как единства материального носителя и информации, подчеркивая сущность процесса, не позволяет перейти к его количественному и качественному детальному анализу. Такой переход достигается с помощью модельных представлений сигнала, например, в виде временных графиков, представляющих его значение в отдельные моменты времени.

Часто сигнал представляют с помощью математического описания. В этом случае говорят о его математической модели. Преимущество этой модели в универсальности. Один из математических методов представления сигнала связан с его спектральным представлением. Проблема спектра сводится к очень простой задаче, связанной с поиском таких характеристик, которые позволили бы ответить на вопрос, каким требованиям должно отвечать радиоэлектронное устройство для оптимальной передачи и приема тех или иных сигналов.

Задачу соответствия между устройством и сигналом можно решить, если удастся сопоставить характеристики сигнала и устройства. На практике для такого сопоставления часто используют семейства некоторых «эталонных» функций времени. Сначала анализируют, как можно представить сигнал с помощью этих колебаний, а затем исследуют, как на такие эталонные колебания отреагирует радиоэлектронное устройство.

Как известно из курса математики, любую сколь угодно сложную временную функцию (сигнал) можно представить в виде суммы большого числа более простых функций (составляющих), каждая из которых входит в эту сумму со своим весовым коэффициентом. Часто в радиоэлектронике в качестве таких эталонных функций используют гармонические колебания.

Так как гармонические колебания характеризуются амплитудой, частотой и начальной фазой, то и задача реакции устройства на сигнал сводится в этом случае к исследованию, как радиоэлектронное устройство реагирует на те гармонические колебания, сумма которых воспроизводит форму сигнала, действующего на входе устройства. Одновременно важно знать и то, какие изменения РЭУ вносит в амплитуду и начальную фазу гармонических колебаний разных частот, как оно реагирует на различные значения амплитуды. Ответ на эти вопросы получают с помощью амплитудной, амплитудно-частотной, фазово-частотной характеристик РЭУ.

Для того чтобы судить о соответствии устройства характеристикам сигнала, нужно представить сигнал на «языке» эталонных функций. Это достигается его разложением в ряд, представлением в виде отдельных гармонических «эталонных» составляющих сигнала, сумма которых позволяет воспроизвести его исходную форму. После такого разложения уже можно сопоставить два семейства характеристик, первое из которых представляет сигнал, разложенный в ряд по эталонным функциям, а второе — само РЭУ. Сравнение характеристик позволяет получить ответ на вопрос, насколько данное устройство соответствует данному сигналу.

Выбор гармонических функций, в частности, объясняется тем, что эти функции инвариантны по отношению к процессам, происходящим в линейных электрических цепях: если на вход такой цепи подать гармоническое колебание, то и на ее выходе оно останется гармоническим, отличаясь от входного только по фазе и амплитуде.

В результате представления сигнала в виде суммы гармонических составляющих осуществляется переход к так называемому спектральному представлению сигнала. Совокупность составляющих, входящих в сумму разложения сигнала, определяет его спектр. Чаще всего в радиоэлектронике используют разложение Фурье (см. приложение 1).

Сигналы, используемые в радиоэлектронике, подразделяют на детерминированные и случайные. Строго говоря, полностью детерминированных сигналов в природе не существует.

Еще один важный класс сигналов — импульсные. Импульсы — это колебания, существующие лишь в пределах короткого отрезка времени. Различают видео- и радиоимпульсы.

Различие между ними заключается в следующем. Если θ — видеоимпульс, то соответствующий радиоимпульс представляет собой высокочастотное колебание, заполняющее его. Своему названию видеоимпульсы обязаны тому, что их первые применения были связаны с техникой телевидения (рис. В.3).

Чаще всего физические процессы, порождающие сигналы, с которыми приходится сталкиваться в радиоэлектронике, не-

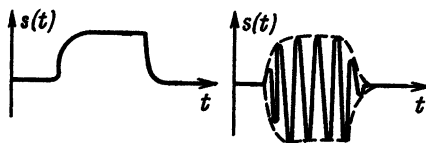


Рис. В.3. Видео- и радиоимпульсы

прерывны во времени, а значит, непрерывны и соответствующие им сигналы. Сигналы, значения которых можно измерить в любой момент времени, называют аналоговыми. Одномерный аналоговый сигнал можно представить в виде графика (осциллограммы).

Наряду с аналоговыми используются дискретные сигналы. Простейшая математическая их модель — счетное множество точек на оси времени, в каждой из которых определено значение сигнала. Разновидностью дискретных сигналов являются сигналы цифровые. Переход от аналоговых сигналов к цифровым произошел благодаря поиску путей повышения надежности работы радиоэлектронных устройств. Один из таких путей был связан с переходом на цифровое представление сигналов — переходом к цифровым устройствам, который привел к коренной перестройке многих радиоэлектронных систем. В частности, он коснулся и сигналов: в радиоэлектронике стали широко применять дискретизацию сигналов по времени и по уровню. Характерная особенность таких сигналов — представление их отсчетных значений в числах.

Дискретизация сигналов по времени заключается в том, что сигнал передается только в определенные моменты времени (рис. В.4, а), которые обычно следуют через равные промежутки времени Δt . В ходе дискретизации по уровню осуществляют квантование значения сигнала: вместо данного мгновенного значения передают его ближайшие разрешенные значения (уровни) по заранее установленной шкале дискретных уровней (рис. В.4, б). Шкалу разрешенных значений называют шкалой квантования, а интервал между разрешенными значениями Δs — шагом кван-

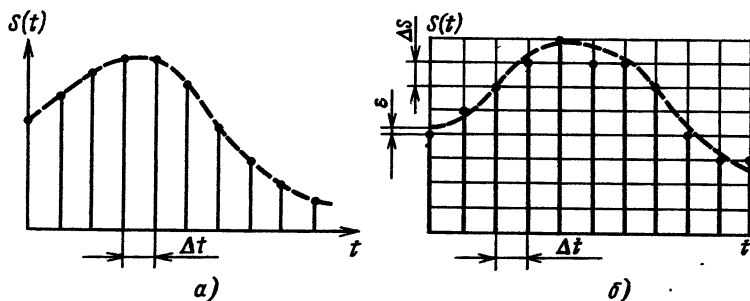


Рис. В.4. Дискретизация сигнала

тования. При квантовании появляется некоторая ошибка, которую называют помехой или шумом квантования ϵ .

Дискретизация по времени позволяет осуществить многоканальную связь с временным разделением каналов. В паузах между сообщениями, передаваемыми по одному каналу связи, можно передать сообщение по другому каналу. В результате увеличивается реальная пропускная способность линии связи. В свою очередь, дискретизация по уровню повышает помехоустойчивость линии связи. Вместе с тем любая дискретизация — замена, например, аналогового сигнала дискретным — уже подразумевает определенные потери и искажения. Каким же образом следует осуществлять дискретизацию, чтобы они не превысили допустимо возможных? К этому вопросу близок и вопрос о выборе полосы пропускания радиоэлектронного устройства в случае сигнала с широким, неограниченным спектром.

На практике пользуются колебаниями с ограниченным спектром. В связи с этим вводят понятие рабочей ширины спектра, определяя ее либо как область частот, где расположены спектральные составляющие, воспроизводящие форму сигнала с необходимой для конкретного случая точностью, либо как область частот, где сосредоточена основная энергия колебания; полосу же пропускания часто стремятся уменьшить.

Аналогичная задача возникает и при выборе интервала дискретизации. Физически она сводится к нахождению такой его величины, при которой адресат сможет восстановить исходное сообщение по его значениям в отдельные моменты времени. Если интервал будет большим по отношению к характерным изменениям непрерывного сигнала, то и ломаная, проведенная через его значения в отдельные моменты отсчета, будет значительно отличаться по форме от сигнала на входе устройства. С уменьшением интервалов отсчета мгновенных значений будет увеличиваться точность воспроизводства формы исходного сигнала: сигнал на выходе радиоэлектронного устройства по форме будет все больше приближаться к исходному.

Основные преобразования сигналов в радиоэлектронике. Теперь перейдем к характеристике тех основных функциональных преобразований сигналов, которым они подвергаются в радиоэлектронных устройствах.

Под функциональными будем понимать преобразования, которые необходимо произвести над сигналом, чтобы состоялся процесс его передачи. Число таких преобразований невелико, а их содержание вытекает из вполне очевидных соображений.

Первый вид преобразований связан с тем, что чаще всего линия передачи ослабляет сигнал. Ослабление может происходить за счет потерь, снижения плотности энергии сигнала, приходящейся на единицу площади в точке его приема. В итоге такого ослабления уровень принимаемого сигнала может оказаться мень-

ше необходимого для нормальной работы устройства. Компенсировать снижение уровня сигнала можно его усилением. Уровень сигнала и сам по себе часто бывает недостаточным с точки зрения требований его потребителя. И в этом случае тоже прибегают к усилению.

Так как электрические сигналы могут быть охарактеризованы током, напряжением и мощностью, то в зависимости от требований и условий решаемой задачи различают усиление по току, напряжению и мощности, а соответствующие устройства, реализующие эту функцию, называют усилителями тока, напряжения, мощности.

Математическая модель процесса усиления сигнала простая. Если $s(t)$ — сигнал, который должен быть усилен в K раз, то в идеальном случае усиленный сигнал будет иметь вид $S(t) = Ks(t)$, в случае усиления по напряжению $u_2(t) = K_u u_1(t)$. Если же он должен быть усилен по току, то соответственно $i_2(t) = K_i i_1(t)$. Усиление по мощности выражается через ток и напряжение исходного сигнала и соответствующие им коэффициенты усиления по току и мощности:

$$p_2(t) = K_u K_i u_1(t) i_1(t) = K_p p_1(t).$$

Здесь $p_1(t) = u_1(t) i_1(t)$ — мощность усиливаемого сигнала, $K_p = K_u K_i$. Таким образом, усиление по мощности произойдет тогда, когда $K_u K_i > 1$, но при этом необязательно, чтобы соблюдались оба неравенства $K_u > 1$ и $K_i > 1$. Достаточно выполнения одного из условий: $K_u > 1/K_i$ или $K_i > 1/K_u$.

Второе функциональное преобразование сигнала, на котором мы остановимся, связано с модулированием. Такого типа преобразование частоты осуществляется, например, при переходе от низкочастотного сигнала к радиосигналу, огибающая которого по форме соответствует сигналу низкочастотному.

Для того чтобы проиллюстрировать смысл модуляции, обратимся к следующему примеру. Предположим, что имеется датчик, сигнал с которого управляет работой какого-то устройства, причем непосредственно на это устройство сигнал не может быть подан, потому что прямой, непосредственной связи с ним установить нельзя. С другой стороны, с ним возможна, например, световая связь. Учитывая это, мы можем принять решение установить такую связь, при которой интенсивность света будет изменяться по закону сигнала датчика. Тогда в месте приема будет наблюдаться световой поток переменной интенсивности, закон изменения которого аналогичен закону изменения электрического управляющего сигнала. В месте приема световой поток можно подать на вход фотопреобразующего датчика. На его выходе будет наблюдаться электрический сигнал, аналогичный исходному, управляющему, который можно подать на соответствующее приемное устройство. В рассматриваемом случае из-

менение светового потока по закону передаваемого сигнала и представляет собой модуляцию, обратный же ему процесс, связанный с восстановлением исходного электрического сигнала из светового,—демодуляцию или детектирование.

Модуляцию и детектирование часто используют в радиоэлектронике, прежде всего в радиотехнике. Процессы частотного преобразования встречаются в устройствах промышленной электроники и в других прикладных областях радиоэлектроники. Для радиоустройств и устройств, связанных с процессами излучения сигналов, они обязательны. Этот вывод становится очевидным, если учесть, что полезный сигнал, как правило, низкочастотный (например, частотный диапазон речи заключен в интервале от нескольких герц до 20 кГц). Такие низкочастотные сигналы не могут эффективно излучаться и распространяться на большие расстояния. Высокочастотные же электромагнитные колебания излучаются в свободном пространстве на большие расстояния.

Электрические сигналы датчика называют первичными, а высокочастотные, модулированные сигналы—вторичными. Часто в качестве таких вторичных используют гармонические колебания. Сущность модуляции сводится к тому, чтобы заключить в высокочастотное колебание информацию, содержащуюся в низкочастотном сигнале. Высокочастотное колебание, называемое несущим, модулируется: один из параметров этого сигнала изменяют по закону первичного сигнала. Несущую часть всегда выбирают значительно выше максимальной частоты спектра передаваемого первичного сигнала: чем меньше полоса частот первичного сигнала по сравнению с несущей, тем меньше искажений вносится в радиосигналы при передаче их через любые радиоэлектронные устройства.

В общем случае радиосигнал можно представить в виде

$$a(t) = A(t) \cos \varphi(t),$$

где амплитуда $A(t)$ и фаза $\varphi(t)$ (или только A , или только φ) изменяются по закону первичного сигнала. При постоянных значениях A и φ выражение соответствует чисто гармоническому колебанию.

Гармоническое колебание, описываемое выражением $a(t) = A \cos(\omega t + \psi)$, характеризуется тремя независимыми параметрами: амплитудой, частотой и начальной фазой. Если хотя бы один из параметров будет подвергаться принудительному изменению по закону передачи сообщения, то колебание $a(t)$ станет модулированным. Различают три вида модуляции: амплитудную, частотную и фазовую. На практике встречаются и смешанные виды модуляции.

Изменение любого параметра гармонического высокочастотного колебания превращает его в сложное, представляемое целым спектром частот, причем структура спектра модулированного

колебания зависит не только от характера передаваемого сообщения, но и от вида модуляции (см. приложение 3).

Заканчивая рассмотрение модуляции, обратим внимание на то, что процесс модуляции требует собственно электрического управляющего сигнала и, кроме того, колебаний, которые выступают в роли несущих. Процесс получения несущих колебаний называется генерацией. Генератор осуществляет преобразование энергии источника питания в энергию колебаний заданной формы. Обратным модуляции является процесс детектирования или демодуляции. В итоге демодуляции восстанавливается первичный электрический сигнал.

Таким образом, основной смысл процессов преобразования сигналов в радиоэлектронных устройствах может быть представлен с помощью двух противоположных пар понятий: ослабление — усиление, модуляция — демодуляция. Дополняют их процессы генерации колебаний. Этим круг возможных преобразований не исчерпывается. Очевидно, что проведение всех этих операций невозможно без внешних источников энергии. Поэтому, говоря об электронных устройствах, нужно всегда иметь в виду и наличие в них источников энергии.

Элементная база радиоэлектроники. Процессы получения, передачи, преобразования сигналов осуществляются радиоэлектронными устройствами (РЭУ) применительно к тем функциям, которые с их помощью реализуются. Требования, которым устройства должны отвечать, полностью обусловлены особенностями сигналов, их передачей от источника к потребителю и особенностями потребителей.

Параметры исходного сигнала, его назначение детерминируют процессы создания устройства, его синтеза. Для того чтобы определить процедуру такого синтеза, необходимо знать характеристики элементов, входящих в состав будущего устройства, характер функциональных связей и отношений, в которых они будут находиться в устройстве. При этом любое РЭУ может анализироваться и как определенная электрическая цепь, и как устройство, осуществляющее определенные функциональные преобразования сигнала. И в том, и в другом случае РЭУ следует рассматривать как целостное образование, обладающее новыми качественными особенностями, не сводящимися к характеристикам и свойствам компонентов, которые входят в его состав. Эти новые качества — результат взаимодействия элементов, образующих систему.

Для того чтобы понять устройство, нужно прежде всего изучить его внутреннее строение, т. е. установить, из каких элементов оно образовано, каковы его структура и функции, факторы, обеспечивающие его целостность. Под элементами понимаются структурные единицы устройства, взаимодействие которых и обеспечивает присущие ему качественные особенности.

Все элементы радиоэлектроники можно разделить на пассивные (потребляющие или накапливающие энергию) и активные (выступающие в качестве источников энергии). По числу выводов элементы можно подразделить на двухполюсные и многополюсные.

Простейшими двухполюсниками являются резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, источники электрической энергии, диоды.

Электрические свойства этих элементов описываются параметрами, устанавливающими связь между током и напряжением, которое прикладывается к элементу. Математические модели резистора, элемента индуктивности, емкости конденсатора определяются выражениями

$$u_R = R i; \quad u_C = \frac{1}{C} \int i dt; \quad u_L = L \frac{di}{dt},$$

где R — внутренняя характеристика резистора (сопротивление); C — характеристика конденсатора (емкость); L — характеристика катушки индуктивности (индуктивность).

Часто в устройства входят и нелинейные элементы, параметры которых меняются с изменением тока или напряжения.

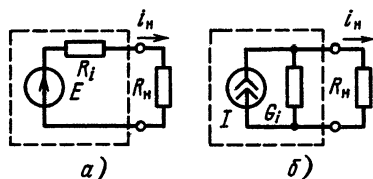
Работа всякой электронной схемы возможна лишь при наличии источников электрической энергии, которые могут быть независимыми и изменяющимися во времени или управляемыми. Временнзависимые источники — это источники входных сигналов. Управляемые источники — источники, которые используются при формировании схем замещения активных нелинейных или пассивных нелинейных элементов.

Рассматривая источники электрической энергии, используемые в радиоэлектронике, следует различать источники напряжения и источники тока. Идеальный источник напряжения поддерживает на своих зажимах постоянное напряжение, величина которого не изменяется при изменении сопротивления подключаемой к нему цепи. В свою очередь, идеальный источник тока независимо от подключенной к нему цепи отдает в нее постоянный по величине ток. Условие идеальности связано с предположением о том, что в первом случае внутреннее сопротивление источника напряжения равно нулю, а во втором — бесконечности.

На практике имеют дело с реальными источниками энергии с определенным значением ЭДС и внутренним сопротивлением. В случае, если внутреннее сопротивление мало по сравнению с сопротивлением внешней по отношению к источнику цепи, источник энергии можно представить в виде источника напряжения E , последовательно с которым подключено сопротивление R_i , равное его внутреннему сопротивлению (рис. В.5, а), если же сопротивление внешней цепи много меньше внутреннего сопротивления источника энергии, то его можно представить

Рис. В.5. Эквивалентная схема источника электрической энергии:

a — источник напряжения, b — источник тока



в виде источника тока I , параллельно которому подключен источник энергии с проводимостью G_i (рис. В.5, б).

Элементы с нелинейными вольт-амперными характеристиками подразделяются на две подгруппы: неуправляемые и управляемые.

Вольт-амперная характеристика неуправляемого нелинейного элемента определяется физико-химическими особенностями материалов, конструктивными и технологическими процессами создания таких элементов. Электрические характеристики управляемых нелинейных элементов описываются семейством вольт-амперных характеристик, каждая из которых определяется не только конструктивными, технологическими особенностями процессов, связанных с созданием таких элементов, но и значением некоторого управляющего воздействия, подаваемого на элемент. Неуправляемые элементы имеют два полюса. В свою очередь, управляемые нелинейные элементы имеют как минимум три полюса. Примером неуправляемого нелинейного элемента может послужить диод, а управляемого — биполярный транзистор, вольт-амперные характеристики которых приведены на рис. В.6, a и b соответственно.

Как видно из рис. В.7, a , сопротивление нелинейного элемента для постоянного тока меняется при переходе от одной точки вольт-амперной характеристики к другой (меняется угол наклона прямой, соединяющей точку на вольт-амперной характеристике с началом координат, сравните α_1 и α_2 на рис. 6.7, a).

В случае нелинейных элементов целесообразно введение двух понятий: сопротивления элемента постоянному току и сопротивле-

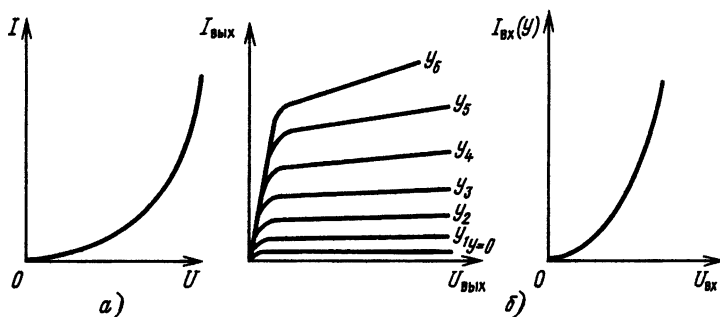


Рис. В.6. Вольт-амперная характеристика (ВАХ):

a — неуправляемого элемента, $б$ — управляемого элемента

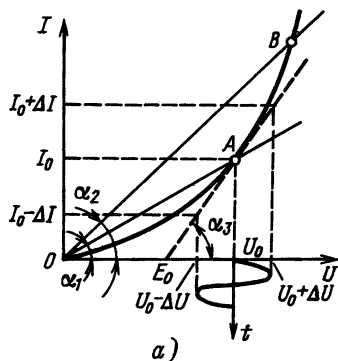


Рис. В.7. Вольт-амперная характеристика нелинейного элемента (а) и его эквивалентная схема замещения (б) при линеаризации

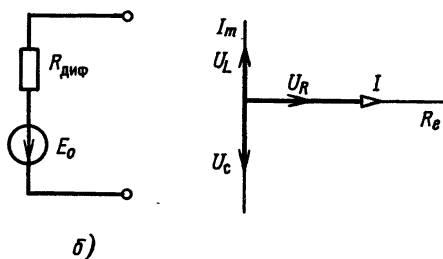


Рис. В.8. Векторная диаграмма последовательной R , L , C -цепи

ния элемента переменному току сравнительно малой амплитуды, локализованной в окрестности определенной точки вольт-амперной характеристики (дифференциальное сопротивление). Так, на рис. В.7, а α_1 характеризует сопротивление постоянному току U_0/I_0 , а α_3 — дифференциальное сопротивление переменному току при изменении напряжения от $(U_0 - \Delta U)$ до $(U_0 + \Delta U)$. Важно, что, во-первых, сопротивление постоянному току может существенно отличаться от дифференциального сопротивления в окрестности изменения сигнала, а, во-вторых, изменяя U_0 , мы можем в случае малых сигналов изменять положение точки A , перемещая ее в ту или другую часть характеристики. В свою очередь, сказанное означает, что при использовании нелинейного элемента приходится различать режим работы по постоянному току, связанному с обеспечением работы элемента на выбранном участке вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, и режим по переменному току, определяемому той частью вольт-амперной характеристики, в пределах которой будет изменяться сигнал.

Режим по постоянному току обеспечивается напряжением между выводами прибора. При этом решающую роль играют относительные значения разности потенциалов между отдельными выводами или токов.

Использование нелинейных элементов в режиме малых сигналов (в этом случае они работают как линейные элементы) позволяет в ряде случаев перейти к их модельному представлению в виде двухполюсников. В состав таких двухполюсников входит некоторый условный источник энергии (управляющий) и сопротивление (рис. В.7, б). Указанная методика может быть распространена и на управляемые нелинейные элементы.

Выше были охарактеризованы основные соотношения между токами и напряжениями как для линейных, так и для нелинейных

элементов, причем при наличии резистора, конденсатора и катушки индуктивности оперировали с мгновенными, текущими значениями этих величин, что не всегда удобно для расчетов. В связи с этим для инженерных расчетов используют комплексный метод, в соответствии с которым токи и напряжения изображаются в виде комплексных величин:

$$I_m \sin(\omega t + \psi_i) \rightarrow I_m e^{j\psi_i} = \dot{I}_m;$$

$$U_m \sin(\omega t + \psi_u) \rightarrow U_m e^{j\psi_u} = \dot{U}_m.$$

Комплексное сопротивление резистивного элемента остается равным R , комплексные же сопротивления индуктивного и емкостного (реактивных) элементов соответственно определяются выражениями

$$\underline{Z}_L = jX_L = j\omega L; \quad \underline{Z}_C = -jX_C = 1/j\omega C,$$

где $j = \sqrt{-1}$.

Выражения, описывающие связь между током и напряжением на этих элементах, в комплексной форме принимают вид

$$\dot{U}_R = R\dot{I}, \quad \dot{U}_C = \dot{I}/j\omega C, \quad \dot{U}_L = j\omega L\dot{I}.$$

Указанные соотношения можно интерпретировать, графически изображая значения токов и напряжений на комплексной плоскости в виде векторов. Как следует из рис. В.8, в случае резистивного элемента ток и напряжение совпадают по фазе, на емкостном элементе напряжение отстает от тока по фазе на 90° , а в индуктивном — ток отстает от напряжения на столько же.

В случае комплексного представления сопротивлений элементов величины сопротивлений емкостного и индуктивного элементов зависят от частоты. Это означает, что при подаче на них напряжения, представляющего сумму ряда гармонических составляющих, для каждой частоты сопротивление этих элементов будет иметь свое значение.

Рассмотренные выше элементы определили развитие радиоэлектроники на этапе, когда ее устройства изготовлялись из отдельных дискретных элементов. В настоящее время широкое распространение получили компоненты в интегральном исполнении. В этом случае конструктивный элемент схемы представляет собой устройство со сложными характеристиками. Безусловно, это сказалось и на процессах создания радиоэлектронных устройств. Но при этом следует иметь в виду, что интегральные микросхемы тоже содержат в себе определенным образом выполненные в ходе единого технологического процесса активные и пассивные элементы: транзисторы, резисторы, конденсаторы, диоды.

Изложенное представление о том, что внутренние параметры резистора отображаются сопротивлением, конденсатора — емко-

стью и т. д., тоже является своего рода идеализацией при описании внутренних свойств реальных элементов, которая допустима при определенных условиях их работы. В общем же случае электрические схемы, отражающие внутренние свойства реальных элементов, оказываются гораздо более сложными: они включают как активные сопротивления, так и реактивные компоненты, а также источники электрической энергии, обусловленные тепловыми шумами. Эквивалентные схемы замещения элементов становятся все более сложными по мере увеличения частоты, на которой должно работать радиоэлектронное устройство.

Схемы радиоэлектронных устройств. С точки зрения качественной специфики РЭУ, его особенностей важное значение играет структура, под которой понимается внутренняя форма системы, отображающая характер взаимосвязей, взаимодействия ее элементов. Структура, отображая характер взаимосвязей между элементами, определяет режим работы каждого из них: доминирующее положение одних элементов и вспомогательное — других.

Структура РЭУ наглядно представляется с помощью схемотехнической модели — принципиальной электрической схемы устройства, на которой с помощью условных изображений показаны элементы, входящие в состав устройства, и связи между ними. Принципиальная электрическая схема позволяет качественно охарактеризовать работу устройства в целом, а в случае, если на ней указаны номиналы и типы элементов, входящих в состав устройства, — приблизительно оценить ее количественные характеристики. Принятие того или иного решения разработчиками означает выбор определенной принципиальной схемы, которая представляет собой базу электротехнического расчета значений выбираемых параметров элементов, режимов работы, номиналов и т. д.

Расчет принципиальной схемы производится на основе положений теории электрических цепей, для которой исходными являются топологические понятия ветви, узла и контура электрической схемы.

Ветвью электрической схемы называют такой ее участок, по которому проходит один и тот же ток, узлом — место соединения двух и более ветвей. На схемах узел изображается жирной точкой. Контуром электрической схемы называют любой замкнутый путь по схеме, охватывающий несколько ветвей. Ветвям и узлам электрической схемы соответствуют, как правило, ветви и узлы реальной электрической цепи. В случае учета паразитных параметров и связей число ветвей и узлов на эквивалентной схеме может превысить число ветвей и узлов реальной цепи.

Если электрические сопротивления, индуктивности и емкости всех элементов схемы постоянны, то процессы, происходящие в таких цепях, описываются дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами, а сами цепи называются линейными.

Если электрическое сопротивление, индуктивность или емкость хотя бы одного элемента цепи зависят от значений или направлений токов или напряжений в этом элементе, то процессы, происходящие в такой цепи, описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, а цепи называются нелинейными.

Если электрическое сопротивление, индуктивность или емкость хотя бы одного элемента цепи изменяются во времени, то процессы, происходящие в такой цепи, описываются линейными дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами, а сами цепи называются параметрическими.

Линейные дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами относятся к наиболее простому типу уравнений, теория которых достаточно хорошо разработана. В теории линейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами и нелинейных уравнений положение дел более сложное: для ряда практически важных случаев их точного решения не существует. Поэтому и процедура исследования таких цепей оказывается более сложной. При изучении поведения таких схем всегда стремятся к «линеаризации», к представлению их (тогда, когда это возможно, исходя из физических соображений) в виде линейных цепей, содержащих малый нелинейный параметр, отображающий нелинейные свойства цепи. При этом широко используются асимптотические методы решения нелинейных уравнений. Например, если изменения сопротивлений, индуктивностей и емкостей малы, то их значения принимаются постоянными, а всю цепь рассматривают в первом приближении как линейную. Однако для многих устройств (выпрямителей, модуляторов, детекторов, генераторов) линеаризация принципиально недопустима: эти процессы существенно нелинейны по своему физическому смыслу. В этих случаях и прибегают к приближенным методам решения нелинейных и параметрических уравнений.

Несмотря на разнообразие типов цепей, встречающихся в радиоэлектронных устройствах, их анализ проводят на основе общей принципиальной схемы с помощью основных законов электрических цепей: законов Ома и Кирхгофа (причем последние справедливы для электрических цепей переменного тока, отвечающих условию, что геометрические размеры цепи много меньше длины волны рассматриваемых колебаний в цепи. Физически это означает постоянство разностей потенциалов между любыми узлами электрической цепи: изменение фазы колебания не приводит к относительному изменению разности потенциалов). Принципиальная схема устройства для расчетов дополняется эквивалентными схемами отдельных образующих ее элементов с учетом особенностей функций, исполняемых ими в цепи, а также выбираемого режима работы.

Основные законы, составляющие основу расчета электрических цепей, представлены в приложении 4.

В радиоэлектронике математические методы расчета не единственные. Кроме них часто прибегают к графоаналитическим методам расчета, основанным на графическом представлении вольт-амперных характеристик элементов, входящих в состав цепи, с последующим нахождением вольт-амперных характеристик ветвей, включающих несколько элементов. Наиболее часто к графоаналитическим методам прибегают в случае, если в схеме есть нелинейные элементы — элементы, вольт-амперная характеристика которых нелинейна. При этом само наличие таких элементов еще не свидетельствует о том, что при расчете нужно учитывать нелинейность. Ответ на вопрос зависит от режима работы нелинейного элемента. Так, в случае малого сигнала, как это бывает в малосигнальных усилителях, транзисторы часто могут считаться линейными элементами. Они могут быть представлены в виде эквивалентных линейных схем замещения, включение которых в схему цепи позволяет вести расчет по методикам, которые были только что указаны. При этом основными расчетными величинами являются различные коэффициенты передачи (коэффициенты усиления по напряжению, току, мощности). Рассчитав общую эквивалентную схему каскада на одной частоте, определяют изменения коэффициентов передачи при изменении частоты входного сигнала — строят частотные характеристики каскада.

Если же активный элемент работает в нелинейном режиме или нелинейной является вольт-амперная характеристика одного из элементов цепи, то цепь считается уже нелинейной. В этом случае часто прибегают к помощи графоаналитических методов. Точность этих методов ниже аналитических, однако они позволяют быстро и наглядно проанализировать цепь, работающую в нелинейном режиме.

Структурные схемы радиоэлектронных устройств. Несмотря на большое разнообразие схемотехнических решений РЭУ, с функциональной точки зрения они достаточно однородны. Однородность особенно отчетливо проявляется, когда мы обращаемся к функциям, которые реализуются с их помощью. Ранее некоторые из таких функциональных преобразований нами были определены: это усиление, генерация, модуляция, детектирование. Каждая элементарная операция преобразования сигнала, как правило, осуществляется отдельной частью устройства. Часть электронного устройства, выполняющая такую элементарную операцию, называется функциональным звеном. Любое устройство можно представить в виде последовательности покаскадно соединенных звеньев, каждый из которых выполняет какую-то элементарную операцию, являющуюся функцией звена.

Отсюда следует еще один способ представления электронного устройства в виде структурных схем, на которых указывается назначение звеньев и последовательность их соединения. Цепи

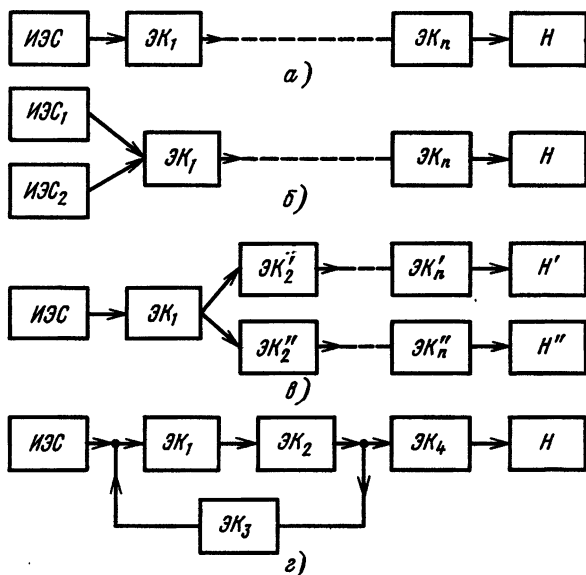


Рис. В.9. Структурные схемы электронных устройств:

а — одноканальная, *б* — двухканальная по входу, *в* — двухканальная по выходу, *г* — с каналом обратной связи

питания, как правило, не приводятся. Структурная схема позволяет оценить функциональный состав устройства, представить характер и последовательность преобразования сигнала.

Звенья в устройстве могут соединяться последовательно, параллельно и комбинированно (рис. В.9). При этом первое звено по отношению к пути прохождения сигнала называется входным, а последнее — выходным. Соответственно различают входной и выходной сигналы всего устройства и входной и выходной сигналы отдельных звеньев. Связи между звеньями обеспечиваются переходными цепями, представляющими чаще всего пассивные четырехполюсники. В их состав входят резистивные и емкостные элементы. Иногда применяют и непосредственные прямые, гальванические связи; при этом выход предыдущего звена непосредственно подключают к входу последующего.

Основное требование, которому должны удовлетворять переходные цепи, сводится к передаче сигнала на вход последующего звена без искажений формы, согласованию выходных и входных характеристик звеньев, обеспечению развязки этих звеньев по режиму постоянного тока. Последнее означает независимое функционирование звеньев при отсутствии входного сигнала.

Входной и выходной сигналы всего устройства могут быть как электрическими, так и неэлектрическими. Сигналы на входах и выходах звеньев, входящих в состав устройства, как правило,

электрические. Направление движения сигнала на структурных схемах показывается стрелками.

На рис. В.9 приведены наиболее распространенные типы структурных схем радиоэлектронных устройств. При этом основное внимание обратим не на функции, выполняемые отдельными звеньями, а на характер самой структуры, отображающей специфику межкаскадных связей. Простейшей является структурная схема одноканального устройства (рис. В.9, а). В двухканальном по входу устройстве (рис. В.9, б) электрические сигналы, снимаемые с источников электрического сигнала ИЭС₁ и ИЭС₂, подаются на вход электронного звена ЭК₁, с выхода которого снимается разностный сигнал, который поступает на последующие звенья, где он преобразуется (усиливается по напряжению или по мощности, изменяется по частоте и т. д.), а затем поступает на оконечное устройство *H* (нагрузку), которое срабатывает, например, таким образом, что разность сигналов, снимаемых с ИЭС₁ и ИЭС₂, уменьшается.

В двухканальном по выходу устройстве (например, системе управления летательным аппаратом) команда коррекции траектории полета передается по радиоканалу (рис. В.9, в). Радиоприемник летательного аппарата принимает команду и передает ее дальше исполнительным механизмам. Для них радиоприемник является источником электрического сигнала, который усиливается в звене ЭК₁. Далее на каскад ЭК₂ поступают только сигналы, несущие, например, команду о положении вертикальных рулей, а на каскад ЭК₂ — о положении горизонтальных рулей летательного аппарата. После соответствующих преобразований в каждом из каналов сигналы поступают на исполнительные механизмы вертикальных (*H'*) и горизонтальных (*H''*) рулей, что приводит к коррекции траектории летательного аппарата.

На рис. В.9, а — в представлены схемы электронных устройств, в которых сигнал «движется» в одном направлении — от источника к нагрузке. Многие радиоэлектронные устройства кроме прямого имеют и канал обратной связи. В устройствах с каналом обратной связи один и тот же сигнал неоднократно воздействует на работу звеньев, которые он охватывает. На рис. В.9, г обратной связью ЭК₃ охвачено два звена ЭК₁ и ЭК₂.

Рассмотрим несколько конкретных примеров структурных схем радиоэлектронных устройств.

Электронная измерительная система. В подавляющем большинстве случаев такие устройства состоят из трех самостоятельных узлов: преобразователя, измерительного и регистрирующего устройств. Преобразователь (датчик) преобразует измеряемую величину в электрическую. Измерительное устройство осуществляет преобразование электрического сигнала в соответствии с требованиями, предъявляемыми к электрическому сигналу со стороны регистрирующего устройства. Например, в цифровом

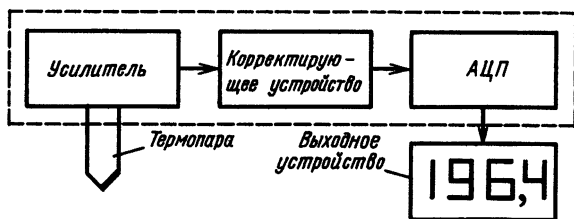


Рис. В.10. Структурная схема электронной измерительной системы

термометре (рис. В.10) с термопары снимается сигнал, пропорциональный измеряемой температуре. Этот сигнал поступает на вход усилительного устройства, а затем на вход корректирующего устройства, необходимость включения которого вызвана тем, что зависимость напряжения от температуры на входе системы не строго линейна. С корректирующего устройства сигнал подается на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), преобразующий его в цифровую форму. В такой форме он и поступает на индикатор (выходное устройство).

Радиовещание (см. рис. В.2). Входным сигналом в данном случае являются акустические колебания (речь, музыка), которые микрофоном преобразуются в первичный электрический сигнал. Мощность сигнала невелика, поэтому он усиливается. После усиления сигнал поступает на вход модулятора, управляющего работой генератора высокочастотных колебаний. С выхода генератора радиосигнал поступает на вход передающей антенны, излучающей его. В месте приема сигнал улавливается приемной антенной и детектируется. Далее уже низкочастотный сигнал поступает на вход усилителя, задача которого обеспечить на входе динамика сигнал, отвечающий требованиям нормального функционирования динамика.

В приведенных структурных схемах был только один канал связи — прямой: сигнал с выхода предыдущего звена поступал на вход последующего.

Системы с каналом обратной связи. Примером может послужить система для поддержания заданной температуры внутри некоторого объема (рис. В.11). Управляет работой этой системы электронное устройство, включающее нагреватель, когда температура падает ниже заданной, и выключающее его, когда она превышает заданный уровень. Особенность канала обратной связи состоит в том, что в этом случае сигнал с выхода звена подается на вход одного из предыдущих звеньев.

Характер изменений, вносимых радиоэлектронным устройством в сигнал, определяется его характеристиками. Наиболее важными среди них являются характеристики, описывающие динамические свойства системы, а также свойства системы в условиях установившегося режима работы.

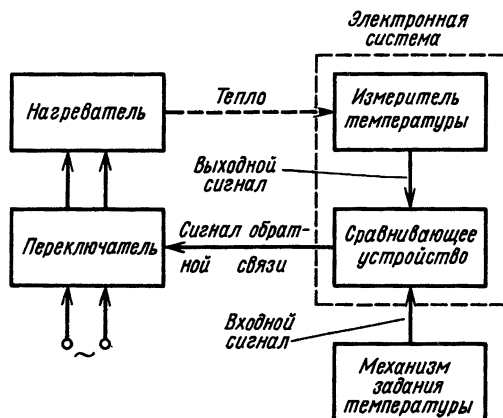


Рис. В.11. Структурная схема измерительной системы с обратной связью

Устройство может работать в режимах ключевом и импульсном. Во втором случае сигнал действует на входе только очень небольшое время по сравнению с периодом его повторения; при этом активные элементы схемы работают в режиме ключа (они или размыкают, или замыкают цепь), а формирующиеся сигналы представляют собой импульсы прямоугольной или какой-либо другой формы. При таком ключевом режиме работы очень важно оценить переходные режимы работы, связанные с переходом устройства из одного рабочего состояния в другое. Эти режимы, обусловленные «инерционностью» устройства, определяются наличием в схеме реактивных элементов (емкостей, индуктивностей). Для цепей, содержащих реактивные элементы, характерно то, что для заряда емкости или установления определенного значения тока в цепи, содержащей индуктивность, требуется конечное время; для конденсатора это время определяется временем его заряда.

Динамические характеристики получают, изучая переходные режимы работы устройства: например, представление о динамических свойствах системы можно получить, подавая на ее вход единичный скачок напряжения и наблюдая процесс установления сигнала на выходе. Если система содержит реактивные элементы, то сигнал на выходе будет устанавливаться не сразу, а постепенно, приближаясь к своему максимальному значению.

Следующая группа характеристик описывает поведение системы в установившемся режиме работы. Она характеризует систему с точки зрения ее реакции на характеристики сигнала. Следует иметь в виду, что переходные характеристики и характеристики непрерывного режима работы между собой связаны и от одних можно перейти к другим. Основное отличие

заключается в том, что если первая группа характеристик описывает временные свойства системы, то вторая—ее амплитудные свойства.

Свойства отдельных элементов, а также устройств описываются с помощью амплитудной, амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик.

Амплитудная характеристика позволяет оценить линейность системы или элемента. Она представляет собой зависимость между амплитудами входного и выходного сигналов. В диапазоне изменения амплитуды входного сигнала, при котором амплитуда выходного сигнала изменяется по линейному закону, говорят о линейности системы. Если эта зависимость нелинейна, то говорят о том, что система нелинейна. Сигнал на выходе линейной системы аналогичен по форме сигналу на входе независимо от его амплитуды. Нелинейная система не повторяет форму сигнала на входе, так как при определенных значениях амплитуды появляются нелинейные искажения формы сигнала. Нелинейные искажения обусловлены наличием в системе элементов с нелинейными характеристиками.

На практике ограничиваются приближениями: для создания линейных устройств в качестве рабочих участков (участков характеристик, в пределах которых изменяется величина входного сигнала) используют те участки амплитудной характеристики, которые приближаются к линейным.

Вместе с тем при создании звеньев генераторов, модуляторов, выпрямителей необходимы элементы с нелинейными характеристиками.

Используя амплитудную характеристику, легко определить коэффициент передачи системы как отношение приращения выходного сигнала к вызвавшему его приращению входного.

Амплитудно-частотная характеристика устанавливает зависимость модуля коэффициента передачи устройства от частоты входного сигнала. Она позволяет оценить постоянство коэффициента передачи на разных частотах. Его изменение с частотой означает, что различные гармонические составляющие спектра сигнала будут передаваться на выход системы по-разному, что приведет к искажению формы сигнала. Практически у всех устройств коэффициент передачи в той или иной мере зависит от частоты входного сигнала. В связи с этим определяют область допустимого изменения коэффициента передачи, при которой искажения считаются приемлемыми.

На практике допустимый уровень изменения коэффициента передачи определяют, задаваясь уровнем спада коэффициента передачи по отношению к его максимальному значению. Чаще всего этот уровень для напряжения и тока составляет $0,7 (1/\sqrt{2})$ от максимального значения, а по мощности— $0,5$. Частоты, на которых происходит падение коэффициента передачи до заданного

уровня, называются граничной верхней и граничной нижней. Они определяют допустимую область изменения рабочей частоты сигнала.

Фазочастотная характеристика определяет зависимость фазы выходного сигнала от частоты сигнала на входе. Неодинаковый фазовый сдвиг различных составляющих спектра сигнала также влечет за собой искажение формы выходного сигнала.

Все указанные зависимости определяются свойствами самого устройства. Они зависят от принятого конструктивно-схемного решения, от характеристик использованных элементов: нелинейность амплитудной характеристики свидетельствует о наличии в устройстве нелинейных элементов, амплитудно- и фазочастотные зависимости, в свою очередь, свидетельствуют о том, что в устройстве есть элементы, сопротивление которых зависит от частоты.

Исходя из особенностей сигналов, поступающих на вход, определяют основные требования к характеристикам этих устройств.

Любое РЭУ, с одной стороны, может рассматриваться и анализироваться с точки зрения требований передачи и преобразования сигналов, а с другой — оно само по себе является электрическим устройством, расчет и описание которого могут быть сделаны на основе положений теории электрических цепей.

Если функционально структурные схемы характеризуют последовательность и содержание операций, то с точки зрения теории цепей функциональные звенья представляют собой последовательность связанных между собой четырехполюсников, каждый из которых может быть охарактеризован своим коэффициентом передачи, определяющим связь между сигналом на входе и сигналом на выходе того или иного каскада, представленного в виде четырехполюсника. В общем случае этот коэффициент носит комплексный характер.

На рис. В.12,а показана структурная электрическая схема, содержащая три звена. Для каждого из них можно ввести значения входного и выходного напряжений и токов. Для каждого последующего звена входным являются выходной ток и напряжение предыдущего. Структурная схема позволяет существенно упростить процедуру расчета радиоэлектронного устройства за счет замены общего расчета расчетом по звеньям: зная функциональное назначение звена в рамках общей структурной схемы, рассчитывают параметры каждого отдельного звена с учетом влияния предыдущего и последующего звеньев. Таким образом, на смену сложной структурной схемы (рис. В.12,а) приходят схемы на рис. В.12,б.

Применительно к приведенной на рисунке схеме K_1 — комплексный коэффициент передачи первого каскада $(\underline{K}_1 \dot{U}_{\text{вых1}} / \dot{U}_{\text{вх}} = |\underline{K}_1| e^{j\varphi_k^{(a)}})$ — это выражение представляет собой ана-

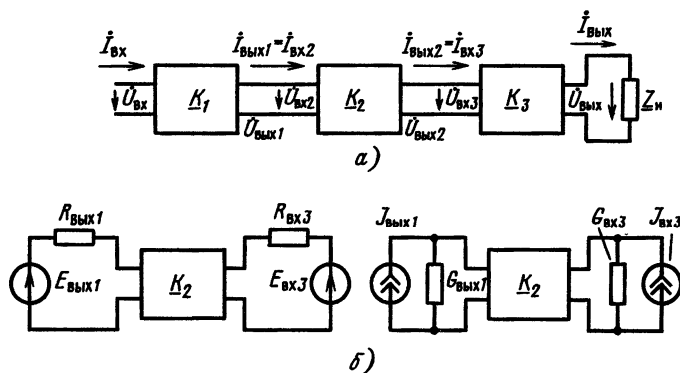


Рис. В.12. Сложная структурная схема с тремя звеньями (а) и упрощенная (б)

литическую запись амплитудно-частотной $|K(\omega)|$ и фазочастотной характеристик), $R_{вых1}$, $G_{вых1}$ — выходные сопротивление и проводимость предыдущего звена, измеряемые при отключенном втором звене; $R_{вх3}$, $G_{вх3}$ — входные сопротивление и проводимость, измеряемые при отключенном втором звене; $E_{вых1}$ и $J_{вых1}$ — эквивалентные источники напряжения и тока, характеризующие электрические свойства предыдущего звена; $E_{вх3}$ и $J_{вх3}$ — эквивалентные источники напряжения и тока, характеризующие действие последующего звена на выходе предыдущего.

Таким образом, расчет отдельного звена может быть сведен к нахождению схемного решения для этого звена, построению его принципиальной схемы и электрическому расчету с целью нахождения параметров отдельных элементов, входящих в ее состав. Расчет проводится с учетом влияния входных цепей последующего и выходных цепей предыдущего звеньев, а также характеристик сигнала, поступающего на вход звена, и требований, определяемых условиями нормального функционирования последующего звена. Во многих случаях понятие коэффициента передачи оказывается достаточным для описания работы устройства или отдельных его звеньев.

ГЛАВА I

ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) является составной частью радиоэлектронных систем. Она предназначена для передачи, приема и обработки электрических сигналов. Под конструкцией РЭА понимают организованную пространственную совокупность всех ее элементов с различными электрическими, механическими, тепловыми и другими свойствами, находящихся в определенных взаимосвязях (электрических, механических, тепловых и т. д.) и обеспечивающих заданное преобразование электрического сигнала.

Любая конструкция РЭА включает элементы трех видов. Наиболее многочисленными в РЭА являются радиоэлементы (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы и полупроводниковые приборы), которые могут иметь достаточно сложное устройство, но не допускают разделения на части, имеющие самостоятельное функциональное назначение. Вторую группу составляют механические элементы (скобы, планки, оси, валы, подшипники и др.), предназначенные для механических соединений и передачи движений. В третьей группе элементов (выключатели, переключатели, соединители, реле) сочетается выполнение механических операций с электрическими.

Наибольшее значение для РЭА имеют радиоэлементы, которые подразделяют на элементы общего применения и специальные. Элементы общего применения подверглись широкой нормализации и стандартизации. На них установлены технико-экономические и качественные показатели, определены параметры и размеры; их разрабатывают и производят на специализированных предприятиях. Специальные радиоэлементы, не имеющие столь широкого применения, как типовые, разрабатывают и изготавливают на неспециализированных предприятиях и на них устанавливают нормы только в рамках этих предприятий.

Основными электрическими параметрами типовых радиоэлементов являются: номинальное значение основного параметра (электрического сопротивления для резистора, емкости для конденсатора и др.); допуск на основной параметр; электрическая

прочность и способность длительно выдерживать электрическую нагрузку; величины, характеризующие потери, стабильность и надежность.

Номинальные значения параметров устанавливаются специальными рядами предпочтительных чисел — десятичными рядами геометрических прогрессий, первый член которых равен единице, а знаменатель M определяет количество номинальных значений в десятичном интервале: $M = \sqrt[n]{10}$, где n — номер ряда, которому присвоено обозначение. Например, для рядов E6, E12 и E24 знаменатели прогрессии соответственно равны $M = \sqrt[6]{10} = 1,47$; $M = \sqrt[12]{10} = 1,21$; $M = \sqrt[24]{10} \approx 1,1$. Ряд E6 содержит 6 номинальных значений в десятичном (от 1 до 10) интервале, ряд E12 — 12 значений, а ряд E24 — 24 значения.

Допуск — допускаемое отклонение фактической величины от номинальной, определяет класс точности радиоэлемента. Номинальные значения электрических параметров типовых элементов всегда согласовываются с их допусками таким образом, чтобы получалась так называемая «безотходная» шкала, когда любой изготовленный элемент обязательно попадает в одну из групп номинальных значений, что экономически выгодно при массовом производстве см. (табл. 1.1).

Электрическая прочность радиоэлемента характеризуется номинальным напряжением — максимальным напряжением, под которым элемент может находиться в течение гарантированного срока службы. Кроме этого используют понятия испытательного напряжения — максимального напряжения, под которым радиоэлемент может находиться небольшой промежуток времени (несколько секунд), и пробивного напряжения — минимального напряжения, при котором в радиоэлементе наступает пробой изоляции.

Способность длительно выдерживать электрическую нагрузку связана с номинальной мощностью радиоэлемента, под которой понимают максимально допустимую мощность, которую способен рассеивать элемент в течение гарантированного срока службы при непрерывной электрической нагрузке и определенных условиях

Таблица 1.1. Ряды номинальных значений параметров типовых радиоэлементов

Индекс ряда	Числовые коэффициенты, умножаемые на 10^n						Допуск, %
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 20
E12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 10
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,1	± 10
E24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 5
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	± 5
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,1	± 5
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	± 5

окружающей среды (температуре, влажности, давлении и пр.) и условию, что напряжение на элементе не превышает номинального.

При длительной работе элемента, как и при его хранении, происходят медленные изменения в структуре его материалов — старение элемента, которые приводят к необратимым изменениям электрических параметров и делают элемент непригодным для использования. Поэтому важным параметром является долговечность или срок службы радиоэлемента — промежуток времени, по истечении которого элемент, работающий в нормальных условиях, становится непригодным к дальнейшей эксплуатации.

Потери в радиоэлементах связаны с сопротивлением проводников и с потерями в диэлектриках.

Под *стабильностью* понимают степень устойчивости основных параметров радиоэлементов при воздействии внешних факторов: температуры, влажности, атмосферного давления, различных механических нагрузок. Одним из наиболее важных внешних факторов является температура, влияние которой оценивается температурными коэффициентами — величинами, характеризующими относительное изменение основных параметров радиоэлементов при изменении температуры на 1°C .

Весьма важным показателем является *надежность*, под которой понимают свойство элемента выполнять все заданные функции в течение требуемого времени при определенных условиях эксплуатации и сохранении основных параметров в пределах установленных допусков. Надежность элементов в значительной степени определяет надежность РЭА и поэтому является важнейшей характеристикой их качества.

Заканчивая краткое рассмотрение общих вопросов, связанных с радиоэлементами, необходимо отметить, что элементная база — это совокупность элементов, используемых в РЭА, которая определяющим образом влияет на ее свойства, характеристики и возможности. В последнее время по мере роста требований, предъявляемых к радиоэлектронной аппаратуре, значительно возросли требования к надежности, массе и габаритам элементов РЭА. При использовании так называемых дискретных радиоэлементов, когда каждый из них является законченным в конструктивно-технологическом отношении изделием, размещается, укрепляется и электрически включается отдельно, плотность «упаковки» радиоэлементов оказывается низкой, РЭА имеет достаточно большие габариты и массу, а самое главное, оказывается недостаточно надежной.

Применение интегральных микросхем (ИС) позволяет не только во много раз уменьшить габариты и массу РЭА, но и увеличить ее надежность, поэтому в современных радиоэлектронных устройствах широко применяют ИС. Однако это не исключает необходимости использования дискретных радиоэле-

ментов. Последнее связано с тем, что ряд элементов, таких, например, как конденсаторы большой емкости, индуктивные катушки и трансформаторы, не могут быть реализованы в интегральном исполнении. Кроме того, в некоторых случаях дискретные схемы могут оказаться более дешевыми и легче реализуемыми. Поэтому роль дискретных радиоэлементов все еще остается значительной.

1.2. РЕЗИСТОРЫ

Резистор (от латинского *resisto* — сопротивляюсь) — промышленное изделие, основное функциональное назначение которого обеспечивать определенное соотношение между током и приложенным к нему напряжением. Промышленность выпускает большой ассортимент резисторов, которые классифицируются по нескольким признакам.

Прежде всего резисторы разделяют на постоянные и переменные. Постоянные резисторы подразделяют на резисторы общего применения и специальные, а переменные — на подстроечные и регулировочные. Одно из основных требований, предъявляемое к постоянным резисторам, — сохранение величины их электрического сопротивления в процессе эксплуатации РЭА. Подстроечные резисторы предназначены для периодической подстройки аппаратуры, а регулировочные — для многократных регулировок аппаратуры в процессе эксплуатации.

Вторым признаком классификации является материал резистивного элемента. По этому признаку все резисторы разделяют на проволочные и непроволочные. В проволочных резисторах резистивным элементом служит проволока с высоким удельным электрическим сопротивлением. Непроволочные резисторы подразделяют на: углеродистые и бороуглеродистые, металлодиэлектрические, металлоокисные и металлизированные, композиционные.

Третий признак классификации — конструктивное исполнение. Здесь в зависимости от требований по изменению внешних условий различают нормальный (обычный) и тропический (всеклиматический) варианты, а в зависимости от способа монтажа резисторы разделяют на неизолированные, изолированные, герметизированные и вакуумные. Переменные резисторы по конструкции разделяют на одно- и многоэлементные, с круговым и прямолинейным перемещением подвижного контакта.

Основными электрическими параметрами постоянных резисторов являются: номинальное сопротивление; допуск на величину сопротивления; номинальная мощность рассеяния; номинальное напряжение; температурный коэффициент сопротивления.

Номинальным называют значение сопротивления, на которое рассчитан резистор и которое указывается на нем. Согласно

ГОСТ 2825—67 и ГОСТ 10318—74 установлено шесть рядов номиналов сопротивлений резисторов: E6, E12, E24, E48, E192 (допускается также ряд E3). Допуски на типовые резисторы согласованы с номинальными рядами сопротивлений. Значения номинальных мощностей рассеяния в ваттах для резисторов устанавливаются согласно ГОСТ 9663—75: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 5; 6,3; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 75; 80; 100; 160; 250; 400; 500; 630; 800; 1000.

Температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) называют величину, характеризующую относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1° С.

Для переменных резисторов вводится еще функциональная характеристика, которая определяет зависимость сопротивления переменного резистора от положения подвижного контакта. По виду этой характеристики различают линейные переменные резисторы (тип А) и нелинейные—типов Б (логарифмический), В (обратнологарифмический) и др.

Основными элементами конструкции любого резистора являются: резистивный элемент; каркас; выводы, с помощью которых обеспечивается электрический контакт резистивного элемента со схемой; защита резистивного слоя от внешних воздействий и механических повреждений.

Как отмечено выше, постоянные резисторы подразделяются на резисторы общего назначения и специальные. Величина номинальных сопротивлений резисторов общего назначения изменяется от 1 Ом до 10 МОм с допусками ± 2 , ± 5 , ± 10 , $\pm 20\%$ и номинальными мощностями рассеяния от 0,125 до 100 Вт. Специальные резисторы (прецизионные, высокочастотные, высокоомные и высоковольтные) отличаются специфическими свойствами и параметрами.

Прецизионные резисторы характеризуются большой точностью изготовления (допуск от $\pm 0,001$ до 1%) и высокой стабильностью параметров при эксплуатации. Диапазон номинальных значений сопротивлений прецизионных резисторов превышает диапазон номинальных значений сопротивлений резисторов общего применения, но мощности их рассеяния небольшие—не более 2 Вт.

Высокочастотные резисторы отличаются малой собственной индуктивностью и емкостью; отдельные их типы способны работать на частотах в сотни мегагерц.

Высоковольтные резисторы рассчитаны на работу при больших напряжениях—от единиц до десятков киловольт.

Высокоомные резисторы характеризуются сопротивлениями от десятков мегаом до сотен тераом и рассчитываются на небольшие рабочие напряжения (100—400 В) и малые мощности рассеяния (менее 0,5 Вт).

Условные обозначения резисторов введены в СССР в 1968 г. До этого четкой системы обозначений не было и в основу обозначений брались самые разные признаки. Например, применялись такие обозначения: МЛТ—металлопленочные лакированные теплостойкие; УЛИ—углеродистые лакированные измерительные; СПО—сопротивления переменные объемные и др. В ГОСТ 13453—68 введены обозначения резисторов, состоящие

Таблица 1.2. Наиболее распространенные типы резисторов

Тип резистора	Номинальная мощность, Вт	Диапазон номиналов сопротивлений	Допуск, %
BC	0,125—10	10 Ом—10 МОм	5, 10, 20
C1-8	0,125—1	10 Ом—10 кОм	1, 2, 5
C1-4	0,125—0,5	10 Ом—10 МОм	2, 5, 10
МЛТ	0,125—2	8,2 Ом—10 МОм	5, 10, 20
C2-8	0,125—1	10,2 кОм—10 МОм	1, 2, 5
C2-23	0,125—2	24 Ом—10 МОм	1, 2, 5, 10, 20
C2-1	0,25—2	1 Ом—5,1 МОм	5, 10
C3-2	0,05	10 Ом—1 МОм	5, 10, 20
C4-2	0,25—2	10 кОм—10 МОм	5, 10, 20
СП2-1	0,5; 1	47 Ом—100 кОм	20
СП2-2	0,5; 1	47 Ом—47 кОм	20
СП3-10	0,25—2	470 Ом—4,7 МОм	10, 20, 30
СП3-17	1; 2	470 Ом—4,7 МОм	20, 30
СП3-23а	0,5; 1	470 Ом—4,7 МОм	10, 20, 30

из трех элементов: букв и цифр. Буквы обозначают группу резисторов: С—резисторы постоянные; СП—резисторы переменные (буква С осталась от старого названия резисторов—«сопротивление»). Цифра, стоящая после букв, обозначает разновидность резистора: 1—непроволочные тонкослойные углеродистые и бороуглеродистые; 2—непроволочные тонкослойные металлодиэлектрические и металлоокисные; 3—непроволочные композиционные пленочные; 4—непроволочные композиционные объемные; 5—проволочные; 6—непроволочные тонкослойные металлизированные. После цифры через дефис ставится число, обозначающее номер конкретного типа резистора. Основные параметры наиболее распространенных типов резисторов приведены в табл. 1.2.

С 1980 г. введена новая система сокращенных условных обозначений резисторов, имеющая аналогичную с первой структуру: первый элемент—буква или сочетание букв—обозначает подкласс резистора (Р—постоянные; РП—переменные; НР—наборы резисторов); второй элемент—цифра—обозначает материал резистивного элемента (1—непроволочные, 2—проволочные); третий элемент—число—обозначает регистрационный номер конкретного типа резистора.

1.3. КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсатором называют элемент, состоящий из двух или более проводников (обкладок), разделенных диэлектриком, и обладающий способностью накапливать электрические заряды. Конденсаторы относятся к числу наиболее широко применяемых радиоэлементов. К ним предъявляются самые разные требования по емкости, стабильности, рабочему напряжению, устойчивости

к внешним воздействиям и другим параметрам. Поэтому отечественной промышленностью выпускается широкий ассортимент различных типов конденсаторов, а их классификацию проводят по нескольким признакам.

По характеру изменения емкости различают конденсаторы постоянной емкости, переменной емкости (КПЕ) и подстроечные. К емкости конденсаторов первого типа предъявляется требование как можно большего постоянства. Емкость КПЕ, наоборот, существенно меняется в процессе функционирования РЭА. Подстроечные конденсаторы служат для разовой или периодической регулировки (обычно при первоначальной настройке и ремонте РЭА), когда в той или иной цепи должна быть установлена определенная величина емкости. Конденсаторы постоянной емкости являются типовыми, КПЕ еще не стандартизованы, их обычно разрабатывают и изготавливают на каждом предприятии отдельно. Некоторые типы подстроечных конденсаторов стандартизованы.

В зависимости от материала диэлектрика, используемого в конденсаторе, различают конденсаторы с газообразным, жидким и твердым диэлектриком, а также с оксидным диэлектриком (электролитические).

Конденсаторы с газообразным диэлектриком могут быть воздушными, газонаполненными и вакуумными, а с твердым диэлектриком подразделяют на конденсаторы с неорганическим диэлектриком (слодяные, керамические, стеклокерамические, стеклоэмалевые и др.) и с органическим диэлектриком (бумажные, металлобумажные, пленочные). В маломощной РЭА конденсаторы постоянной емкости обычно выполняют с твердым диэлектриком, а КПЕ — с воздушным.

Основными электрическими параметрами конденсаторов постоянной емкости являются: номинальная емкость; допуск на величину емкости; электрическая прочность; значение сопротивления изоляции; потери; температурный коэффициент емкости.

Номинальная емкость конденсаторов (кроме электролитических и бумажных большой емкости) определяется рядами предпочтительных чисел Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Емкость электролитических конденсаторов (в мкФ) определяется рядом: 1, 2, 5, 10, 20, 50..., а бумажных 0,1; 0,25; 0,5; 1,2; 4,6; 10; 20; 40; 80; 100.

Электрическая прочность конденсаторов характеризуется номинальным, испытательным и пробивным напряжениями (см. § 1.1).

Сопротивление изоляции конденсаторов определяется свойствами их диэлектриков и конструктивными особенностями, оно характеризуется постоянной времени — произведением величины сопротивления изоляции в мегаомах на емкость конденсатора в микрофарадах.

Потери в конденсаторах в основном определяются потерями в диэлектрике и оцениваются тангенсом угла потерь $\operatorname{tg} \delta$, где δ — угол, дополняющий до 90° угол сдвига фаз между гармоническим током через конденсатор и напряжением на нем. Величину, обратную δ , называют добротностью конденсатора $Q = 1/\operatorname{tg} \delta$.

Температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) называют относительное изменение емкости конденсатора при изменении температуры на 1°C .

При работе конденсатора на высоких частотах важным может оказаться его собственная индуктивность, которая складывается как из индуктивности самого рабочего элемента конденсатора, так и из индуктивности внешних и внутренних соединительных проводников.

Рассмотрим наиболее распространенные в РЭА типы конденсаторов.

Слюдяные конденсаторы. В качестве диэлектрика в таких конденсаторах используют пластины конденсаторной слюды сорта мусковит толщиной 0,02—0,06 мм. В целом слюдяной конденсатор представляет собой плоский пакет, в котором слюдяные пластины чередуются с металлическими обкладками. По способу защиты пакета от внешних воздействий различают слюдяные конденсаторы открытого типа, опрессованные в пластмассу и герметизированные.

Промышленностью выпускается большое число типов слюдяных конденсаторов, наибольшее распространение из которых имеют опрессованные (КСО), герметизированные (КСГ) и герметизированные малогабаритные (СГМ).

Достоинствами слюдяных конденсаторов являются высокая стабильность величины емкости, повышенная добротность и надежность. Их недостатки — сравнительно большой ТКЕ и высокая стоимость.

Керамические конденсаторы. Керамические конденсаторы представляют собой конструкции с базовой керамической деталью, играющей роль диэлектрика, на которую нанесены в соответствующих местах металлические слои (обкладки). Их подразделяют на дисковые, трубчатые, пластинчатые, боченочные и горшковы. Основные свойства керамических конденсаторов определяются составом керамики, из которой они изготовлены. В связи с тем, что к настоящему времени разработаны типы керамики, отличающиеся весьма широким диапазоном значений диэлектрической проницаемости и ТКЕ, изготавливают керамические конденсаторы с разными значениями емкости и ТКЕ. Для уменьшения влияния внешних воздействий их покрывают эмалью, глазурью, компаундами, опрессовывают пластмассой или герметизируют.

Раньше других начали применяться трубчатые и дисковые конденсаторы, существенным недостатком которых является небольшая удельная емкость. Этот недостаток определяется неудачной конструкцией — большой толщиной диэлектрика, связанной с технологией изготовления таких конденсаторов. В последнее время разработана более совершенная технология изготовления керамических конденсаторов (горячее литье, горячее прессование, нанесение тонких пленок), которая позволила создать конденсаторы со значительно большей удельной емкостью (литые, монолитные и другие керамические конденсаторы).

Промышленностью выпускается большое число типов керамических конденсаторов: трубчатые (КТ); герметизированные (КГК); дисковые (КД); пластинчатые (КП); литые и монолитные (КЛГ, КЛС) и др.

Достоинствами керамических конденсаторов являются: малые потери, высокая стабильность параметров, малая собственная индуктивность, небольшие размеры и дешевизна. Поэтому керамические конденсаторы широко применяются в современной маломощной РЭА, зачастую вытесняя слюдяные конденсаторы.

Близко к керамическим конденсаторам примыкают стеклянные, стеклокерамические и стеклоэмалевые типов СКМ, К22У-1 и др.

Особую группу керамических конденсаторов составляют вариконды — конденсаторы, в которых диэлектриком служит специальная сегнетокерамика, отличающаяся резко выраженной зависимостью емкости от приложенного к ней напряжения. В конденсаторах из сегнетокерамики при изменении напряжения на несколько вольт емкость может изменяться в 3—5 раз. Это позволяет применять вариконды так же, как варикапы для электрического изменения емкости в соответствующих схемах (колебательных контурах усилителей и генераторов, стабилизаторах и т. д.).

Бумажные конденсаторы. Бумажные конденсаторы состоят из двух длинных полос алюминиевой или свинцово-оловянной фольги, разделенных несколькими слоями специальной бумаги толщиной от 4 до 12 мкм и свернутых в виде круглого или овального рулона. Для придания конденсатору плоской формы рулон сжимают в специальных приспособлениях. Для повышения электрической прочности и стабильности конденсатор пропитывают специальными составами. Для уменьшения размеров конденсатора металлические обкладки в виде пленок наносят непосредственно на бумагу. Такие конденсаторы называют металлобумажными. Потери и сопротивление изоляции бумажных конденсаторов сильно меняются под воздействием внешних условий. Поэтому бумажные конденсаторы герметизируют. Для герметизации бумажных конденсаторов относительно небольшой емкости используют цилиндрические фарфоровые корпуса, а для конденсаторов большой емкости — прямоугольные металлические корпуса.

Достоинствами бумажных конденсаторов являются широкий диапазон рабочих напряжений (от 200 до 4000 В) и номинальных величин емкостей (от 470 пФ до 10 мкФ). По величине потерь и по сопротивлению изоляции бумажные конденсаторы значительно уступают слюдяным и керамическим. Кроме того, в связи с тем, что обкладки бумажных конденсаторов представляют собой спираль, такие конденсаторы имеют большую собственную индуктивность. Поэтому бумажные конденсаторы применяют только в низкочастотных цепях (до 1 МГц) и в тех случаях, когда стабильность емкости и сравнительно большие потери не играют первостепенной роли. Например, бумажные конденсаторы часто используют в качестве блокировочных.

Пленочные конденсаторы. Пленочными называют конденсаторы, имеющие конструкцию, аналогичную бумажным, но в которых бумага заменена синтетической пленкой. Они отличаются от бумажных высоким сопротивлением изоляции, меньшими потерями, более высокой стабильностью емкости. Их можно использовать и в цепях высокой частоты. Пленочные конденсаторы подразделяют на полистирольные, фторопластовые и лакопленочные.

Конденсаторы с оксидным диэлектриком (электролитические). В простейшем случае такие конденсаторы состоят из двух металлических электродов, погруженных в электролит. Если электроды выполнены из алюминия, его называют алюминиевым, если из тантала — танталовым и т. д. На поверхности одного из электродов (анода) формируют тонкий оксидный слой, служащий диэлектриком конденсатора. Одной обкладкой конденсатора является анод, а другой — электролит. Второй электрод (катод), в качестве которого обычно используют металлический корпус конденсатора, служит лишь выводом от электролита. Если электролит находится в жидком состоянии, конденсатор называют жидкостным; если используют пастообразный электролит, конденсатор называют сухим. Если оксидный слой на аноде конденсатора покрыть слоем твердого полупроводника, заменяющего электролит, и на него нанести контактный слой, то получится твердый электролитический конденсатор, называемый оксидно-полупроводниковым.

Все электролитические конденсаторы отличаются чрезвычайно большой удельной емкостью, достигающей 30 мкФ/см^3 , что объясняется малой толщиной оксидной пленки, ее высокой диэлектрической проницаемостью (для алюминия $\epsilon \approx 10$, для тантала $\epsilon \approx 27$) и большой активной поверхностью анода.

Основным достоинством электролитических конденсаторов является их большая емкость при относительно небольших размерах и низкой стоимости конденсаторов. Особенно выгодно применение низковольтных электролитических конденсаторов, размеры которых в десятки раз меньше размеров бумажных конденсаторов такой же емкости. Основные недостатки электролитических конденсаторов: пониженная надежность, низкая точность и стабильность емкости, большие потери, низкое сопротивление изоляции, чувствительность к перенапряжениям и температуре.

Промышленностью выпускается ряд электролитических конденсаторов. Сухие алюминиевые: К50-6, К50-7, К50-16; танталовые: ЭТ, ЭТН, ЭТО и оксидно-полупроводниковые, например К53-1, К53-4.

Конденсаторы переменной емкости подразделяют на конденсаторы с механическим и электрическим управлением (вариконды, варикапы). Конденсаторы с механическим управлением состоят из двух систем параллельных пластин, одна из которых может плавно перемещаться по отношению к другой. При этом пластины одной системы заходят в зазоры между пластинами другой, что изменяет активную площадь, а значит, и емкость конденсатора. Систему пластин, неподвижную относительно корпуса конденсатора, называют статором, а подвижную — ротором. Наибольшее распространение получили КПЕ с плоскопараллельными пластинами, вращательным перемещением ротора и воздушным диэлектриком. Они отличаются большой точностью установки емкости, малыми потерями и высокой стабильностью. Конденсаторы с твердым диэлектриком имеют меньшие размеры, но обладают меньшей точностью установки емкости и худшей стабильностью. Они достаточно широко применяются только в малогабаритных транзисторных приемниках.

Основное применение КПЕ находят в качестве элемента настройки колебательных контуров. Поэтому кроме всех характеристик конденсаторов постоянной емкости для них важен закон изменения емкости при настройке. По этому признаку КПЕ разделяют на прямоемкостные, прямоволновые, прямочастотные

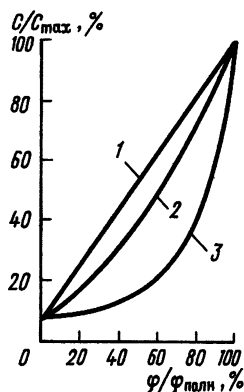


Рис. 1.1. Характеристики переменных конденсаторов:

1 — прямоемкостного, 2 — прямоуглового; 3 — прямоуглового

и специальные. Прямоемкостным (рис. 1.1, кривая 1) называют КПЕ, емкость которого изменяется пропорционально величине перемещения ротора. С помощью прямоугловых (кривая 2) и прямоугловых (кривая 3) КПЕ, включенных в колебательный контур, удастся получить изменение его настройки, соответственно пропорциональное длине волны или частоте. При использовании КПЕ пределы перестройки контуров в значительной степени определяются максимальной и минимальной величинами емкости конденсатора. Поэтому еще одним важным параметром КПЕ являются значения его $C_{\min}$ и $C_{\max}$.

Широкое применение находят блоки конденсаторов переменной емкости, которые состоят из нескольких конденсаторных секций, посаженных на общую ось. Наиболее часто используют блоки КПЕ из двух или трех одинаковых секций.

Подстроечные конденсаторы. К подстроечным конденсаторам предъявляются требования, аналогичные требованиям к КПЕ. Однако для них менее важны требования

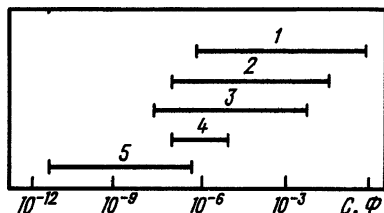


Рис. 1.2. Диапазоны емкостей некоторых типов конденсаторов:

1 — алюминиевые электролитические, 2 — танталовые с жидким диэлектриком; 3 — танталовые с твердым диэлектриком; 4 — многослойные керамические, 5 — керамические дисковые и слюдяные

по точности и закону изменения емкости, а более существенны плавность установки емкости и надежность ее фиксации — сохранение установленной величины емкости во времени, при ударах, вибрациях и других механических воздействиях.

В настоящее время применяют различные подстроечные конденсаторы, которые отличаются как по общей конструкции (конденсаторы с вращающимся ротором, с поступательным перемещением ротора, плоские, дисковые и др.), так и по применяемому диэлектрику (воздушные, с твердым диэлектриком). Остановимся только на одном типе подстроечных конденсаторов — шайбовых керамических конденсаторах типа КПК, которые в отличие от многих подстроечных конденсаторов являются типовыми. Отечественной промышленностью выпускается несколько типов таких конденсаторов: КПК-1, КПК-МП, КПК-МН.

На рис. 1.2 приведены данные по значениям емкостей отдельных типов конденсаторов постоянной емкости.

1.4. КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Катушки индуктивности — это радиоэлементы, обладающие значительной индуктивностью при относительно малой емкости и малом активном сопротивлении.

По назначению все катушки могут быть разделены на высокочастотные и низкочастотные. Первые, в свою очередь, подразделяют на катушки контуров, катушки связи и дроссели высокой частоты. По конструктивному признаку катушки индуктивности разделяют на однослойные и многослойные, экранированные и неэкранированные, катушки без сердечников и катушки с магнитными или немагнитными сердечниками, цилиндрические, плоские и др. Высокочастотные катушки индуктивности могут быть как с сердечниками, так и без них, низкочастотные катушки, которые в основном используются как дроссели, практически всегда имеют сердечники из материала с высокой магнитной проницаемостью. По конструкции последние близки к трансформаторам, рассматриваемым в следующем параграфе.

Рассмотрим основные параметры катушек индуктивности.

Индуктивность — отношение потокосцепления катушки Ψ к проходящему через нее току i : $L = \Psi/i$. Индуктивность катушек изменяется в широких пределах. Для высокочастотных катушек значения индуктивности лежат в пределах от нескольких наногенри до десятков миллигенри ($1 \text{ Гн} = 10^3 \text{ мГн} = 10^9 \text{ нГн}$), а для низкочастотных — от долей до десятков генри. Допускаемые отклонения индуктивности от номинальных значений определяются назначением катушки: для катушек контуров допуск на индуктивность не превышает 0,2—0,5%, для остальных катушек — 10—15%.

Стабильность — характеризуется изменением индуктивности катушки под воздействием температуры, влажности и времени. Так же, как для резисторов и конденсаторов, наиболее важно влияние температуры, которое оценивается температурным коэффициентом индуктивности ТКИ, равным относительному изменению индуктивности катушки при изменении температуры на 1°C .

Добротность — определяется выражением $Q = \omega L/r$, где $\omega = 2\pi f$ — рабочая частота, L — индуктивность катушки, r — сопротивление потерь катушки. Для современных высокочастотных катушек Q находится в диапазоне 50...300.

Собственная емкость — обусловлена емкостью между отдельными витками и емкостью между обмоткой катушки и корпусом прибора.

Надежность — характеризуется отказами, возникающими главным образом из-за окисления проводов и ухудшения изоляции.

Катушки индуктивности, особенно высокочастотные, не подверглись стандартизации и нормализации. Стандартизованы лишь отдельные элементы их конструкций: сердечники и каркасы. Такое положение объясняется разнообразием требований, предъявляемых к катушкам индуктивности, их относительно меньшим распространением (по сравнению с R и C), трудностями мини-

атюризации. Последнее заставляет разрабатывать специальные безындукционные схемы (схемы без L). Отсутствие стандартных катушек заставляет при разработке каждого конкретного электронного устройства заново рассчитывать катушки индуктивности и продумывать технологию их изготовления. Поэтому во всех учебниках, учебных пособиях и справочниках по деталям и узлам РЭА приводятся формулы для расчетов различных конструкций катушек индуктивности и подробно излагаются способы и виды их намоток.

При конструировании катушек индуктивности существенны вопросы экранирования и введения магнитопроводов. Экранирование катушек применяют для устранения паразитных связей и влияния внешних полей. Для этого катушку располагают внутри замкнутого металлического заземленного экрана, под влиянием которого изменяются основные параметры катушки: уменьшается ее индуктивность и добротность, увеличиваются потери и собственная емкость. При этом изменения параметров катушки зависят от соотношения между ее размерами и размерами и расположением экрана. Экраны обычно выполняют в виде круглых или прямоугольных стаканов из алюминия, меди или латуни. Толщина стенок экрана определяется его механической жесткостью и редко превышает 0,5 мм. Изготавливаются экраны выдавливанием, так как сварные и паяные швы часто вносят значительные потери. При использовании экранов допускается уменьшение индуктивности и добротности катушки не более чем на 10%. Для этого рекомендуются такие соотношения между диаметром катушки D и экрана D_3 : $D_3/D = 1,6—2,5$. При прямоугольном экране принимают, что $D_3 \approx 1,2a$, где a —размер стороны квадрата или наименьшей стороны прямоугольника.

Для получения малогабаритных высокочастотных катушек индуктивности различного назначения, особенно для микромодулей и интегральных схем, применяют магнитные сердечники. Такие катушки с сердечниками имеют меньшее число витков при заданной индуктивности, а следовательно, и меньшие потери, большую добротность и меньшие размеры. Запас добротности позволяет приближать к ним экраны, что еще больше уменьшает их размеры. Ценным качеством таких катушек является возможность изменения их индуктивности (подстройки) за счет перемещения сердечника внутри катушки.

Существует большое разнообразие форм сердечников, основными из которых являются: цилиндрические, броневого, кольцевые, Ш-, Н- и О-образные. Каждая из форм имеет ряд конструктивных вариантов. Для высокочастотных катушек чаще других применяют цилиндрические сердечники, достоинствами которых являются простота и возможность их применения в катушках без существенного изменения конструкции последних.

Промышленностью выпускается ряд типовых цилиндрических сердечников: СЦР—с резьбой, СЦГ—гладкий, СЦТ—трубчатый и др. Сердечники с резьбой непосредственно ввинчиваются в центральное отверстие каркаса и закрепляются в нужном положении специальной мастикой или резиновой ниткой. Если гладкие сердечники используются для настройки, то они снабжаются специальной втулкой с нарезкой, если же они используются для высокочастотных дросселей, где не требуется подстройка индуктивности, то намотку катушки производят непосредственно на сердечник, предварительно покрытый слоем изоляционного лака или бумаги. В частности, именно такие сердечники большой длины используются для магнитных антенн. Материалами магнитных сердечников служат магнитодиэлектрики (альсифер, карбонильное железо) и ферриты. Для подстройки индуктивных катушек КВ и УКВ часто применяют немагнитные сердечники из меди и латуни, отличительная особенность которых состоит в высокой стабильности. С их помощью удастся получить изменение индуктивности на 3—5%, но их введение уменьшает добротность катушки. Для уменьшения влияния емкостей, вносимых такими сердечниками, последние изолируют от корпуса и токонесущих элементов РЭА.

1.5. ТРАНСФОРМАТОРЫ

Трансформатором (от латинского слова *transformo*—преобразую) называют устройство, состоящее из гальванически не соединенных, но связанных между собой магнитным потоком и неподвижных относительно друга друга катушек (обмоток) и предназначенное для преобразования значений переменного тока и напряжения. Обмотку трансформатора, к которой подключают генератор, называют первичной, а обмотки, к которым присоединяют нагрузки,—вторичными. Напряжения между зажимами обмоток и токи в обмотках называют соответственно первичными и вторичными напряжениями и токами трансформатора.

Различают два вида трансформаторов: с ферромагнитными сердечниками и без них (последние называют воздушными).

В общем случае трансформатор является нелинейным устройством. Рассмотрим линейный трансформатор, состоящий всего из двух обмоток. Если на вход такого трансформатора подается гармоническое (синусоидальное) напряжение, то при выбранных положительных направлениях токов и напряжений (рис. 1.3, а) можно записать следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= r_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2, \\ \dot{U}_2 &= r_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

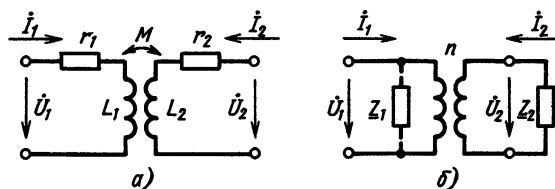


Рис. 1.3. Принципиальные схемы трансформаторов:
а — реального, б — идеализированного

где M — коэффициент взаимной индукции между обмотками трансформатора.

Уравнения (1.1) показывают, что трансформатор характеризуется тремя параметрами: индуктивностью первичной обмотки L_1 , индуктивностью вторичной обмотки L_2 и коэффициентом взаимной индукции M . Вместо M часто используют безразмерный коэффициент связи $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$, который изменяется от 0 до 1. Решив систему уравнений (1.1), можно получить выражения, связывающие между собой напряжения, токи и сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора. Но они оказываются достаточно сложными и громоздкими, ими неудобно пользоваться на практике. Поэтому при рассмотрении трансформаторов чаще используют соотношения, которые справедливы для предельного идеализированного случая. Считают, что потери в первичной и вторичной обмотках трансформатора отсутствуют, связь между обмотками максимально возможная, а сопротивление нагрузки Z_2 , подключенное ко вторичной обмотке трансформатора, значительно меньше сопротивления первичной и вторичной обмоток, т. е.

$$r_1 = r_2 = 0; k = 1; \omega L_1 \gg Z_2; \omega L_2 \gg Z_2. \quad (1.2)$$

Такой трансформатор называют идеальным, для него справедливы следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \pm n \dot{U}_2, \\ \dot{I}_1 &= \mp \frac{1}{n} \dot{I}_2, \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

где $n = w_1 / w_2$ (w_1 — число витков первичной обмотки трансформатора; w_2 — число витков вторичной обмотки трансформатора).

Разные знаки соответствуют различным направлениям намотки вторичной обмотки по отношению к первичной.

Система уравнений (1.3) показывает, что идеальный трансформатор характеризуется всего одним параметром — коэффициентом трансформации n , который зависит только от отношения числа витков первичной и вторичной обмоток.

Со стороны первичной обмотки такой трансформатор можно рассматривать как двухполюсник, имеющий сопротивление Z_1 (рис. 1.3, б), величина сопротивления которого

$$Z_1 = \frac{|\dot{U}_1|}{|\dot{I}_1|} = \frac{n|\dot{U}_2|}{|\dot{I}_2|/n} = n^2 Z_2,$$

откуда следует, что сопротивление, включенное во вторичную обмотку трансформатора, «пересчитывается» в первичную по формуле

$$Z_1 = n^2 Z_2, \quad (1.4)$$

широко применяемой при расчете согласования отдельных участков электронных схем по сопротивлению (см. § 1.6).

По применению трансформаторы разделяют на: трансформаторы питания, предназначенные для преобразования электрической энергии в источниках питания; трансформаторы согласования, которые служат для согласования отдельных каскадов в электронных устройствах; импульсные трансформаторы, используемые в импульсных и цифровых устройствах для передачи и формирования импульсов.

Трансформаторы питания всегда содержат ферромагнитные сердечники. Трансформаторы согласования бывают как с ферромагнитными сердечниками, так и воздушными (первые применяют в цепях низкой частоты, вторые — в цепях высокой частоты). Импульсные трансформаторы, как правило, содержат ферромагнитные сердечники. Кроме того, каждую группу трансформаторов можно дополнительно классифицировать по конструкции, влагозащите, стоимости и т. д.

Трансформатор представляет собой законченный конструктивно-технологический узел, содержащий обмотки и магнитопровод (сердечник). Обмотка должна иметь основание — каркас, который придает механическую прочность и жесткость всей конструкции. Для обмоток используют провода с различной изоляцией, обладающей хорошей теплостойкостью. В высоковольтных трансформаторах вводят дополнительную межслойную изоляцию. Проникновение влаги в промежутки между витками ускоряет процессы разрушения изоляции. Во избежание этого катушки трансформатора подвергают дополнительной влагозащитной обработке.

Важным элементом конструкции являются выводы. Тонкие провода обмоток не могут быть использованы для непосредственного включения в схему из-за малой механической прочности. Поэтому для выводов применяют специальные штырьки и лепестки, которые прочно укрепляются на каркасе или на специальной ленте, смонтированной в катушку; к ним припаивают провода обмоток. Наконец, в конструкцию трансформатора входят и чисто

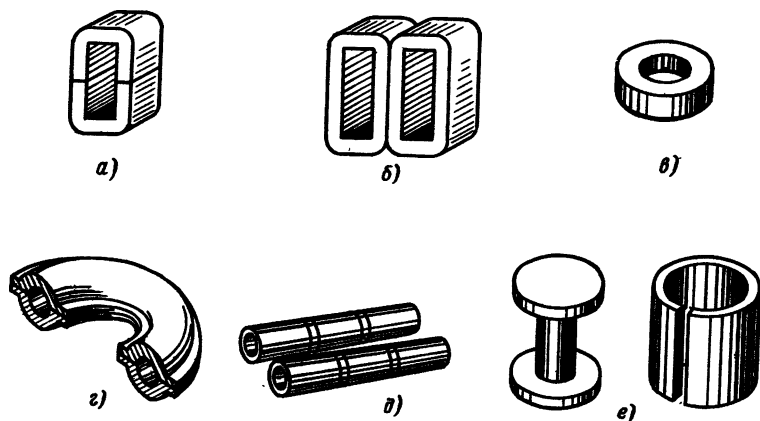


Рис. 1.4. Конструкции магнитопроводов транзисторов:

а — стержневой, *б* — броневой; *в* — тороидальный, *г* — обращенный тор; *д* — кабельного типа; *е* — типа «шпунля»

механические элементы, обеспечивающие крепление обмотки на сердечнике и крепление всего трансформатора на шасси прибора.

Рассмотрим некоторые вопросы конструирования трансформаторов на примере трансформаторов питания.

Конструкции сердечников. Сердечником трансформатора называют замкнутую магнитную систему, служащую для локализации основного магнитного поля. Сердечник трансформатора состоит из стержня и ярма, представляющих собой замкнутую систему в плоскости магнитных силовых линий. Для уменьшения потерь на вихревые токи сердечник делают не сплошным, а с изоляционными прокладками. Наиболее распространенными конструкциями сердечников являются: стержневой, броневой и тороидальный (рис. 1.4, *а*, *б*, *в*). С развитием микроэлектроники появились обращенный тор, сердечники кабельного типа и типа «шпунля» (рис. 1.4, *г* — *е*).

При конструировании сердечников в первую очередь учитывают назначение аппаратуры, в которой используется трансформатор. Например, если это массовая аппаратура, где основным показателем является стоимость, сердечник набирают из наиболее дешевых пластин, которые получают штамповкой из простой электротехнической стали. Дополнительную изоляцию при этом не применяют, так как электротехническая сталь имеет окисную пленку, которой оказывается достаточно для изоляции между пластинами трансформаторов мощностью менее 1000 В · А. Однако при прокатке электротехнической стали в ней создается определенная ориентация кристаллической решетки, что сильно ухудшает магнитные свойства на участках, где направление магнитных силовых линий не совпадает с направлением проката. Поэтому в трансформаторах более высокого качества применяют

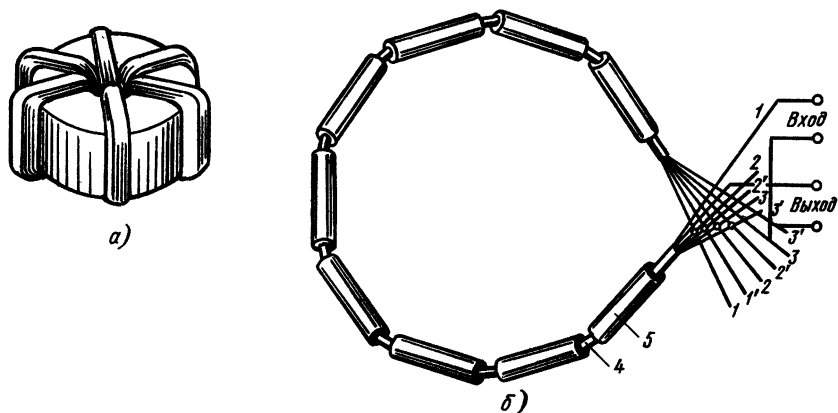


Рис. 1.5. Конструкции кольцевого (а) и кабельного (б) трансформаторов

сердечники ленточного типа, которые при работе на повышенных частотах делают из лент толщиной до 0,01 мм. Ленточные сердечники навиваются на металлическую оправку, отжигаются, пропитываются специальным склеивающимся лаком, а затем разрезаются.

Чаще всего сердечники размещаются внутри обмоток, но в некоторых конструкциях, например в кольцевых трансформаторах и трансформаторах кабельного типа, оказывается более удобным их обратное расположение. Кольцевой трансформатор (рис. 1.5, а) состоит из тороидальных обмоток, по периметру которых располагаются ленточные стержневые сердечники. Развитием конструкции кольцевого трансформатора является трансформатор кабельного типа (рис. 1.5, б), существенное конструктивное отличие которого от всех других трансформаторов состоит в том, что ему можно придавать любую форму при монтаже.

Конструкции катушек. Катушкой трансформатора питания принято называть совокупность его обмоток. Конструкция катушки определяется расположением обмоток и способом их крепления: в цилиндрической конструкции обмотки концентрически располагаются одна над другой, в секционированной обмотки размещаются в виде идентичных секций. Каждая конструкция может быть выполнена на каркасе, на гильзе или без них, когда обмотки наматываются непосредственно на сердечник.

Весьма существенным показателем при конструировании катушек является значение площади, занимаемой в окне магнитопровода медью. Если для обмотки трансформатора используется круглый провод, то при рядовой намотке между проводами остается большая площадь, не заполненная медью, что существенно увеличивает габариты трансформатора. Для повышения коэффициента заполнения окна провода круглого сечения заменяют проводом прямоугольного сечения или переходят к намотке медной лентой или фольгой. Провода прямоугольного

сечения, такие, например, как ПЭЛП или ПЭВП, применяют для намотки только довольно крупных катушек, в остальных случаях применяют ленту или фольгу. При использовании ленточных проводников не только увеличивается коэффициент заполнения и не возникает пустот между обмотками, но и значительно улучшается теплоотдача, что увеличивает долговечность трансформатора и его способность выдерживать различные перегрузки.

Защита от внешних воздействий. В зависимости от способа защиты от внешних воздействий конструкции трансформаторов делятся на три типа: герметизированные, капсулированные и открытые. В герметизированных трансформаторах используется вакуумная герметизация; когда катушка и сердечник помещаются в металлический кожух и заливаются компаундом, крышка герметизируется. Для герметичности вводов применяют металlostеклянные и металлокерамические спаи в виде глазков, впаянных в металлическую обойму. Через глазок проходит один или несколько металлических штырьков, впаянных в стекло.

Капсулирование трансформаторов проводят методом заливки в разъемной форме компаундами на основе тепло- и влагостойких смол, чаще всего эпоксидных и полиэфирных.

Для радиовещательной, телевизионной и другой РЭА, работающей при комнатной температуре в стационарных условиях, используют открытые трансформаторы без влагозащитного покрытия, когда катушку или трансформатор в собранном виде только пропитывают битумным или водоземulsionным лаком.

Унифицированные конструкции трансформаторов. К началу 60-х годов у нас в стране насчитывалось около 1000 конструктивных разновидностей трансформаторов питания, имеющих десятки тысяч типоминалов. Все эти трансформаторы предназначались для работы в близких условиях и имели сходные выходные параметры и характеристики. При этом технический уровень изготовления многих из них носил примитивный характер, что было серьезным тормозом на пути развития и эксплуатации РЭА. Поэтому в 1959—1963 гг. в СССР была проведена унификация маломощных трансформаторов питания и дросселей фильтров на частоту 50 и 400 Гц. На базе разработанной системы унификации было создано 4 типа трансформаторов: ТА, ТП, ТАН, ТПП, содержащих 1700 типоминалов, и 60 типоминалов дросселей. Эти унифицированные трансформаторы охватывают диапазон напряжений от 1 до 400 В и мощностей от 10 до 350 В·А. В 1968—1970 гг. были разработаны малогабаритные унифицированные трансформаторы ТР, ТП и ТО на частоты 400, 1000—5000 Гц, на напряжения от 1 до 400 В и на мощности до 200 В·А.

Конструкции унифицированных трансформаторов созданы на базе нормализованных сердечников типов ШЛ, ПЛ, ШЛМ, ШЛО, изготовляемых из стали Э330 и Э360. Трансформаторы ТА, ТН, ТАН и ТПП имеют бескаркасную конструкцию, что позволяет проводить многошпульную автоматизированную намотку с одновременным наложением изоляции для влагозащиты. Гильза, на которую наматываются обмотки, бумажная. Обмотки изготавливаются из проводов ПЭВ и ПЭТВ, выводы которых припаиваются к лепесткам. Лепестки предварительно крепят на заготовке из прессшпановой ленты, которую затем приклеивают по периметру катушки. В трансформаторах ТО, ТП, ТР намотка обмоток производится непосредственно на сердечник, предварительно

покрытый пленкой ПЭТФ. Крепление всех унифицированных трансформаторов полужесткое. Сердечники устанавливаются в штампованную обойму и крепятся лентой.

1.6. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ НА ПАСИВНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Радиоэлементы, рассмотренные в предыдущих параграфах, в теории цепей относят к пассивным, в отличие от полупроводниковых приборов, которые являются активными элементами. Выясним, какие простейшие задачи можно решать с помощью пассивных элементов.

Аттенюатор. Аттенюаторами называют устройства, с помощью которых проводят деление напряжения (ослабление напряжения в заданное число раз).

Схема простейшего аттенюатора, состоящая из ряда последовательно включенных резисторов и переключателя, показана на рис. 1.6, а. Для его анализа обратимся к эквивалентной схеме (рис. 1.6, б), где R' — суммарное сопротивление всех резисторов аттенюатора, находящихся выше точки подключения переключателя, а R'' — ниже ее. Для этой схемы

$$U'' = U_1 R' / (R' + R'') = n U_1,$$

где n — коэффициент ослабления аттенюатора:

$$n = R' / (R' + R''). \quad (1.5)$$

Однако выражение (1.5) позволяет определить только соотношение между сопротивлениями резисторов R' и R'' . Для нахождения их абсолютных величин необходимо учесть величину внутреннего сопротивления источника, от которого питается аттенюатор. Тогда анализируемая схема принимает вид, представленный на рис. 1.6, в, из которой видно, что входное напряжение U_1 зависит от соотношения между внутренним

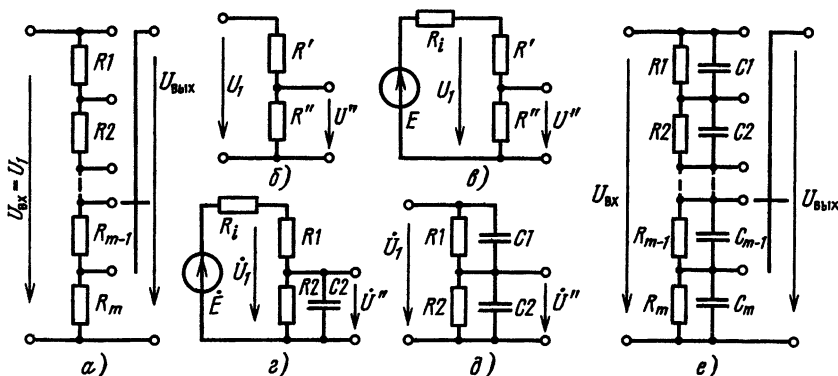


Рис. 1.6. Принципиальная и эквивалентные схемы аттенюатора

сопротивлением источника R_i и общим сопротивлением аттенюатора $R = R' + R'' = \sum_{k=1}^m R_k$. При $R \ll R_i$ напряжение U_1 будет близко к нулю и никакого ослабления напряжения не произойдет. При любом положении переключателя выходное напряжение аттенюатора окажется практически равным нулю. Если же

$$R \gg R_i, \quad (1.6)$$

то $U_1 \approx E$ и аттенюатор будет работать нормально. Условия (1.5) и (1.6) позволяют подобрать нужные сопротивления аттенюатора.

Аттенюатор, схема которого показана на рис. 1.6, а, а значения сопротивления резисторов выбраны из условий (1.5) и (1.6), удовлетворительно работает только при ослаблении постоянного напряжения. Дело в том, что присоединение любого устройства к аттенюатору приводит к появлению некоторой паразитной емкости C_2 на выходе аттенюатора (рис. 1.6, з), с учетом которой при ослаблении гармонического напряжения

$$\dot{U}'' = \dot{U}_1 \underline{Z}'' / (R_1 + \underline{Z}''),$$

где $\underline{Z}'' = \frac{R_2 1/j\omega C_2}{R_2 + 1/j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega \tau''}$. Здесь величина $\tau'' = R_2 C_2$ имеет размерность времени; ее называют постоянной времени цепи $R_2 C_2$. Тогда

$$\dot{U}'' = \dot{U}_1 R_2 / (R_1 + R_2 + j\omega \tau''),$$

откуда

$$n = R_2 / (R_1 + R_2 + j\omega \tau''),$$

т. е. коэффициент ослабления аттенюатора оказывается зависящим от частоты. Если на вход аттенюатора подается негармоническое напряжение, спектр которого состоит из нескольких гармоник, а таковы все сигналы, то для его неискаженного воспроизведения на выходе аттенюатора нужно, чтобы все гармонические составляющие такого напряжения ослаблялись одинаково. В рассматриваемом случае этого не будет, следовательно, форма выходного напряжения окажется отличной от входной — аттенюатор будет вносить искажения.

Для того чтобы искажений не было, необходимо и резистор R_1 зашунтировать емкостью C_1 (рис. 1.6, д). Тогда

$$\dot{U}'' = \dot{U}_1 \underline{Z}'' / (\underline{Z}' + \underline{Z}''),$$

где

$$\underline{Z}' = R_1 / (1 + j\omega R_1 C_1), \text{ а } \underline{Z}'' = R_2 / (1 + j\omega R_2 C_2).$$

Обозначив $R_1 C_1 = \tau'$ и $R_2 C_2 = \tau''$, получим

$$\dot{U}'' = \dot{U}_1 R_2 / \left(\frac{1+j\omega\tau''}{1+j\omega\tau'} R_1 + R_2 \right).$$

При $\tau' = \tau'' = \tau$

$$\dot{U}'' = \dot{U}_1 R_2 / (R_1 + R_2),$$

откуда

$$n = R_2 / (R_1 + R_2), \quad (1.7)$$

т. е. при равенстве постоянных времени ступеней аттенюатора его коэффициент ослабления не будет зависеть от частоты. Такой аттенюатор называют частотно-компенсированным (рис. 1.6, д, е); он не искажает сигнал при его ослаблении.

Аттенюатор обычно строят так, чтобы каждое последующее положение переключателя ослабляло входное напряжение на постоянную величину n . В этом случае для расчета величин сопротивлений резисторов аттенюатора пользуются соотношениями

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= R(1-n), \\ R_k &= R_{k-1}n \quad (k=2, 3, \dots, (m-1)), \\ R_m &= Rn^{m-1}, \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

а емкости конденсаторов подбирают из условия равенства постоянных времени каждой ступени.

Разделительная цепочка. В электронных схемах для передачи сигналов между двумя точками, имеющими разный постоянный потенциал, часто применяют простейшую RC -цепочку, в которой выходной сигнал снимается с резистора (рис. 1.7, а). Величину постоянной времени такой цепочки выбирают так, чтобы сигнал передавался либо практически без искажений, либо искажался так, чтобы происходило его дифференцирование.

Для примера рассмотрим, как через такую RC -цепочку передается последовательность прямоугольных импульсов длительностью t_n с периодом повторения T (рис. 1.7, з). Наличие импульса на входе рассматриваемой RC -цепочки ($0 \leq t \leq t_n$) эквивалентно ее присоединению к источнику постоянного напряжения E_0 (рис. 1.7, б). На этом отрезке времени конденсатор C будет заряжаться от источника напряжения E_0 со скоростью, определяемой постоянной времени $\tau = RC$. При этом в первый момент, когда напряжение на конденсаторе равно нулю, все входное напряжение оказывается приложенным к R и на выходе появляется скачок напряжения, равный E_0 . Затем напряжение на конденсаторе начинает расти, а напряжение на выходе — падать по экспоненциальному закону. Когда импульс окончится ($t_n \leq t \leq T$), вход RC -цепочки окажется закороченным

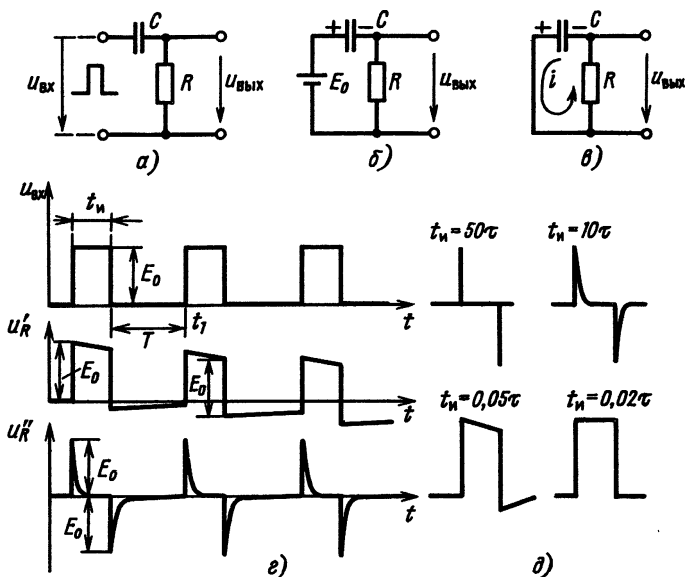


Рис. 1.7. Принципиальная схема RC -цепочки (а—в) и временные диаграммы ее работы (г, д)

(рис. 1.7, в), а конденсатор C будет разряжаться через резистор R . В момент окончания импульса снова будет наблюдаться скачок напряжения, равный E_0 , а затем выходное напряжение опять начнет уменьшаться по экспоненциальному закону.

В зависимости от соотношения между длительностью входного импульса t_n и постоянной времени τ RC -цепочки форма выходного напряжения будет разной. При $\tau \gg t_n$ за время действия первого импульса конденсатор C зарядится очень мало, и к концу импульса выходное напряжение будет близко к E_0 (u'_R на рис. 1.7, г). К началу следующего импульса конденсатор не успеет полностью разрядиться и выходное напряжение в момент t_1 не будет равно нулю. Поэтому хотя в момент времени $t=t_1$ и произойдет новый скачок напряжения, равный $+E_0$, но при этом выходное напряжение окажется меньше E_0 . Процесс повторится. К началу третьего импульса остаточное напряжение на конденсаторе будет еще больше и т. д. до тех пор, пока в RC -цепочке не установится динамическое равновесие, которое характеризуется отсутствием постоянной составляющей на выходе.

При $\tau \ll t_n$ процессы будут такими же, но за время каждого импульса конденсатор C успевает полностью зарядиться до напряжения E_0 , а за время паузы между импульсами — полностью разрядиться. Поэтому с приходом каждого импульса процессы в RC -цепочке будут одинаковыми, а форма выходного напряжения будет иметь вид, показанный на рис. 1.7, з (u''_R).

Таким образом, RC -цепочка при $\tau \gg t_n$ будет с некоторыми искажениями передавать входной сигнал, а при $\tau \ll t_n$ с некоторым приближением производить его дифференцирование. Конечно, при разных соотношениях между τ и t_n будут изменяться и искажения, и точность дифференцирования. Форма выходного напряжения для некоторых соотношений между τ и t_n приведена на рис. 1.7, д.

Можно использовать простейшую RC -цепочку, когда выходное напряжение снимается с конденсатора. Тогда при $\tau \ll t_n$ RC -цепочка будет с некоторыми искажениями передавать входной сигнал, а при $\tau \gg t_n$ — с некоторым приближением его интегрировать.

Частотно-избирательные цепи. Одна из важных и весьма распространенных задач, решаемых электронными устройствами, состоит в селекции тех или иных сигналов. В основу такой селекции могут быть положены разные признаки, но наиболее распространенным является частотный. Частотной селективностью (избирательностью) устройства называют его способность выделять гармонические колебания одной группы частот из гармонических колебаний более широкой группы частот. Для исследования частотно-избирательных свойств цепей проводят их анализ в диапазоне частот и вводят частотные характеристики — амплитудно-частотную (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ). Как уже отмечалось, зависимость модуля исследуемой функции цепи (напряжения, тока, сопротивления, коэффициента передачи и др.) от частоты называют АЧХ, а ФЧХ — зависимость от частоты аргумента той же функции. При этом в зависимости от требований вид частотных характеристик должен быть совершенно различным. Например, если в некоторой полосе частот $\Delta f_1 = f_2 - f_1$ содержится полезный сигнал, на выходе устройства должны сохраняться все частоты от f_1 до f_2 и подавляться остальные, т. е. идеальная АЧХ такого электронного устройства должна иметь вид *a*, представленный на рис. 1.8, *a*. Если же в полосе частот $\Delta f_2 = f_4 - f_3$ содержится мешающий сигнал, частоты от f_3 до f_4 должны подавляться, а сохраняться все остальные, т. е. идеальная АЧХ должна иметь вид *b*, представленный на рис. 1.8, *b*.

Частотно-избирательные свойства электрических цепей связаны с индуктивными катушками и конденсаторами, сопротивления которых существенно меняются при изменении частоты воздействующих на них колебаний. Самыми простыми являются

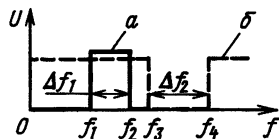


Рис. 1.8. Идеальные АЧХ полосового (*a*) и режекторного (*b*) фильтров

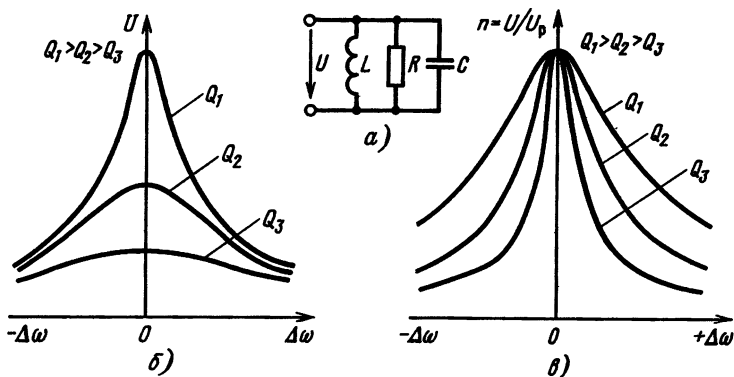


Рис. 1.9. Параллельный контур:
 а — принципиальная схема; б — АЧХ, в — приведенная АЧХ

частотно-избирательные цепи, содержащие одну индуктивную катушку и один конденсатор, которые могут быть соединены либо последовательно, либо параллельно. Их называют последовательным и параллельным колебательными контурами.

Рассмотрим работу параллельного колебательного контура, схема которого показана на рис. 1.9, а, где L — индуктивность катушки, C — емкость конденсатора, а R — сопротивление, учитывающее потери в контуре. Общая проводимость такой схемы

$$Y_{\text{общ}} = 1/R + 1/j\omega L + j\omega C,$$

и она будет меняться при изменении частоты входного генератора. При частоте

$$\omega_p = 1/\sqrt{LC} \quad (1.9)$$

проводимости индуктивного и емкостного элементов будут одинаковыми, общая проводимость минимальной, а напряжение на контуре максимальным. Это явление называют резонансом, а частоту ω_p — резонансной частотой контура. При отклонении частоты входного генератора от резонансной проводимость контура возрастает, а напряжение на контуре падает. АЧХ (или ее еще называют резонансной характеристикой) контура определяет зависимость напряжения на контуре от частоты $u(\omega)$. В зависимости от величины добротности контура

$$Q = R/\sqrt{L/C} \quad (1.10)$$

АЧХ имеет разные значения максимума и разную крутизну склонов (рис. 1.9, б).

Пользоваться АЧХ контура, приведенной на рис. 1.9, б, неудобно, особенно при сравнении разных контуров, поэтому в электронике чаще используют нормированную АЧХ контура

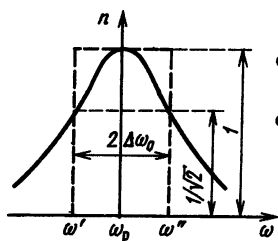


Рис. 1.10. Реальная и идеализированная АЧХ к определению полосы пропускания

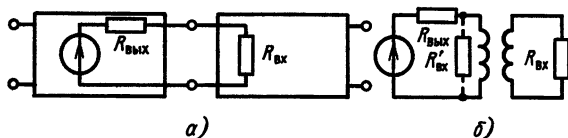


Рис. 1.11. Согласование сопротивлений (а) и с помощью трансформатора (б)

(рис. 1.9, в), где по вертикали применен относительный масштаб. Выражение нормированной АЧХ записывается таким образом:

$$n = 1 / \sqrt{1 + a^2}, \quad (1.11)$$

где $a = 2Q\Delta\omega/\omega_p$, $\Delta\omega = \omega - \omega_p$.

Для учета изменения напряжения на контуре вводят понятие *полосы пропускания контура* — полосы частот вблизи резонанса, на границах которой амплитуда напряжения снижается до $1/\sqrt{2}$ от резонансного значения (рис. 1.10). Ширина полосы пропускания $2\Delta\omega_0 = \omega'' - \omega'$ легко связывается с параметрами контура

$$2\Delta\omega_0 = \omega_p / Q, \quad (1.12)$$

а ее введение позволяет заменить реальную АЧХ контура идеализированной (штриховая линия на рис. 1.10) и при расчетах избирательности контура полагать, что все частоты от ω' до ω'' пропускаются контуром, а остальные — нет. Очевидно, что справедливость такого предположения будет тем вернее, чем больше добротность контура Q , определяющая крутизну склонов АЧХ. При этом необходимо отметить, что добротность реальных контуров определяется не только сопротивлением потерь контура, но и значениями сопротивлений, шунтирующих контур (последние влияют на величину R). Учет влияния шунтирующих сопротивлений приводит к уменьшению величины сопротивления R , что уменьшает Q и, следовательно, ухудшает частотную избирательность контура (АЧХ контура становится более «размытой»).

Согласование сопротивлений. Еще одна задача, довольно часто возникающая в случае электронных устройств, состоит в согласовании работ различных блоков и устройств. При этом в одних случаях необходимо получить максимальное напряжение, в других — максимальную мощность, а в третьих — максимальный ток. Для решения таких задач исследуемые устройства представляют в виде четырехполюсников (частей схем, имеющих четыре зажима, с помощью которых они

присоединяются к остальным схемам) и рассматривают вопрос согласования выходного сопротивления первого четырехполосника с входным сопротивлением второго (рис. 1.11, *а*). В зависимости от требований, предъявляемых в каждом конкретном случае, необходимо добиваться определенных соотношений между $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{вх}}$. Например, нетрудно показать (исходя из условия $dP/dR_{\text{вх}}=0$), что для получения максимальной мощности на сопротивлении $R_{\text{вх}}$ нужно, чтобы $R_{\text{вх}}=R_{\text{вых}}$. Для такого согласования четырехполосников широко применяют трансформаторы, которые называют согласующими. Исходя из (1.4), для схемы, показанной на рис. 1.11, *б*, имеем $R'_{\text{вх}}=n^2 R_{\text{вх}}$. Подбирая коэффициент трансформации n , легко добиваться такого положения, когда $R_{\text{вых}}=R'_{\text{вх}}$, что соответствует передаче максимальной мощности от первого четырехполосника ко второму.

1.7. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Полупроводниками называют обширную группу материалов, которые по своему удельному электрическому сопротивлению занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. Обычно к полупроводникам относят материалы с удельным сопротивлением $\rho=(10^{-3}...10^9)$ Ом·см, к проводникам (металлам)—материалы с $\rho<10^{-4}$ Ом·см, а к диэлектрикам (изоляторам)—материалы с $\rho>10^{10}$ Ом·см. Такая классификация весьма условна, потому что между полупроводниками и диэлектриками нет принципиальных различий.

Так как особенности электропроводности полупроводников тесно связаны с принципом действия полупроводниковых приборов, их параметрами и характеристиками, рассмотрим некоторые основные понятия, связанные с физической сущностью электропроводности.

Согласно принципам квантовой механики электроны в атоме характеризуются вполне определенными значениями энергии, соответствующими разрешенным энергетическим уровням. В изолированном атоме существует конечное число таких энергетических уровней, причем электроны низших уровней сильно связаны с атомом; по мере увеличения уровня энергии связи ослабевает. В отсутствие внешних воздействий атом находится в состоянии, при котором электронами заняты все низшие энергетические уровни, а верхние—свободны. Под влиянием внешних воздействий (тепла, света, электрического или магнитного поля и т. д.) электроны, приобретая дополнительную энергию, могут переходить на более высокие энергетические уровни или вовсе становятся свободными.

В группах близкорасположенных однотипных атомов, например в твердом теле, положение принципиально не меняется, но взаимодействие атомов друг с другом приводит к тому, что разрешенные уровни энергии электронов соседних атомов смещаются, образуя целую группу близкорасположенных подуровней,

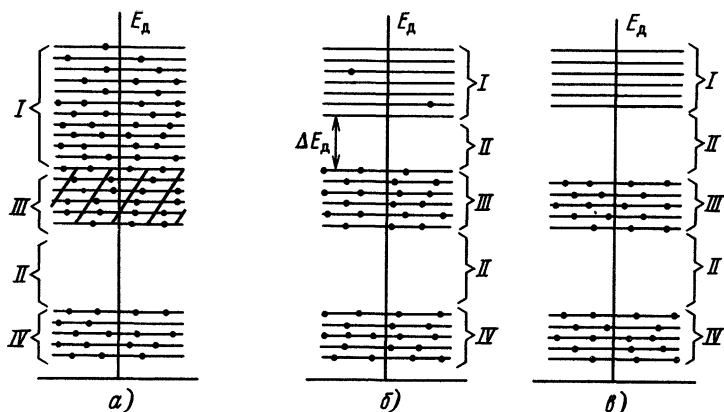


Рис. 1.12. Энергетические уровни электронов в металле (а), полупроводнике (б) и диэлектрике (в):

I — зона проводимости, II — запрещенные зоны, III — валентная зона, IV — заполненная зона

которые образуют так называемые зоны разрешенных уровней энергии, отделенных друг от друга запрещенными зонами энергии ΔE_d . Величина ΔE_d определяет энергию (в электронвольтах), которую нужно сообщить электрону, чтобы он перешел из более низкой зоны разрешенных уровней энергии в зону разрешенных значений более высокого уровня.

На электропроводность твердого тела наибольшее влияние оказывает расположение двух соседних зон разрешенных уровней энергии в верхней части энергетической диаграммы (рис. 1.12), которые называют зоной проводимости I и валентной зоной III . Запрещенная зона II между зоной проводимости и валентной зоной может существовать, а может и отсутствовать, причем ширина этой зоны в разных веществах различна. Металлы (рис. 1.12, а) отличаются отсутствием запрещенной зоны между валентной зоной и зоной проводимости, поэтому они характеризуются высокой электропроводностью. В полупроводниках и диэлектриках (рис. 1.12, б, в) такая запрещенная зона есть, и отличаются они друг от друга лишь шириной этой зоны. В полупроводниках ширина запрещенной зоны ΔE_d между валентной зоной и зоной проводимости мала (меньше 3 эВ). При этом уже при комнатной температуре, когда атому сообщается малое количество энергии, часть валентных электронов переходит в зону проводимости, а электропроводность полупроводников оказывается не равной нулю. В диэлектриках ширина запрещенной зоны между валентной зоной и зоной проводимости настолько велика, что практически все валентные электроны остаются на своих орбитах, а это означает, что электропроводность диэлектриков равна нулю.

Для изготовления современных полупроводниковых приборов и особенно интегральных микросхем используют преимущественно

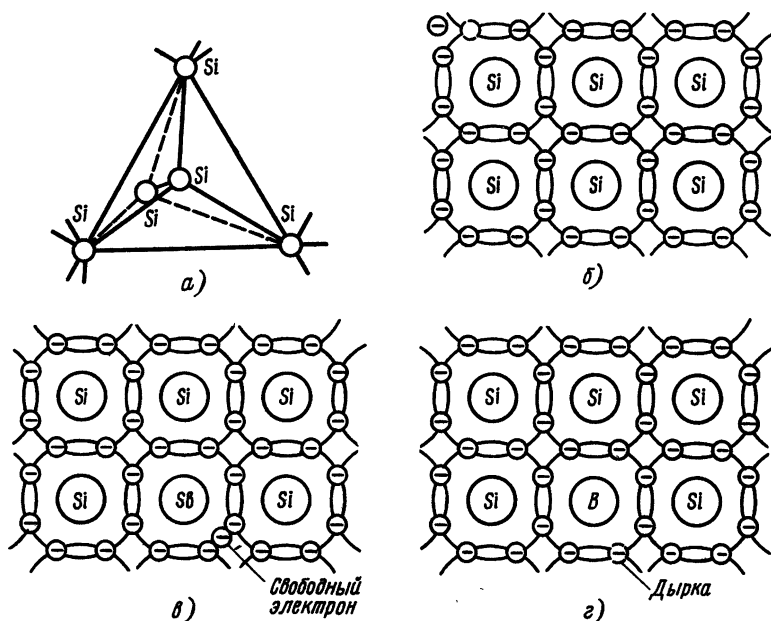


Рис. 1.13. Структуры полупроводников

кремний, который является монокристаллом — твердым телом с регулярной кристаллической решеткой, содержащей множество одинаковых примыкающих друг к другу тетраэдров (рис. 1.13, а). Особенность этой решетки состоит в том, что каждый атом в ней расположен на одинаковом расстоянии от четырех соседних. Условно это можно представить и на плоской модели (рис. 1.13, б). Связь атомов в кристаллической решетке кремния обусловлена специфическими обменными силами, возникающими в результате попарного объединения валентных электронов соседних атомов. Такую связь называют *валентной*. При этом каждый атом остается электрически нейтральным.

Структура реального кристалла никогда не бывает идеальной, в любом полупроводнике наблюдаются дефекты, которые подразделяют на дефекты точечного типа (нарушение регулярности в некоторых точках кристалла) и дислокации (смещения плоскостей решетки). Наиболее распространенный точечный дефект решетки состоит в замещении одного из атомов кремния атомом примеси. Эти примеси могут быть паразитными — включениями тех веществ, от которых не удалось избавиться при первоначальной очистке кремния, или полезными — специально введенными в кристалл для получения нужных свойств (рис. 1.13, в, г).

Для создания высококачественных полупроводниковых приборов исходный материал должен иметь как можно более

правильную кристаллическую структуру и весьма высокую чистоту. Поэтому первой операцией при изготовлении полупроводниковых приборов и интегральных микросхем является очистка, после которой допускается не более одного атома примеси на 10^{10} атомов германия и 10^{13} атомов кремния.

В предельно чистом полупроводнике с идеальной кристаллической решеткой, собственном или *i*-полупроводнике (от английского слова *intrinsic*—истинный) при температуре абсолютного нуля в валентной связи участвуют все четыре валентных электрона каждого атома. Это означает, что все электроны находятся в валентной зоне, свободных электронов нет, а проводимость полупроводника равна нулю, т. е. он обладает свойствами идеального изолятора. С повышением температуры валентные связи между отдельными атомами полупроводника нарушаются, что приводит к одновременному образованию свободного электрона и незаполненной связи—дырки вблизи того атома, от которого оторвался электрон. Незаполненная связь может быть замещена одним из валентных электронов соседнего атома, на его месте образуется новая дырка, которая замещается новым электроном и т. д., т. е. дырка, имеющая положительный заряд, равный по абсолютной величине заряду электрона, тоже может перемещаться по кристаллу.

Таким образом, в собственном полупроводнике имеются два типа носителей зарядов—электроны и дырки, причем они всегда образуются и исчезают парами. Число электронов n_i равно числу дырок p_i

$$n_i = p_i = A \exp(-E_d/2kT), \quad (1.13)$$

где k —постоянная Больцмана, T —абсолютная температура, E_d —так называемая энергия активации, величина которой зависит от материала полупроводника (для кремния $E_d = 1,1$ эВ). Электропроводность собственного полупроводника, обусловленную парными носителями теплового происхождения, называют *собственной электропроводностью*. Она, как следует из (1.13), сильно зависит от температуры и энергии активации.

Электрон, покинувший атом и нарушивший валентную связь, может находиться в свободном состоянии только определенное время. При столкновении с другими атомами кристалла он теряет энергию и, попав в зону дырки, может заполнить освободившуюся валентную связь в другом атоме. Этот процесс называют *рекомбинацией*, а среднее время существования свободного электрона и дырки—*временем жизни* носителей заряда. Движение электронов и дырок происходит в полупроводнике за счет двух процессов: диффузии и дрейфа. Причиной возникновения диффузионного тока является разность концентраций носителей. Дрейфовый ток связан с действием электрического поля.

Характер электропроводности собственного полупроводника существенно изменяется при добавлении в него атомов примесного вещества. В полупроводниковых приборах и интегральных схемах применяют только примесные полупроводники, в которых в качестве примесей используют элементы V (сурьма, мышьяк, фосфор) и III (индий, бор, алюминий) групп таблицы Менделеева.

При введении в кристалл кремния атома примеси V группы (например, сурьмы) только четыре ее валентных электрона вступают в прочную связь с четырьмя соседними атомами собственного полупроводника (рис. 1.13, в). Пятый валентный электрон сурьмы оказывается слабо связанным с ядром, и он легко переходит в зону проводимости. При этом примесный атом превращается в неподвижный положительный ион. Свободные электроны, оторвавшиеся от примесных атомов, добавляются к собственным свободным электронам. В этом случае проводимость полупроводника начинает определяться главным образом электронами. Такие полупроводники называют полупроводниками *n*-типа (от английского слова negative — отрицательный). Примеси, обуславливающие электронную электропроводность, называют *донорными* ..

При введении в кристалл кремния атома примеси III группы (например, бора) одна из четырех связей между атомом собственного полупроводника и атомом примеси оказывается незаполненной, что эквивалентно образованию дырки (рис. 1.13, г) и неподвижного отрицательного иона. Электропроводность таких примесных полупроводников обеспечивается за счет перемещения дырок, а сами полупроводники называют полупроводниками *p*-типа (от английского слова positive — положительный). Примеси, обуславливающие дырочную электропроводность, называют *акцепторными*.

Присутствие N_d атомов донорной примеси приводит к появлению n_n подвижных электронов, причем $n_n \approx N_d$. Присутствие N_a атомов акцепторной примеси приводит к появлению p_p подвижных дырок, причем $p_p \approx N_a$. Чтобы примесная электропроводность преобладала над собственной, концентрация атомов донорной N_d и акцепторной N_a примесей должна превышать концентрацию собственных носителей заряда $n_i = p_i$. В примесных полупроводниках количество примесей строго дозируется и в $10^2 \dots 10^5$ раз превышает концентрацию собственных носителей. Носители заряда, концентрация которых в данном полупроводнике преобладает, называют *основными*, а те, которые составляют меньшинство, — *неосновными*. Так, в полупроводнике *n*-типа основными носителями заряда являются электроны, а в полупроводнике *p*-типа — дырки. Между концентрациями свободных электронов и дырок в полупроводниках как *n*-, так и *p*-типов существует соотношение

$$n_p p_p = n_n p_n. \quad (1.14)$$

В большинстве полупроводниковых приборов применяют неоднородные по своим электрофизическим свойствам монокристаллы, в которых можно выделить области с донорными и акцепторными примесями и электронно-дырочные или *p-n* переходы между двумя областями полупроводников, одна из которых имеет электропроводность *n*-типа, а другая — *p*-типа. На часть поверхности монокристалла каждой области наносится слой металла — электрод прибора, к которому привариваются или припаиваются выводы из тонкой проволоки. Большинство полупроводниковых кристаллов помещается в специальный герметический корпус (металлический, стеклянный или пластмассовый), изолирующий его от окружающей среды. В корпусе имеются специальные внешние выводы, с помощью которых электроды полупроводникового прибора могут быть соединены с соответствующими точками схемы.

Размеры монокристалла в маломощных приборах составляют десятые или сотые доли кубических миллиметров, в мощных — единицы или десятки кубических миллиметров. Размеры корпусов маломощных приборов не превышают нескольких миллиметров, а в мощных приборах достигают нескольких сантиметров. Последние в ряде случаев снабжаются специальными радиаторами для охлаждения. Применяют и бескорпусные полупроводниковые приборы, где вместо корпуса используют специальную защитную пленку. Их размеры меньше, чем у остальных полупроводниковых приборов.

В классификации полупроводниковых приборов используют несколько признаков. В соответствии с характером преобразования энергии различают *электропреобразовательные, фотоэлектрические, излучающие, теплоэлектрические* и другие приборы.

Наиболее многочисленную группу электропреобразовательных приборов подразделяют на диоды, транзисторы, тиристоры и др.

По полупроводниковому материалу приборы разделяют на германиевые, кремниевые, арсенид-галлиевые и т. д. По области рабочих частот — на низкочастотные, высокочастотные и приборы диапазона СВЧ. По мощности — на маломощные, средней мощности и мощные. По конструктивно-технологическим параметрам полупроводниковые приборы разделяют на сплавные, диффузионные, *p-n-p* и *n-p-n*.

Обозначение электропреобразовательных полупроводниковых приборов в соответствии с ОСТ 11336.038—77 состоит из пяти элементов.

Первый элемент — буква или цифра — обозначает материал, из которого изготовлен полупроводниковый прибор: германий Г или 1; кремний К или 2; соединения галлия А или 3; соединения индия И или 4.

Второй элемент — буква — обозначает подкласс прибора: А — диод СВЧ; В — варикап; Д — диод (общее обозначение); И — туннельный диод; С — стабилитрон; Т — биполярный транзистор; П — полевой транзистор.

Третий элемент — число или буква — определяет параметр или назначение прибора.

Например, число 1 относится к биполярным транзисторам с мощностью меньше 1 Вт и предельной частотой $f \leq 30$ МГц, число 2—к биполярным транзисторам с мощностью меньше 1 Вт и предельной частотой $f \leq 300$ МГц, а число 4—к биполярным транзисторам с мощностью меньше 1 Вт, но предельной частотой $f > 300$ МГц.

Четвертый элемент—число от 101 до 999—обозначает порядковый номер разработки.

Пятый элемент—буква от А до Я (кроме З, О, Ч)—определяет классификацию по параметрам.

1.8. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

В основе работы большинства полупроводниковых приборов и активных элементов интегральных микросхем лежит использование свойств p - n переходов. Однако p - n переход не может быть создан путем простого соприкосновения двух полупроводниковых кристаллов с разными типами электропроводности, так как при этом между кристаллами всегда будет существовать некоторый промежуточный слой. Обычно p - n переходы создают с помощью специальных технологических приемов.

По технологии изготовления p - n переходы разделяют на сплавные и диффузионные. При изготовлении *сплавного перехода* пластинку примесного полупроводника определенного типа, например кремния n -типа, тщательно шлифуют до необходимой толщины, затем на ее поверхности укрепляют небольшую таблетку элемента III группы таблицы Менделеева и помещают в печь, где она нагревается до температуры, лежащей ниже точки плавления полупроводника, но выше точки плавления примеси. В результате этого происходит вплавление в кристалл примеси и формирование p - n перехода. При *диффузионном методе* изготовления p - n перехода полупроводниковые пластинки с защитным окисным слоем предварительно подвергают фотолитографической обработке, при которой на поверхности пластинки создаются площади заданной конфигурации, свободные от окисного слоя,—«окна». После фотолитографии через эти «окна» проводят диффузию примесей в полупроводниковую пластинку и получают p - n переходы.

Для изготовления полупроводниковых приборов с заданными электрическими характеристиками необходимо очень точно выдерживать размеры областей кристалла с разными типами электропроводности. В сплавном переходе конфигурация отдельных областей кристалла сильно зависит от точности поддержания температуры, толщины пластинки, времени вплавления и количества примесей. Ничтожные отклонения любого показателя от номинального значения приводят к большому разбросу электрических параметров полупроводниковых приборов. Диффузионный процесс более медленный и лучше управляемый, поэтому с помощью диффузии удается создать лучшие p - n переходы.

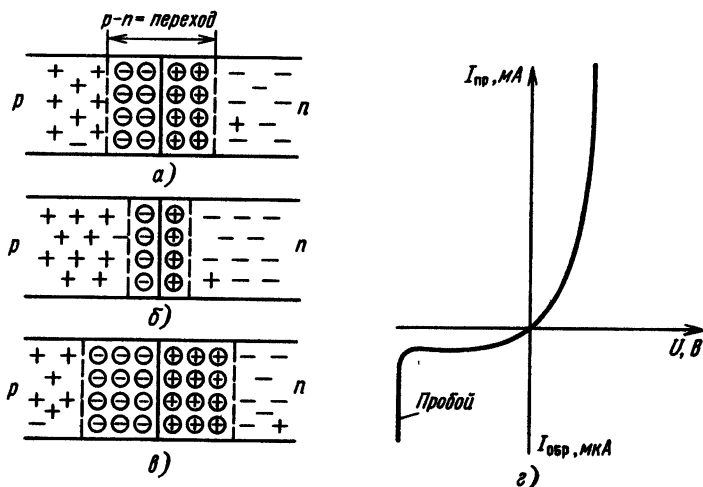


Рис. 1.14. Структура p - n перехода (а—в) и его вольт-амперная характеристика (з)

При создании электронно-дырочного перехода на границе между полупроводниками с различными типами электропроводности возникают большие градиенты концентрации подвижных носителей зарядов. Это приводит к тому, что через границу между полупроводниками n - и p -типов проходят диффузионные токи (электронный из n -области, дырочный из p -области). В результате ухода основных носителей на границе полупроводников с разными типами электропроводности создается *обедненный слой*, в котором в n -области будут находиться положительно заряженные ионы донорных атомов, а в p -области — отрицательно заряженные ионы акцепторных атомов. Этот двойной слой протяженностью в десятки доли микрометра и является p - n переходом (рис. 1.14, а).

Расположенный в p - n -переходе двойной слой неподвижных электрических зарядов создает внутреннее электрическое поле. Часть n -области, непосредственно прилегающая к границе полупроводников с разными типами электропроводности, заряжается положительно, а часть p -области — отрицательно. Вследствие этого между p - и n -областями возникает некоторая разность потенциалов — *потенциальный барьер*, который препятствует движению основных носителей из одной области полупроводникового кристалла в другую и одновременно способствует движению неосновных носителей. Под воздействием электрического поля p - n перехода дырки легко перемещаются из n -области в p -область, а электроны — в обратном направлении, но перемещение дырок из p -области в n -область так же, как перемещение электронов из n -области в p -область, затруднено, т. е. электрическое поле p - n перехода препятствует увеличению диффузионного тока и не

препятствует прохождению дрейфового тока через переход. Естественно, что при отсутствии внешнего напряжения в p - n переходе устанавливается равновесие, при котором взаимно компенсируются заряды донорных и акцепторных ионов, дрейфовый и диффузионный токи, проходящие в противоположных направлениях. При этом p - n переход оказывается электрически нейтральным, а ток через него равен нулю.

Если к p - и n -областям полупроводникового кристалла, в котором создан электронно-дырочный переход, подвести внешнее напряжение, то из-за большого сопротивления перехода по сравнению с сопротивлением остальной части кристалла оно окажется приложенным только к p - n переходу. Внешнее напряжение нарушает равновесие в электронно-дырочном переходе, и возникает ток.

При подключении положительного полюса источника внешнего напряжения к p -области высота потенциального барьера уменьшается, а диффузионный ток основных носителей заряда резко возрастает. Такое включение p - n перехода называют *прямым* (рис. 1.14, б). При прямом включении происходит преимущественное введение носителей зарядов в те области полупроводникового кристалла, где они являются неосновными, поэтому этот режим работы p - n перехода называют режимом инжекции неосновных носителей. Если изменить полярность внешнего напряжения (подключить к p -области отрицательный полюс источника), высота потенциального барьера в p - n переходе падает. Уже при $U \approx -0,5$ В диффузионный ток прекращается и при дальнейшем повышении внешнего напряжения через p - n переход будет проходить только дрейфовый ток неосновных носителей, который называют обратным. Так как число неосновных носителей значительно меньше, чем основных, величина тока через переход в этом случае будет небольшой по сравнению с током при прямом включении и практически постоянной при изменении внешнего напряжения в широких пределах. Указанное включение p - n перехода называют *обратным* (рис. 1.14, в).

Таким образом p - n переход обладает несимметричной вольт-амперной характеристикой (рис. 1.14, г). При прямом включении через него проходит большой прямой ток, а при обратном — незначительный обратный ток, который практически определяется собственной электропроводностью полупроводника, сильно зависящей от температуры среды. Например, в германиевых полупроводниковых приборах обратный ток p - n перехода возрастает примерно вдвое при повышении температуры на каждые 10° С.

При больших отрицательных напряжениях в p - n переходе наблюдается резкий рост обратного тока. Это явление называют *пробоем p - n перехода*. Пробой перехода возникает при достаточно сильном электрическом поле, когда неосновные носители зарядов ускоряются настолько, что ионизируют атомы полупроводника.

При ионизации создаются электроны и дырки, которые, разгоняясь, снова ионизируют атомы и т. д., в результате чего диффузионный ток через переход резко возрастает, а на вольт-амперной характеристике p - n перехода в области больших отрицательных напряжений наблюдается скачок обратного тока. Следует отметить, что после пробоя переход выходит из строя только тогда, когда происходят необратимые изменения его структуры в случае чрезмерного перегрева, который наблюдается при *тепловом пробое*. Если же мощность, выделяющаяся на p - n переходе, поддерживается на допустимом уровне, он сохраняет работоспособность и после пробоя. Такой пробой называют *электрическим*.

1.9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним p - n переходом и двумя выводами. Конструктивно такой диод представляет собой кристалл полупроводника, в котором одним из технологических приемов выполнен p - n переход. Часть поверхностей двух различных областей кристалла, образующих переход, покрывают металлической пленкой, к которой приваривают или припаивают внешние выводы. Конструкция сплавного диода в стеклянном корпусе показана на рис. 1.15, а, а бескорпусного диффузионного диода — на рис. 1.15, б.

Основным элементом полупроводникового диода является p - n переход, поэтому вольт-амперная характеристика реального диода близка к вольт-амперной характеристике p - n перехода, приведенной на рис. 1.14, г. Однако работа реального полупроводникового диода и его вольт-амперная характеристика несколько отличаются от p - n перехода, рассмотренного выше. Основные отличия обусловлены следующими причинами.

Во-первых, в реальных диодах, как правило, используют несимметричные p - n переходы, для которых выполняются условия $p_p \gg n_n$ или $n_n \gg p_p$. Резкое различие в концентрации основных носителей зарядов приводит к тому, что одна из областей полупроводникового кристалла (область с большей концентрацией основных носителей) становится низкоомной, а другая — высокоомной. Низкоомная область является доминирующим источником подвижных носителей зарядов, и ток через диод при прямом включении p - n перехода будет практически целиком определяться потоком ее основных носителей. Поэтому низкоомную область полупроводникового диода называют *эмиттером*. Различие в концентрации основных носителей зарядов сказывается и на расположении p - n перехода на границе областей с различным типом электропроводности. В связи с большей концентрацией носителей в низкоомной области при образовании перехода

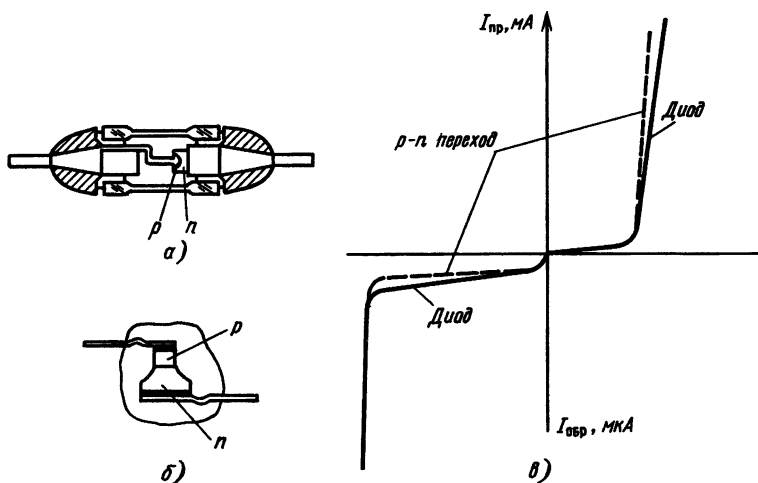


Рис. 1.15. Конструкции полупроводниковых диодов (а, б) и его вольт-амперная характеристика (в)

в ней в единице объема «обнажится» большее количество ионов, чем в высокоомной области. Так как любой $p-n$ переход в состоянии равновесия остается электрически нейтральным, ширина обедненного слоя в высокоомной области оказывается больше. Если различие в концентрации основных носителей велико, то $p-n$ переход будет почти целиком расположен в высокоомной области, которая получила название *базы*.

Во-вторых, сопротивление объема полупроводникового кристалла не равно нулю, и при больших значениях прямого тока им нельзя пренебрегать. Так как в реальных диодах сопротивление эмиттера $r_э$ значительно меньше сопротивления базы, учитывают влияние на прямую ветвь вольт-амперной характеристики диода только сопротивление базы $r_б$.

В-третьих, реальный диод имеет конечные размеры, поэтому необходимо учитывать процессы, происходящие на поверхности его кристалла. Наиболее важным является ток утечки, который влияет на обратную ветвь вольт-амперной характеристики диода.

Последние две причины приводят к тому, что прямой ток диода оказывается меньше, чем в $p-n$ переходе, а обратный ток не остается постоянным, а медленно возрастает (рис. 1.15, в).

Полупроводниковые диоды весьма многочисленны, и одним из основных классификационных признаков служит их назначение, которое связано с использованием определенного явления в $p-n$ переходе.

Первую группу составляют выпрямительные или силовые диоды, для которых основным является вентильный эффект (большой ток при прямом напряжении и малый ток при

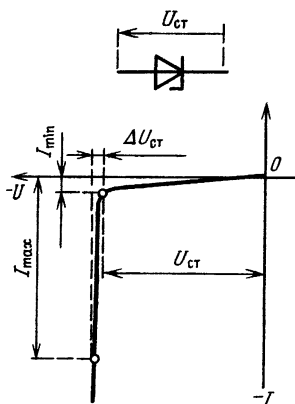


Рис. 1.16. ВАХ стабилитрона

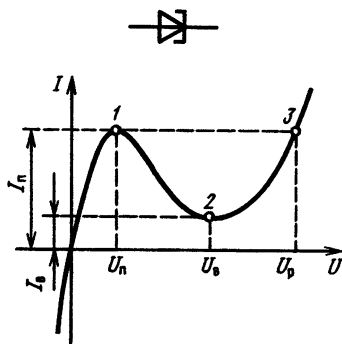


Рис. 1.17. ВАХ туннельного диода

обратном напряжении). Для них наиболее важны статические параметры, характеризующие вентильные свойства: сопротивление в прямом и обратном направлениях. Так как это мощные диоды, для них также существенны максимальный прямой ток и допустимое обратное напряжение.

Вторая группа диодов (детекторные, преобразовательные, переключающие) также использует вентильный эффект, но это маломощные высокочастотные диоды, поэтому для них кроме тех же статических параметров, характеризующих вентильные свойства, важны собственная емкость диода и индуктивность его выводов. Для уменьшения этих емкостей и индуктивностей используют диоды с малой площадью p - n перехода и короткими выводами. В частности, широко применяют точечные диоды.

Диоды **третьей группы** работают в режиме электрического пробоя. На них подается обратное напряжение, величина которого подбирается близкой к $U_{ст}$ (рис. 1.16), за счет чего на таком диоде, называемом *стабилитроном*, удастся получить незначительное изменение выходного напряжения — стабилизировать постоянное напряжение. Основными параметрами стабилитронов являются: напряжение стабилизации $U_{ст}$ и величина $\Delta U_{ст}$, а также значения I_{min} и I_{max} .

Наконец, в диодах **четвертой группы** используются емкостные свойства p - n перехода. В связи с тем, что p - n переход представляет собой область, обедненную носителями зарядов, он является как бы слоем диэлектрика между двумя проводящими областями. Это позволяет рассматривать p - n переход как своеобразный плоский конденсатор, емкость которого определяется шириной p - n перехода. Если к диоду приложить обратное напряжение и изменять его величину, то ширина p - n перехода будет меняться, что эквивалентно изменению его емкости. Такое свойство p -

n -перехода позволяет использовать полупроводниковый диод в качестве прибора с электрически управляемой емкостью — *варикапа* (от первых слогов английских слов *variable* — переменный и *capacity* — емкость). Основными параметрами варикапов служат: $C_{ном}$, C_{min} , C_{max} , а также величина потерь.

Характеристики диода существенно меняются от концентрации примесей в полупроводнике. Например, если концентрация доноров в n -области и акцепторов в p -области в тысячи раз выше, чем у обычных диодов, толщина p - n перехода оказывается очень малой (у обычных диодов она около 1 мкм, а при такой большой концентрации носителей — 0,001 мкм). Это приводит к значительному отличию механизма прохождения тока через тонкий p - n переход.

Кроме диффузии здесь наблюдается *туннельный эффект*, который заключается в том, что благодаря волновым свойствам электрона происходит его переход через потенциальный барьер без потери энергии. Максимум туннельного эффекта наблюдается при прямом напряжении на переходе порядка 100 мВ.

Диоды с такой высокой концентрацией примесей в эмиттере и базе называют *туннельными*, их вольт-амперные характеристики (рис. 1.17) существенно отличаются от характеристик обычных диодов: в туннельном диоде не наблюдается вентильного эффекта; в области небольших положительных напряжений на вольт-амперной характеристике туннельного диода имеется так называемый «падающий» участок, который характеризуется отрицательным дифференциальным сопротивлением.

В качестве параметров туннельных диодов используют напряжение пика U_p , ток пика I_p , напряжение впадины U_v , ток впадины I_v и напряжение U_r , при котором ток равен току пика. Указанные значения напряжений и токов соответствуют точкам 1, 2, 3 вольт-амперной характеристики туннельного диода (рис. 1.17).

Наиболее интересным является режим работы туннельного диода, когда рабочая точка располагается на падающем участке вольт-амперной характеристики и когда диод имеет отрицательное сопротивление. Это позволяет создавать особые схемы на туннельных диодах, например генераторы с внутренним отрицательным сопротивлением.

1.10. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярным транзистором называют полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими p - n переходами и тремя или более выводами. Он представляет собой полупроводниковый кристалл, в котором две крайние области с однотипной электропроводностью разделены областью противоположной элект-

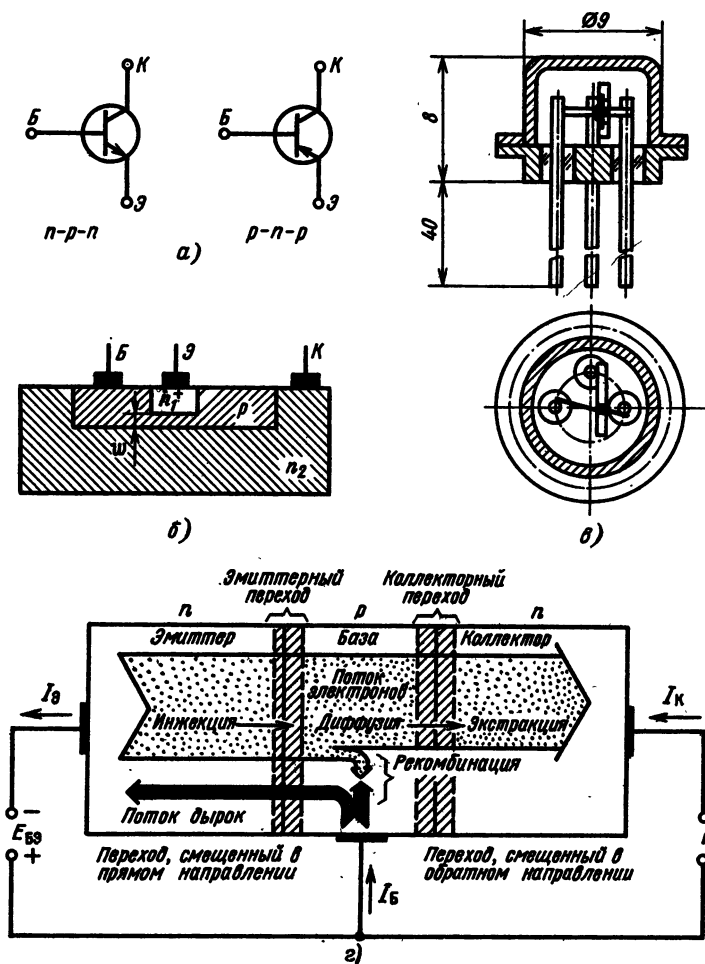


Рис. 1.18. Биполярные транзисторы (а—в) и принцип работы $n-p-n$ транзистора (г)

ропроводности. В зависимости от электропроводности этих трех областей различают транзисторы $n-p-n$ и $p-n-p$ типов (рис. 1.18, а). Термин «биполярный» подчеркивает, что в работе таких транзисторов играют роль оба типа носителей зарядов—электроны и дырки. В настоящее время распространены $n-p-n$ транзисторы, которые и будут рассматриваться ниже.

В реальных транзисторах $p-n$ переходы существенно различаются. Один из них имеет гораздо большую площадь, чем другой, т. е. реальные биполярные транзисторы—асимметричные приборы. Эта асимметрия показана на рис. 1.18, б, из которого

видно, что переход $n_1^+ - p$ имеет значительно меньшую площадь по сравнению с переходом $n_2 - p$. Кроме того, в реальных транзисторах наблюдается и асимметрия в концентрации примесей. Один из крайних слоев, на рис. 1.18, б слой n_1^+ , легирован (имеет концентрацию примесей) значительно сильнее, чем слой n_2 . Средний слой транзистора называют *базой*, крайний сильно легированный слой меньшей площади (n_1^+) называют *эмиттером*, а слой с большей площадью, но легированный меньше эмиттера (n_2) — *коллектором*. Соответственно $n_1 - p$ переход называют *эмиттерным*, а $n_2 - p$ переход — *коллекторным*.

Конструктивно транзистор представляет собой полупроводниковый кристалл, часть поверхностей которого (базы, эмиттера и коллектора) покрывается металлической пленкой. К этим пленкам приваривают или припаивают внешние выводы всех электродов транзистора. Сам кристалл укрепляют на кристаллодержателе и помещают в герметизированный корпус (рис. 1.18, в), а выводы через изоляторы в дне корпуса выводят наружу. В мощных транзисторах коллектор часто непосредственно соединяют с основанием, что увеличивает рассеиваемую на нем мощность. В этом случае коллекторным выводом служит основание корпуса транзистора.

Рабочей областью обоих $p - n$ переходов является активная область, расположенная под донной частью эмиттерного перехода. Остальные участки полупроводникового кристалла являются пассивными. Взаимодействие между $p - n$ переходами обеспечивается малой шириной базы w , которая у современных транзисторов не превышает несколько микрон. Основные свойства транзистора определяются процессами в его базе. Если база однородна, движение носителей в ней связано только с диффузией. Если же база неоднородна, то в ней образуется встроенное электрическое поле и на движение носителей определенное влияние будет оказывать и дрейф. В силу этого различают *бездрейфовые* и *дрейфовые транзисторы* (последние имеют наибольшее распространение в интегральных микросхемах).

На каждый $p - n$ переход транзистора может быть подано как прямое, так и обратное напряжение. Соответственно различают четыре режима работы транзистора: *режим отсечки* — на оба перехода подано обратное напряжение; *режим насыщения* — на оба перехода подано прямое напряжение; *активный режим* — на эмиттерный переход подано прямое напряжение, а на коллекторный — обратное; *инверсный режим* — на эмиттерный переход подано обратное напряжение, а на коллекторный — прямое.

Работа $p - n - p$ транзистора в активном режиме показана на рис. 1.18, г. Источник питания $E_{БЭ}$ подключен к эмиттерному переходу в прямом направлении («—» на эмиттере), и через эмиттерный переход проходит прямой ток. При этом из эмиттера в базу инжектируются электроны, а из базы в эмиттер — дырки.

Однако в связи с тем, что эмиттер легирован значительно сильнее базы, поток электронов на много больше потока дырок и именно он определяет процессы, происходящие в транзисторе. Инжектированные из эмиттера электроны в базе оказываются неосновными носителями зарядов, и они двигаются главным образом за счет диффузии, стремясь равномерно распределиться по всему объему базы. Так как толщина базы мала, большинство электронов не успевает рекомбинировать в ней и достигает коллекторного перехода.

Вблизи коллекторного перехода поток электронов попадает под действие электрического поля этого обратносмещенного перехода, что вызывает быстрый дрейф электронов через коллекторный переход в область коллектора (их экстракцию). В коллекторе электроны становятся основными носителями зарядов, они легко доходят до коллекторного вывода, создавая ток во внешней цепи транзистора. Дрейф электронов через коллекторный переход снижает их концентрацию в области базы, что создает направленную диффузию инжектируемого эмиттером потока электронов. Однако небольшая часть электронов, инжектированных эмиттером, все же успевает рекомбинировать в области базы. Поэтому не все электроны, прошедшие через эмиттерный переход, доходят до коллекторного перехода. Вследствие этого коллекторный ток I_K всегда оказывается меньше эмиттерного $I_Э$. Рекомбинация электронов в базе вызывает соответствующий ток во внешней для базы цепи — ток базы I_B .

Между эмиттерным, коллекторным и базовым токами существует очевидное соотношение

$$I_K = I_Э - I_B. \quad (1.15)$$

Параметр, определяющий долю носителей зарядов, инжектированных в базу и достигших вследствие диффузии коллектора, называют *коэффициентом передачи эмиттерного тока*

$$h_{21Б} = \Delta I_K / \Delta I_Э, \quad (1.16)$$

который для современных транзисторов очень близок к единице (0,9—0,997).

Вторым физическим параметром, характеризующим биполярный транзистор, является *коэффициент передачи базового тока*

$$h_{21Э} = \Delta I_K / \Delta I_B. \quad (1.17)$$

Учитывая (1.16) и (1.17), легко найти связь между $h_{21Б}$ и $h_{21Э}$:

$$h_{21Э} = h_{21Б} / (1 - h_{21Б}). \quad (1.18)$$

Так как $h_{21Б} \approx 1$, то $h_{21Э} \gg 1$, его типичное значение 100—150.

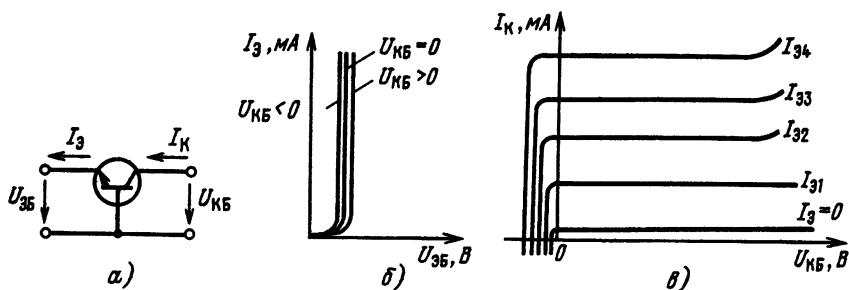


Рис. 1.19. Схема включения транзистора с общей базой (а) и его входные (б) и выходные (в) характеристики

В реальном транзисторе к составляющей коллекторного тока, обусловленной потоком инжектируемых эмиттером электронов, прибавляется составляющая обратного тока коллекторного $p-n$ перехода I_{K0} . Поэтому полный ток коллектора определяется выражением

$$I_K = h_{21Э} I_Э + I_{K0}. \quad (1.19)$$

Основными характеристиками, определяющими свойства биполярного транзистора, являются его *статические характеристики*. Однако, прежде чем обсуждать эти характеристики, необходимо заметить следующее.

Во-первых, процессы, протекающие в транзисторе, определяются его входным током. Для того чтобы этот ток найти, необходимо знать зависимость $I_{ВХ}(U_{ВХ})$. А так как входной ток транзистора зависит не только от входного, но и от выходного напряжения, для полной характеристики транзистора нужно иметь два семейства статических характеристик: входные и выходные.

Во-вторых, вид статических характеристик транзистора зависит от схемы его включения. Очевидно, что при любой схеме включения физические процессы в транзисторе не меняются, но существенно изменяются входные и выходные величины. Различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК).

В схеме с ОБ (рис. 1.19, а) входным напряжением транзистора является напряжение между базой и эмиттером, входным током — ток эмиттера, а входными статическими характеристиками — семейство $I_Э(U_{ЭБ})$ при $U_{КБ} = \text{const}$. Характеристика этого семейства с параметром $U_{КБ} = 0$ представляет собой обычную вольт-амперную характеристику $p-n$ перехода (эмиттерного), которая отличается большим прямым током $I_Э$ через переход при $U_{ЭБ} > 0$ и малым обратным током при $U_{ЭБ} < 0$. Взаимодействие эмиттерного и коллекторного переходов в транзисторе заключается в том, что изменение $U_{КБ}$ приводит к изменению ширины коллекторного перехода, а значит, и ширины базы, за счет чего

меняется величина тока I_3 . При $U_{КБ} > 0$ ширина базы увеличивается, ток I_3 уменьшается, а кривые $I_3(U_{ЭБ})$ сдвигаются вправо; при $U_{КБ} < 0$ эти кривые сдвигаются влево. Необходимо отметить, что все входные статические характеристики располагаются очень близко друг к другу, что говорит о слабом влиянии напряжения $U_{КБ}$ на процессы, протекающие во входной цепи транзистора. Кроме того, входные статические характеристики обладают существенной нелинейностью, что приводит к значительным искажениям сигналов во входной цепи транзистора (рис. 1.19, б).

Выходным напряжением транзистора в схеме с ОБ является напряжение между базой и коллектором, выходным током — ток коллектора, а выходными статическими характеристиками — семейство $I_K(U_{КБ})$ при $I_3 = \text{const}$. Вид семейства выходных статических характеристик зависит от вольт-амперной характеристики $p-n$ -перехода, но теперь уже коллекторного. При $U_{КБ} > 0$ выходным током транзистора будет обратный ток коллекторного перехода I_{K0} , который определяется собственной электропроводностью полупроводникового кристалла и мало зависит от напряжения на переходе. При $U_{КБ} < 0$ выходным током транзистора оказывается прямой ток коллекторного перехода, величина которого непосредственно связана с напряжением $U_{КБ}$, а ток I_K резко меняется при изменении выходного напряжения. При построении выходных статических характеристик биполярного транзистора в электронике принято принимать за положительное направление выходного тока обратный ток коллекторного перехода, поэтому все семейство выходных характеристик располагается в первом квадранте.

При $I_3 = 0$ и $U_{КБ} \geq 0$ характеристика $I_K(U_{КБ})$ идет почти параллельно оси абсцисс. При $I_3 > 0$ и $U_{КБ} \geq 0$ на величину выходного тока транзистора основное влияние оказывает ток, обусловленный инжекцией электронов через эмиттерный переход (ток I_3), и его изменение приводит к пропорциональному изменению тока коллектора. Поэтому семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора, включенного по схеме с ОБ, при $I_3 > 0$ и небольших положительных напряжениях на коллекторе представляет собой ряд прямых, идущих почти параллельно оси абсцисс. В области больших положительных значений $U_{КБ}$ выходные статические характеристики начинают заметно изгибаться, так как напряжение на коллекторном переходе приближается к напряжению пробоя (рис. 1.19, в). При $I_3 > 0$ и $U_{КБ} < 0$ через коллекторный переход проходит прямой ток, величина которого главным образом зависит от величины напряжения $U_{КБ}$.

В схеме с ОЭ (рис. 1.20, а) входным напряжением транзистора будет напряжение между базой и эмиттером, входным током — ток базы, а входными статическими характеристиками — семейство $I_B(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = \text{const}$. Эти характеристики очень похожи

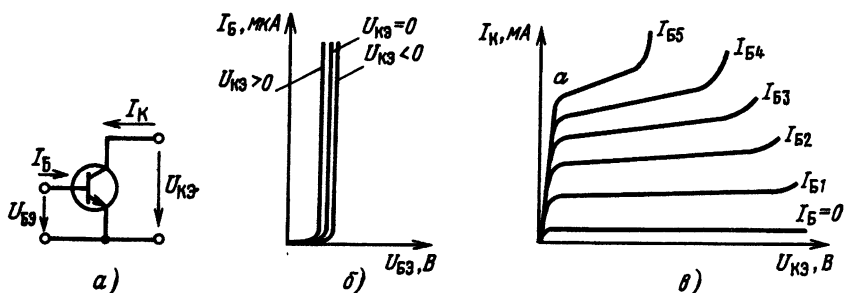


Рис. 1.20. Схема включения транзистора с общим эмиттером (а) и его входные (б) и выходные (в) характеристики

на входные характеристики в схеме с ОБ, но, во-первых, ток базы примерно в $h_{21Э}$ раз меньше тока эмиттера, поэтому масштаб по оси ординат на рис. 1.20, б примерно в $h_{21Э}$ раз больше масштаба на рис. 1.19, б. Во-вторых, при увеличении напряжения $U_{КЭ}$ ток I_B уменьшается.

Выходным напряжением в схеме с ОЭ является напряжение между эмиттером и коллектором, выходным током — ток коллектора, а выходными статическими характеристиками — семейство $I_K(U_{КЭ})$ при $I_B = \text{const}$. Эти выходные характеристики отличаются от выходных характеристик того же транзистора, включенного по схеме с ОБ. Различия обусловлены тем, что выходное напряжение $U_{КЭ}$ приложено одновременно к обоим переходам транзистора и в зависимости от соотношений между $U_{КЭ}$ и $U_{БЭ}$ режим транзистора меняется. При $U_{КЭ} < U_{БЭ}$ и одинаковой полярности этих напряжений («плюс» на коллекторе и на базе) транзистор будет находиться в режиме насыщения, так как и на эмиттерном, и на коллекторном переходах будет прямое напряжение. При увеличении $U_{КЭ}$ напряжение на коллекторном переходе сначала станет равным нулю ($U_{КЭ} = U_{БЭ}$), а затем (при $U_{КЭ} > U_{БЭ}$) окажется обратным. При этом транзистор переходит в активный режим. В режиме насыщения выходной ток транзистора является прямым током коллекторного перехода и его величина прямо связана с напряжением на коллекторном переходе, а следовательно, она зависит от $U_{КЭ}$. В активном режиме выходной ток транзистора в основном определяется током, обусловленным инжекцией электронов из эмиттера, а на семействе выходных статических характеристик будут наблюдаться пологие участки (рис. 1.20, в). В отличие от семейства характеристик, приведенных на рис. 1.19, в, пологие участки семейства выходных характеристик транзистора в схеме с ОЭ имеют больший наклон. Это связано с тем, что при снятии выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с ОЭ, для выполнения условия $I_B = \text{const}$ необходимо изменять соотношения между $U_{КЭ}$ и $U_{БЭ}$.

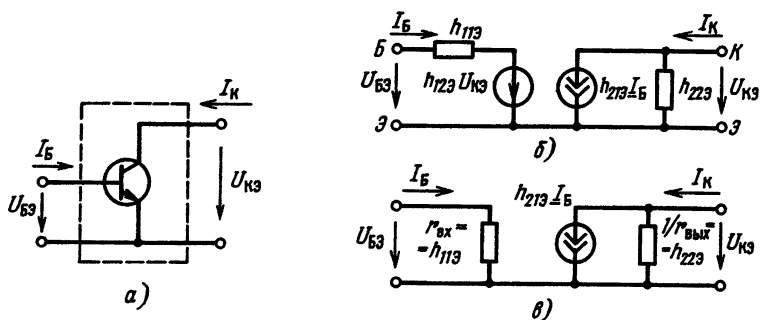


Рис. 1.21. Биполярный транзистор как четырехполюсник (а) и его эквивалентные схемы (б, в)

Семейства входных и выходных характеристик биполярного транзистора содержат подробную информацию, которая при анализе ряда схем оказывается излишней. При рассмотрении транзистора как элемента схемы, работающего при малом сигнале, удобно представлять его в виде четырехполюсника (рис. 1.21, а) и описывать параметрами четырехполюсника.

Наиболее удобной для описания биполярного транзистора является система h -параметров:

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2, \quad (1.20)$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2, \quad (1.21)$$

где

$$h_{11} = (\partial U_1 / \partial I_1) |_{U_2=0} \quad (1.22)$$

— параметр, имеющий размерность сопротивления, характеризующий входное сопротивление и представляющий собой отношение изменения напряжения на входе к вызвавшему его изменению входного тока в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе транзистора. Значение h_{11} определяется наклоном входной характеристики транзистора в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе;

$$h_{12} = (\partial U_1 / \partial U_2) |_{I_1=0} \quad (1.23)$$

— безразмерный параметр, характеризующий внутреннюю обратную связь между выходной и входной цепями и представляющий собой отношение изменения напряжения на входе к вызвавшему его изменению напряжения на выходе в режиме холостого хода во входной цепи по переменному току;

$$h_{21} = (\partial I_2 / \partial I_1) |_{U_2=0} \quad (1.24)$$

— безразмерный параметр, характеризующий прямую связь по току между выходной и входной цепями и представляющий собой отношение изменения выходного тока к вызвавшему его

изменению входного тока в режиме короткого замыкания выходной цепи по переменному току. Параметр h_{21} является одним из важнейших параметров транзистора;

$$h_{22} = (\partial I_2 / \partial U_2) |_{I_1 = 0} \quad (1.25)$$

— параметр, имеющий размерность проводимости, характеризующий выходную проводимость и представляющий собой отношение изменения выходного тока к вызвавшему его изменению выходного напряжения в режиме холостого хода входной цепи по переменному току. Значение h_{22} определяется наклоном выходной характеристики транзистора.

Конкретные значения h -параметров различны для разных схем включения транзистора, поэтому в схемах с ОБ и ОЭ соответственно добавляют индексы «Б» или «Э».

h -параметры позволяют построить удобные для анализа эквивалентные схемы биполярного транзистора. Для наиболее распространенной схемы включения биполярного транзистора — схемы с ОЭ — согласно с (1.21) и (1.22) эквивалентная схема транзистора имеет вид, приведенный на рис. 1.21, б, где $h_{11э}$, $h_{12э}$, $h_{21э}$ и $h_{22э}$ — h -параметры в схеме с ОЭ. Эту эквивалентную схему можно использовать для достаточно подробных исследований схем на биполярных транзисторах. Для более узкого диапазона частот эквивалентная схема транзистора упрощается (рис. 1.21, в). Именно этой (последней) схемой мы и будем пользоваться при анализе усилителей.

В настоящее время биполярные транзисторы являются весьма распространенными полупроводниковыми приборами, с помощью которых успешно решаются как усилительные, так и переключающие функции.

1.11. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярные транзисторы управляются током, вследствие чего они имеют малое входное сопротивление, что в ряде случаев является недостатком. Поэтому были разработаны специальные транзисторы с большим входным сопротивлением — **полевые транзисторы**. Термин «полевой» подчеркивает, что управление выходным током в этом полупроводниковом приборе осуществляется электрическим полем, а не током, как в биполярных транзисторах.

Для того чтобы управлять током в полупроводнике с помощью электрического поля, нужно менять либо площадь проводящего полупроводникового слоя, либо его удельную проводимость. В полевых транзисторах используют оба способа и соответственно различают две разновидности: транзистор с управляющим p - n переходом и МДП-транзистор (структура

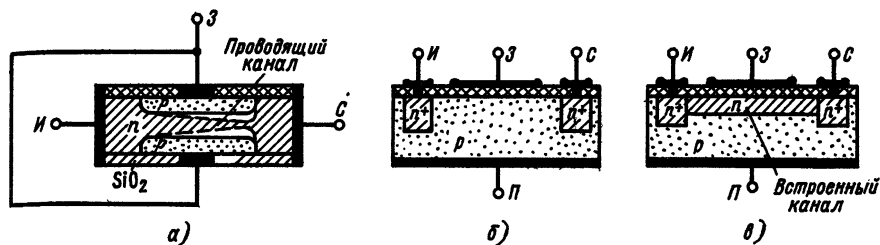


Рис. 1.22. Структура полевых транзисторов:

а — с управляющим p - n переходом, б — с индуцированным каналом; в — со встроенным каналом

металл-диэлектрик-полупроводник). МДП-транзисторы, в свою очередь, подразделяют на МДП-транзисторы с индуцированным и встроенным каналами. Работа полевых транзисторов основана на использовании только одного типа носителей — основных, поэтому их еще называют *униполярными*.

Основным элементом полевого транзистора с управляющим p - n переходом (рис. 1.22, а) является пластина полупроводника n -типа, на которую с двух сторон нанесены слои полупроводника p -типа. На торцы полупроводниковой пластины n -типа и на две области p -типа нанесены металлические пленки, к которым припаяны омические контакты, а два слоя p -типа соединены между собой. Электрод, образованный двумя слоями p -типа, называют *затвором* (З). Один из электродов, подключенный к полупроводнику n -типа, от которого движутся электроны, называют *истоком* (И), а электрод, к которому движутся электроны, — *стоком* (С). Между полупроводниками с разными типами электропроводности образуются два электронно-дырочных перехода. Тонкий слой полупроводника n -типа, расположенный между двумя p - n переходами, называют *проводящим каналом*.

В основе работы полевого транзистора с управляющим p - n переходом лежит идея изменения площади поперечного сечения проводящего канала. Когда напряжения на p - n переходах равны нулю, площадь поперечного сечения проводящего канала максимальна, а электрическое сопротивление между истоком и стоком минимально. Если подвести к затвору внешнее напряжение $U_{зи}$ такой полярности, чтобы оба перехода были смещены в обратном направлении, то в проводящем канале появится обедненный слой (слой изолятора), который уменьшит площадь поперечного сечения проводящего канала. Это приведет к возрастанию электрического сопротивления канала, а значит, и к возрастанию сопротивления между истоком и стоком транзистора. Изменяя напряжение $U_{зи}$, можно регулировать электрическое сопротивление проводящего канала.

Если между истоком и стоком подвести внешнее напряжение $U_{си}$ («минусом» к истоку), то под влиянием разности потенциалов в полупроводниковой пластине n -типа начнется дрейф электронов

от истока к стоку, создавая ток стока I_c , которым можно управлять, изменяя как напряжение $U_{зи}$, так и $U_{си}$. При наличии напряжения $U_{си}$ потенциалы канала у стокового и истокового концов оказываются разными. Напряжение на p - n -переходе у истокового конца равно $|U_{зи}|$, а у стокового — $|U_{зи}| + |U_{си}|$, поэтому обедненная область у стокового конца будет шире, чем у истокового (см. рис. 1.22, а). При некотором отрицательном напряжении $U_{зи}$ обедненные слои обоих p - n -переходов могут сомкнуться, площадь поперечного сечения канала станет равной нулю, сопротивление канала — равным бесконечности, а ток I_c — равным нулю (транзистор закрывается). Напряжение между затвором и истоком, при котором транзистор закрывается, называют *напряжением отсечки* $U_{зи\text{отс}}$.

Работа МДП-транзисторов основана на изменении удельного сопротивления канала. При создании разности потенциалов между объемом полупроводника и изолированным электродом (затвором) у поверхности полупроводника образуется слой с концентрацией носителей зарядов, отличной от концентрации в остальном объеме полупроводника, — канал, сопротивлением которого можно управлять, изменяя напряжение на затворе.

В *МДП-транзисторе с индуцированным каналом* (рис. 1.22, б) при $U_{зи} = 0$ канал отсутствует, а между стоком и истоком оказываются встречно включенными два p - n перехода, поэтому I_c в этом случае практически равен нулю. Если подать на затвор положительное напряжение ($U_{зи} > 0$), то возникающее при этом электрическое поле будет отталкивать дырки в глубь p -полупроводника. При некотором пороговом напряжении между стоком и истоком накапливается достаточный слой электронов — создается проводящий канал, толщина которого 1—2 нм и практически не меняется при изменении напряжения $U_{зи}$. Сопротивление канала зависит от концентрации электронов в нем. Поэтому, изменяя $U_{зи}$, можно менять ток стока такого МДП-транзистора.

В *МДП-транзисторе со встроенным каналом* (рис. 1.22, в) при $U_{зи} = 0$ между стоком и истоком будет некоторый ток I_c . Такие транзисторы работают как при положительных, так и при отрицательных напряжениях на затворе.

При отрицательном напряжении наблюдается *режим обеднения*, когда электрическое поле, создаваемое напряжением $U_{зи}$, выталкивает электроны из канала, уменьшая его удельную проводимость.

При положительном напряжении $U_{зи}$ наблюдается *режим обогащения*, когда электроны втягиваются в канал из p -области, что увеличивает удельную проводимость канала.

В качестве исходной полупроводниковой пластины во всех видах полевых транзисторов могут быть использованы полупроводники как n -, так и p -типа. Поэтому различают полевые транзисторы n - и p -типов, а всего может быть шесть разновидностей полевых транзисторов.

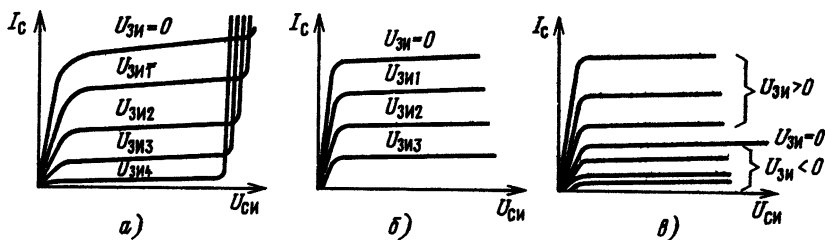


Рис. 1.23. Статические ВАХ транзисторов: полевых с управляемым p - n переходом (а) и МДП с индуцированным (б) и встроенным (в) каналами

Наиболее полно работа полевых транзисторов описывается семейством выходных статических характеристик (рис. 1.23), которые для всех типов полевых транзисторов практически одинаковы. Начнем с характеристики $I_C(U_{СГ})$ при $U_{ЗП}=0$ полевого транзистора с управляющим p - n переходом. При малых значениях $U_{СГ}$ ток I_C увеличивается с ростом $U_{СГ}$ почти линейно. Затем наступает режим насыщения, при котором рост тока I_C с повышением напряжения $U_{СГ}$ практически прекращается. Это происходит потому, что с увеличением тока площадь поперечного сечения проводящего канала уменьшается и при достаточно больших значениях I_C наступает своеобразное динамическое равновесие — увеличение тока I_C вызывает сужение канала, которое приводит к уменьшению тока, и наоборот. При достаточно большом напряжении $U_{СГ}$ наблюдается резкий рост тока I_C , обусловленный электрическим пробоем p - n -перехода у стокового конца канала. При $U_{ЗП}<0$ вид характеристик $I_C(U_{СГ})$ будет таким же, как и при $U_{ЗП}=0$, только из-за того, что первоначальная площадь поперечного сечения проводящего канала будет меньше, начальное значение тока I_C также будет меньше. Уменьшается и напряжение насыщения, и напряжение пробоя.

Общий вид семейства выходных статических вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим p - n -переходом показан на рис. 1.23, а; МДП-транзистора с индуцированным каналом — на рис. 1.23, б; МДП-транзистора со встроенным каналом — на рис. 1.23, в. Отличия выходных характеристик разных типов МДП-транзисторов заключаются в расположении характеристик при $U_{ЗП}=0$. В МДП-транзисторе со встроенным каналом эта характеристика располагается посередине семейства. Выше ее идут характеристики, соответствующие режиму обогащения, а ниже — режиму обеднения.

Приведенные выше характеристики МДП-транзисторов справедливы для случая, когда их подложки (П) соединены с истоком. Подложку можно также использовать в качестве дополнительного электрода, напряжение на котором управляет током в проводящем канале транзистора. В этом случае подложку называют нижним затвором. Механизм управления током канала оказывается совер-

шенно таким же, как при управлении напряжением затвора, а семейство характеристик $I_C(U_{СИ})$ при $U_{ПИ} = \text{const}$ имеет тот же вид, что и характеристик $I_C(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$.

Основными параметрами полевых транзисторов являются: крутизна характеристики S , коэффициент усиления μ и внутреннее сопротивление R_i .

Крутизной характеристики S полевого транзистора называют отношение изменения тока стока к вызвавшему его изменению напряжения на затворе при $U_{СИ} = \text{const}$

$$S = (\partial I_C / \partial U_{ЗИ}) |_{U_{СИ} = \text{const}} \quad (1.26)$$

Коэффициентом усиления μ полевого транзистора называют отношение изменения напряжения стока к вызвавшему его изменению напряжения на затворе при $I_C = \text{const}$

$$\mu = (\partial U_{СИ} / \partial U_{ЗИ}) |_{I_C = \text{const}} \quad (1.27)$$

Внутренним сопротивлением R_i полевого транзистора называют отношение изменения напряжения стока к соответствующему изменению тока стока при $U_{ЗИ} = \text{const}$

$$R_i = (\partial U_{СИ} / \partial I_C) |_{U_{ЗИ} = \text{const}} \quad (1.28)$$

Коэффициент усиления, крутизна характеристики и внутреннее сопротивление полевого транзистора связаны между собой соотношением

$$\mu = S R_i \quad (1.29)$$

Рабочей областью характеристик полевых транзисторов является область динамического равновесия, в которой для современных полевых транзисторов $S = 0,3 \dots 3 \text{ мА/В}$, а R_i составляет несколько мегаом. Важнейшими особенностями полевых транзисторов являются их очень высокие входное сопротивление (до 10^{15} Ом) и граничная частота (до 1 ГГц).

1.12. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Функции, выполняемые радиоэлектронной аппаратурой (РЭА), непрерывно усложняются, а требования, предъявляемые к ней, ужесточаются, что приводит к необходимости постоянных поисков новых конструктивных решений, позволяющих увеличить надежность, уменьшить габариты, массу, потребляемую мощность и стоимость такой аппаратуры. Впервые вопросы надежности РЭА встали в 50-х годах, когда ее существенное повышение было достигнуто за счет перехода к полупроводниковым компонентам. Затем, к началу 60-х годов, наиболее слабым местом электронной аппаратуры оказались соединения между компонентами. Кроме того, из-за увеличения расходов на разработку

и производство большой номенклатуры дискретных компонентов высокого качества чрезмерно возросла стоимость РЭА. Решение этих двух проблем было найдено на основе широко распространенной ныне концепции интеграции, которая привела к принципиально новому этапу радиоэлектроники — микроэлектронике, для которой, характерно органическое единство физических, конструкторско-технологических и схематехнических решений, а ее продуктом являются интегральные микросхемы.

Интегральной микросхемой называют схему, компоненты которой нераздельно связаны и электрически соединены между собой так, что все устройство рассматривается как единое целое. Синонимами термина «интегральная микросхема» являются термины «микросхема» и «интегральная схема» (ИС).

Функциональную сложность любой ИС принято характеризовать степенью интеграции — количеством компонентов N в ИС. Если $N < 10$, схему называют простой ИС, если $10 < N \leq 100$ — средней ИС, при $100 < N \leq 1000$ — большой ИС (БИС), а при $N > 1000$ — сверхбольшой (СБИС).

Если ИС состоит из однотипных элементов (только диодов, только транзисторов, только резисторов и т. д.), ее называют *сборкой*.

Применяемые в настоящее время интегральные схемы можно разделить на две основные группы: *пленочные* и *полупроводниковые*. При изготовлении пленочных ИС резисторы, конденсаторы малой емкости и межсоединения выполняются в виде пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку (стеклянную или керамическую). Поскольку до сих пор не удалось создать пленочные полупроводниковые приборы и пленочные конденсаторы большой емкости, в таких ИС эти компоненты изготавливают и монтируют отдельно (в ряде случаев такими компонентами могут быть и полупроводниковые ИС). Поэтому такие микросхемы называют *гибридными*, а входящие в них дополнительные компоненты — *навесными*. При создании полупроводниковых ИС все элементы такой схемы формируют в одном кристалле. Полупроводниковые ИС более технологичны при массовом производстве, а гибридные — при мелкосерийном. Поэтому полупроводниковые ИС составляют основную часть стандартных интегральных схем, выпускаемых отечественной промышленностью, а пленочные ИС относятся к так называемым ИС частного применения.

В зависимости от способа нанесения пленок пленочные ИС подразделяют на толстопленочные (толщиной от 10...20 мкм) и тонкопленочные (толщиной до 1...2 мкм).

Толстопленочные ИС изготавливают следующим образом. На диэлектрическую пластинку-подложку размером в несколько квадратных сантиметров через специальные трафареты (маски) последовательно наносят пасты различного состава. Проводящие пасты образуют соединения между элементами ИС,

обкладки конденсаторов малой емкости и контактные площадки, к которым на заключительном этапе изготовления ИС будут подпаяны навесные компоненты и внешние выводы ИС; резистивные пасты — проводящие слои резисторов; диэлектрические пасты — пространство между обкладками конденсаторов и общую защиту поверхности готовой ИС. При нанесении слоя каждой пасты применяют свой трафарет, в котором имеются окна в тех местах, куда должна попасть паста данного слоя. После того как паста затвердеет, на заранее отведенные места приклеивают навесные компоненты и подпаивают их выводы каждый к «своей» контактной площадке.

К достоинствам толсто пленочных схем следует отнести сравнительную простоту их изготовления и относительно низкую стоимость. Основной недостаток — невозможность получения малых допусков как на сопротивления резисторов, так и на емкости конденсаторов (из-за механического способа нанесения пленок).

Тонко пленочные ИС изготавливают по более сложной технологии, в основе которой лежит осаждение пленки на подложку из газовой фазы. Это делают на специальных вакуумных установках, когда на диэлектрическую подложку «напыляют» пленки из различного материала также через специальные трафареты (маски). Основным достоинством тонко пленочных ИС является возможность получения пленок с малым разбросом основных параметров. Недостаток — сложность изготовления. В тонко пленочных ИС резисторы могут иметь сопротивления, изменяющиеся от единиц ом до единиц мегаом, с допуском около 5%. Максимальная емкость тонко пленочных конденсаторов достигает нескольких тысяч пикофард.

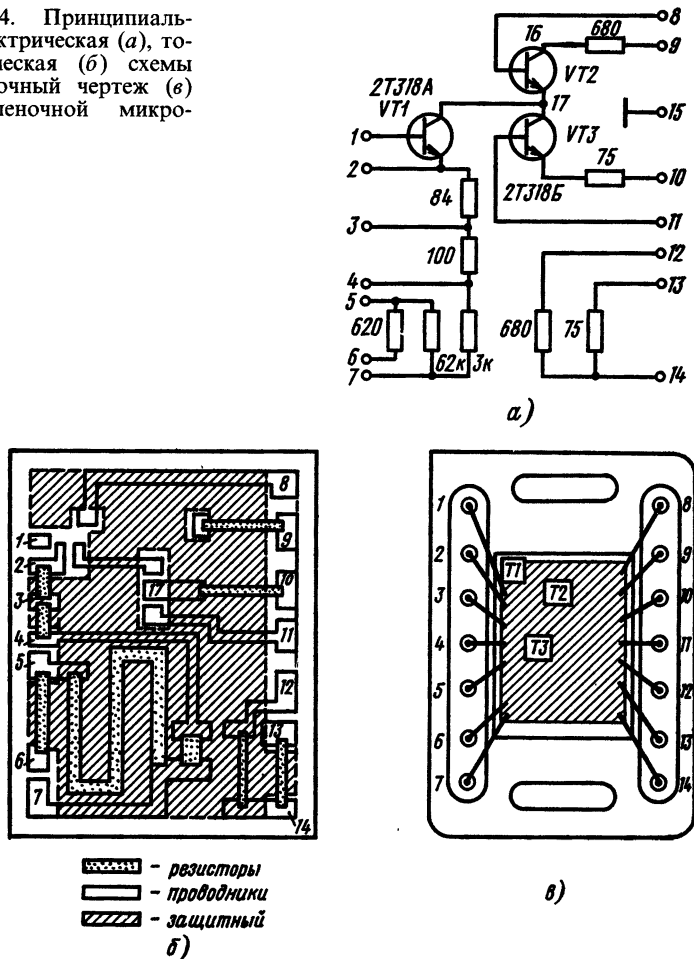
Пример конструкции гибридной ИС приведен на рис. 1.24, где показана ее принципиальная электрическая схема (рис. 1.24, а), топологический (рис. 1.24, б) и сборочный (рис. 1.24, в) чертежи.

Полупроводниковые ИС — это микросхемы, все элементы которых созданы в приповерхностном слое полупроводникового кристалла. В настоящее время в качестве материала для таких ИС используют только кремний, германий для этой цели не применяют. Это связано с двумя принципиальными соображениями.

Во-первых, энергия, требующаяся для образования электронно-дырочной пары, в германии равна 0,77 эВ, а в кремнии — 1,1 эВ, что приводит к значительно меньшему влиянию температуры на основные электрические характеристики кремниевых полупроводниковых приборов (и схем) по сравнению с германиевыми.

Во-вторых, на кремнии относительно легко создать защитный слой в виде двуокиси кремния. Двуокись германия растворима в воде, из-за чего применять ее в качестве защитного слоя бессмысленно. Кроме того, германиевые полупроводники должны быть герметизированы, а для кремния герметизации, как правило,

Рис. 1.24. Принципиальная электрическая (а), топологическая (б) схемы и сборочный чертеж (в) тонкопленочной микросхемы



не требуется, т. е. и со схемотехнической, и с технологической точек зрения кремний оказывается лучше германия при изготовлении интегральных схем. Германий же применяют только в дискретных полупроводниковых приборах.

Основным методом изготовления полупроводниковых ИС в настоящее время является *планарно-эпитаксиальный*, который состоит из последовательных операций диффузии различных примесей в заранее определенные области кристалла кремния через предварительно созданные окна в масках из окиси кремния (рис. 1.25).

Рассмотрим кратко основные положения технологии изготовления полупроводниковых ИС. Маски заданной конфигурации на поверхности кремниевой пластины изготавливают с помощью

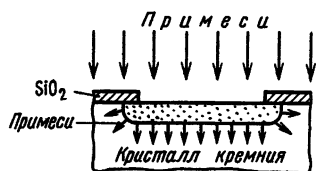


Рис. 1.25. Технологическая схема диффузии примесей в полупроводниковый кристалл

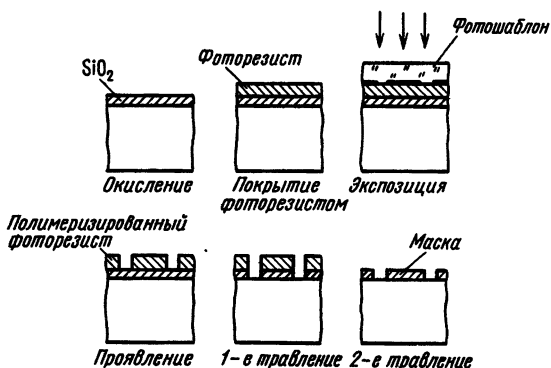


Рис. 1.26. Технологическая схема изготовления маски на поверхности полупроводниковой пластины

фотолитографии следующим образом. Сначала на пластине монокристалла кремния (чаще всего p -типа) выращивают слой окисла толщиной 0,3...0,8 мкм (рис. 1.26). Затем пластину загружают в центрифугу, где поверхность окисла равномерно покрывается слоем специального светочувствительного полимера — фоторезиста толщиной 0,5...2 мкм. После этого на фоторезист накладывают фотошаблон и всю систему облучают ультрафиолетовыми лучами. Это вызывает полимеризацию фоторезиста на засвеченных участках и делает их устойчивыми к химической обработке. Следующая операция состоит в удалении с незасвеченных участков неполимеризованного фоторезиста с помощью проявителя. Последними являются операции травления, когда сначала на участках, не защищенных фоторезистом, создают окна в окиси кремния, а затем стравливается оставшийся фоторезист. В результате проведения описанных операций на поверхности кремниевой пластины создают маску из окисла кремния, конфигурация которой определяется конфигурацией фотошаблона.

После этого проводят диффузию примесей. Затем стравливают маску, закрывают пластину новым слоем окисла, проводят новую фотолитографию и т. д., пока не создадут в приповерхностном слое кремниевой пластины необходимую для конкретного элемента интегральной схемы структуру.

Все процессы изготовления полупроводниковых ИС требуют необычайной точности. Например, точность совмещения различных фотошаблонов и допуски на их размеры не должны превышать 0,2...1 мкм, а если учесть, что для изготовления отдельных интегральных схем требуется последовательно создавать на поверхности кристалла до 11 различных масок из окисла кремния (для создания биполярного транзистора нужно создавать 6...7 масок), станет ясно, что подготовка производства каждой полупроводниковой ИС и ее изготовление достаточно сложны,

дороги и по-настоящему возможны только в условиях специализированных предприятий, имеющих соответствующее оборудование.

Наиболее сложным компонентом любой ИС являются транзисторы, структура остальных компонентов (диодов, резисторов и конденсаторов) в значительной степени повторяет элементы структуры транзисторов.

Главное отличие при изготовлении интегральных и дискретных транзисторов состоит в том, что после изготовления дискретных транзисторов полупроводниковая пластина разрезается и каждый транзистор монтируется в своем корпусе в виде отдельного прибора. Поэтому в дискретных транзисторах не встает вопрос связи между ними. В ИС все элементы остаются на общей подложке, из-за чего, в частности, возникает задача их изоляции. Наиболее экономичным и распространенным в настоящее время является метод изоляции с помощью обратносмещенных p - n переходов, а одной из первых является операция создания изолирующей матрицы — изолированных островков на поверхности кремниевой пластины (рис. 1.27), внутри которых и создаются отдельные элементы интегральной схемы. Если подложка находится под небольшим отрицательным потенциалом, то изолирующие p - n переходы будут находиться в режиме обратного смещения, их ток утечки окажется чрезвычайно малым, а сопротивление очень большим (около 100 МОм), что позволит пренебречь влиянием этих переходов на характеристики ИС. На характеристики ИС, в частности, на ее работу в области высоких частот и скорость переключения оказывает влияние емкость этих переходов, которую стремятся уменьшить за счет уменьшения размеров изолирующих островков.

Изготовление n - p - n биполярного интегрального транзистора требует семи рабочих масок, по одной на каждую из следующих технологических операций: диффузия скрытого n^+ -слоя; изолирующая диффузия; базовая диффузия; эмиттерная диффузия; травление контактов; металлизация; пассивация.

Сначала на поверхности кремниевой пластины создается маска I , через окна которой методом диффузии мышьяка или фосфора на глубину 1...2 мкм формируют скрытый n^+ -слой (рис. 1.28, *а*). Этот слой необходим в ИС из-за расположения коллектора. Поскольку коллекторный переход размещается на верхней поверхности структуры, носители, обуславливающие коллекторный ток, проходят длинный путь, а так как область коллектора имеет высокое удельное сопротивление, объемное сопротивление коллектора оказывается большим, что ухудшает частотную характеристику интегрального транзистора. Скрытый n^+ -слой обеспечивает низкоомный путь для носителей коллекторного тока, уменьшает объемное сопротивление коллектора и тем улучшает частотные характеристики транзистора.

После вытравливания первой маски выращивают эпитаксиальный слой толщиной примерно 10 мкм (рис. 1.28, *б*). Обычно

легирующей примесью в эпитаксиальном слое служит фосфор, или сурьма. Затем на окисном слое, который образуется после эпитаксиального наращивания, создают маску 2 и через ее окна проводят диффузию бора, создавая изолирующую матрицу (рис. 1.28, *в*). В этой технологической операции проводят нагрев пластины до тех пор, пока области p^+ не сомкнутся с подложкой. При этом скрытый слой будет диффундировать вверх и достигнет окончательной толщины.

Следующей является операция диффузии бора через маску 3 для формирования базовых областей транзистора толщиной 2—3 мкм (рис. 1.28, *г*). Последней операцией диффузии является

диффузия фосфора через маску 4 для создания эмиттерных областей транзисторов и контактов к коллекторным областям (рис. 1.28, *д*). После этого в слое окисла вытравливают отверстия через маску 5 и на всю поверхность напыляют слой алюминия толщиной около 1 мкм. Затем через маску 6 стравливают избыточный металл, создавая требуемый рисунок межсоединений и контактных площадок (рис. 1.28, *е*). Надежность контактов обеспечивается нагревом пластины до температуры, близкой к эвтектической температуре кремния-алюминия, при которой происходит микросплавление алюминия и кремния. Создав необходимую структуру полупроводниковых областей в эпитаксиальном слое, полируют и очищают нижнюю поверхность полупроводниковой пластины и на нее напыляют пленку золота, которая служит для присоединения кристалла к держателю и подложек к внешним контактам. Наконец, через маску 7 на той сто-

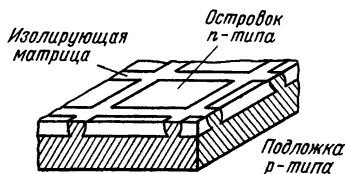
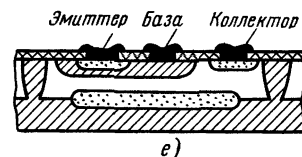
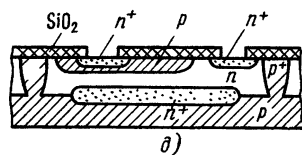
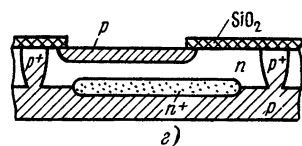
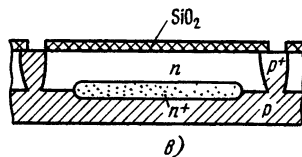
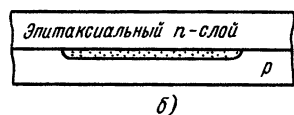
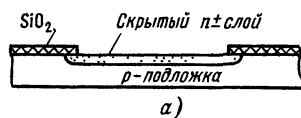


Рис. 1.28. Последовательность изготовления n - p - n биполярного интегрального транзистора

Рис. 1.27. Изолирующая матрица

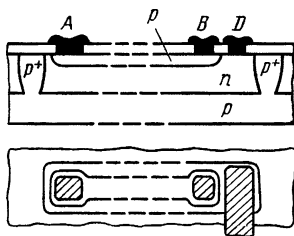


Рис. 1.29. Интегральный резистор

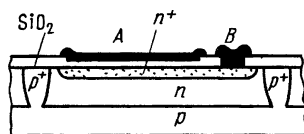


Рис. 1.30. Интегральный конденсатор

роне, где размещены элементы ИС, часть поверхности покрывают защитным слоем — пассивируют интегральную схему. Последними операциями при создании ИС являются операции проверки их работоспособности, разделения пластины на отдельные кристаллы, монтаж на держателе и герметизация в отдельном корпусе.

Интегральные резисторы изготавливают одновременно с транзисторами при использовании как базовой, так и эмиттерной диффузий, создавая полоски определенной длины и толщины на соответствующих островках в эпитаксиальном слое. При базовой диффузии сопротивление резистивного слоя находится в пределах $100\text{—}200\text{ Ом}/\square$, а при эмиттерной диффузии — $2\text{—}3\text{ Ом}/\square$, что позволяет в первом случае создавать относительно высокоомные резисторы с сопротивлением от 20 Ом до 50 кОм , а во втором — низкоомные с $R < 20\text{ Ом}$. Для подключения таких резисторов к схеме необходимы контактные площадки (A и B) и площадки D для обратного смещения изолирующих $p\text{-}n$ переходов (рис. 1.29). Отличительная особенность всех интегральных резисторов заключается в большом разбросе значений их сопротивлений и влиянии емкости изолирующих $p\text{-}n$ переходов.

Простейший способ создания **интегральных конденсаторов** состоит в использовании $p\text{-}n$ переходов транзисторов, которые работают в режиме обратного смещения. К сожалению, конденсаторы такого типа, как коллекторно-базовые и базово-эмиттерные, имеют два существенных недостатка: их емкость зависит от напряжения, потери в таких конденсаторах велики. Лучшие результаты получают при использовании структуры, показанной на рис. 1.30, где пластинами конденсатора служат металлический слой на поверхности кристалла и диффузионная область n^+ с малым удельным электрическим сопротивлением, а диэлектриком — слой окиси кремния SiO_2 или специально выращенный на кристалле слой нитрида кремния Si_3N_4 (A и B — контактные площадки).

Для формирования **интегральных диодов** не требуется дополнительных технологических операций, а в качестве диодов просто используют $p\text{-}n$ переходы биполярного транзистора. Можно

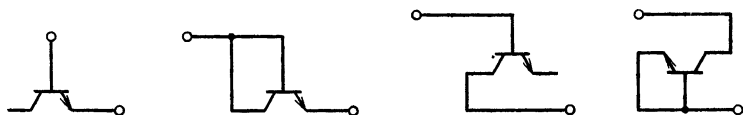


Рис. 1.31. Принципиальные схемы диодного включения интегральных транзисторов

использовать как один переход (эмиттерный или коллекторный), так и оба перехода, в последнем случае характеристики диода оказываются лучше. Схемы возможного использования диодного включения биполярного транзистора $n-p-n$ типа показаны на рис. 1.31.

Наконец, планарно-эпитаксиальная технология позволяет создавать и полевые транзисторы, причем их можно создавать одновременно с биполярными, но при этом формируются слишком широкие каналы, что приводит к малой крутизне характеристик таких полевых транзисторов, и они могут применяться только в качестве источников тока или температурно-компенсирующих элементов. Полевые транзисторы с высокой крутизной создают методом ионной имплантации.

Для защиты микросхем от внешних воздействий их помещают в герметизированные корпуса. Конструкции корпусов стандартизованы (ГОСТ 17467—72) и делятся на четыре основных типа, отличающихся друг от друга формой и расположением выводов (табл. 1.3).

Четыре корпуса микросхем показаны на рис. 1.32.

Для того чтобы отличать готовые микросхемы друг от друга, на их корпусах ставят условные обозначения, которые отражают их конструктивно-технологические особенности и характер выполняемой функции. Условное обозначение микросхем, выпущенных после 1974 г., состоит из трех элементов.

Первый элемент — три цифры — указывает номер серии, причем первая цифра обозначает конструктивно-технологическое исполнение: 1, 5 — полупроводниковые; 2, 4, 8 — гибридные; 3 — пленочные; 7 — бескорпусные. Вторые две цифры обозначают порядковый номер разработки серии.

Второй элемент — две буквы — отражает функциональное назначение микросхемы. Например, условные обозначения микросхем усилителей и источников вторичного питания приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.3. Корпуса микросхем

Тип корпуса	Форма корпуса	Расположение выводов относительно основания
1	Прямоугольная	В пределах основания, перпендикулярно ему
2	»	За пределами основания, перпендикулярно ему
3	Круглая	В пределах основания, перпендикулярно ему
4	Прямоугольная	Параллельно плоскости основания, за его пределами

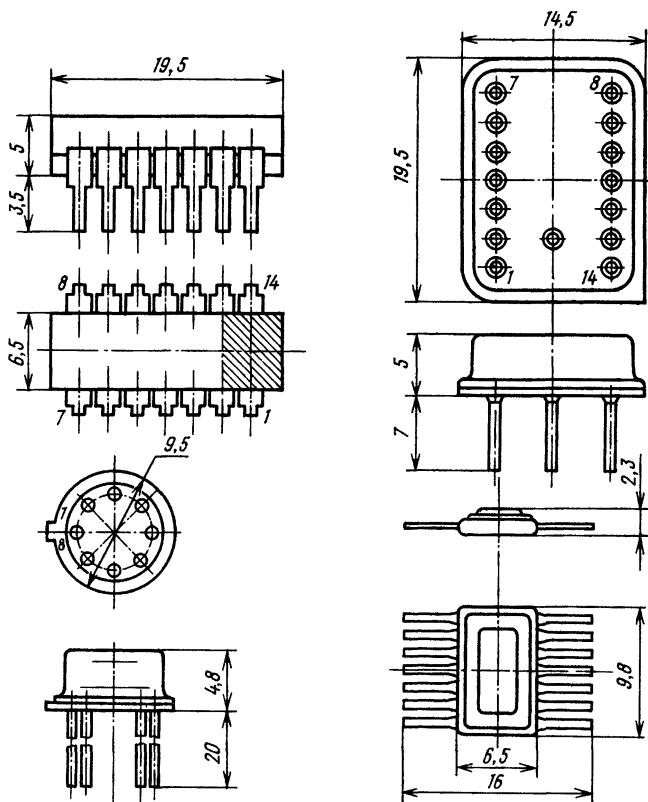


Рис. 1.32. Конструкции корпусов интегральных микросхем

Таблица 1.4. Обозначения микросхем интегральных усилителей и ИВЭП

Функции, выполняемые микросхемой	Буквенные обозначения
Усилители	
высокой частоты	УВ
промежуточной частоты	УР
звуковой частоты	УН
импульсные	УИ
постоянного тока	УТ
повторители	УЕ
операционные и дифференциальные	УД
прочие	УП
Микросхемы источников вторичного питания:	
выпрямители	ЕВ
преобразователи	ЕМ
стабилизаторы напряжения	ЕН
стабилизаторы тока	ЕТ
прочие	ЕП

Третий элемент — цифра — соответствует порядковому номеру одноименных по функциональному признаку микросхем данной серии.

Четвертый элемент — буква — обозначает различные группы микросхем данного типа.

Перед условным обозначением микросхем бытовой и промышленной аппаратуры ставится буква К.

ГЛАВА 2.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В современной технике широко используют устройства, предназначенные для управления энергией. Эти устройства весьма разнообразны и отличаются друг от друга как формой управляемой и управляющей энергии, так и характером процесса управления ею. Общим для всех этих устройств является то, что управляемая мощность в них, как правило, значительно превышает управляющую.

К одной из разновидностей таких устройств принадлежат усилители. В зависимости от вида управляемой и управляющей энергии различают механические, гидравлические, пневматические, электрические и магнитные усилители. Наибольшее распространение получили усилители электрических сигналов, которые делят на электронные, электромеханические, электромашинные, диэлектрические, оптоэлектронные и др. Чаще других используют электронные усилители, обладающие большой универсальностью и рядом таких показателей и характеристик, которые позволяют применять их во многих областях науки и техники. Поэтому только они и будут рассматриваться ниже.

В электронных усилителях источник управляющей энергии называют источником сигнала, а цепь усилителя, в которую поступают его электрические колебания, — входом. Устройство, к которому подводят усиленные электрические колебания, называют нагрузкой, а цепь усилителя, к которой подключают нагрузку, — выходом. Устройство, от которого усилитель получает энергию, преобразуемую им в усиленные электрические колебания, называют источником питания. Наиболее часто в качестве источника питания используют источники постоянного напряжения. Исключение составляют параметрические усилители, у которых в качестве источников питания используют генераторы переменного напряжения, называемые генераторами накачки. Большинство электронных усилителей принадлежит к преобразователям энергии постоянного тока в энергию переменного или пульсирующего тока, который изменяется в соответствии с изменениями входного сигнала усилителя.

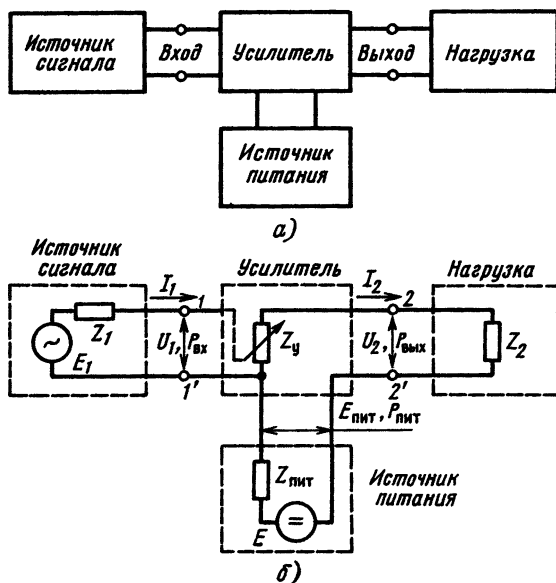


Рис. 2.1. Структурная (а) и эквивалентная (б) схемы электронного усилителя

Общая структурная схема одного каскада электронного усилителя показана на рис. 2.1, а, а его упрощенная эквивалентная схема — на рис. 2.1, б. Как видно из рис. 2.1, б, источник сигнала с ЭДС E_1 и внутренним сопротивлением Z_1 подключается к зажимам 1—1', а нагрузка Z_2 — к зажимам 2—2'. Основным элементом рассматриваемой схемы является активный элемент (полупроводниковый прибор), который представлен в виде некоторого управляемого сопротивления Z_y . Под Z_y здесь понимают эквивалентное сопротивление активного элемента, зависящее либо от разности потенциалов U_1 , приложенной ко входу каскада, либо от тока I_1 на входе каскада. Первое имеет место в каскадах на полевых транзисторах, второе — в каскадах на биполярных транзисторах. Так как напряжение источника питания $E_{\text{пит}}$ приложено к последовательно соединенным сопротивлениям Z_y и Z_2 , ток I_2 в выходной цепи каскада и напряжение U_2 на его нагрузке будут изменяться в соответствии с изменениями Z_y , т. е. в соответствии с изменениями U_1 или I_1 .

Разнообразие задач, решаемых с помощью электронных усилителей, привело к разработке самых разных типов таких усилителей, которые классифицируют по нескольким признакам.

По характеру усиливаемых сигналов электронные усилители разделяют на усилители непрерывных и импульсных сигналов.

По диапазону усиливаемых частот электронные усилители делят на узкополосные и широкополосные, а по абсолютным значениям частот — на усилители звуковой частоты (УЗЧ), усилители высокой частоты (УВЧ) и усилители постоянного тока (УПТ). При этом каждый тип электронного усилителя

характеризуется не только полосой усиливаемых частот от низшей f_n до высшей f_v рабочей частоты, но и определенными значениями f_n и f_v и соотношениями между ними. Так, для узкополосных усилителей соблюдается неравенство $(f_v - f_n) \ll (f_v + f_n)/2$. В УЗЧ, которые предназначены главным образом для равномерного усиления сигналов, характерна большая величина отношения f_v/f_n , а в УВЧ, которые в основном используются для избирательного усиления сравнительно узкой полосы частот, отношение f_v/f_n близко к единице. Наконец, УПТ, являющиеся разновидностью усилителей звуковой частоты, усиливают электрические колебания от низшей частоты $f_n = 0$.

По конструктивному оформлению различают стационарные, передвижные и переносные усилители.

По назначению электронные усилители делят на телевизионные, радиолокационные, измерительные и т. д., а по типу используемых активных элементов — на ламповые и полупроводниковые.

Строго говоря, все усилители являются усилителями мощности. Однако в ряде случаев основным показателем служит не входная и выходная мощность, а ток или напряжение на входе и выходе усилителя. Поэтому электронные усилители условно делят на усилители напряжения, тока и мощности.

Несмотря на большое разнообразие, все усилители имеют общие показатели и характеристики. Рассмотрим их, представив усилитель в виде четырехполюсника, в котором нас интересуют только входные и выходные величины и связь между ними. При такой постановке вопроса первым будет показатель, определяющий передаточную функцию усилителя, под которой понимают отношение

$$W = Y/X,$$

где X — входной сигнал, называемый воздействием, Y — выходной сигнал, называемый откликом усилителя. В зависимости от конкретных условий в качестве как воздействия, так и отклика могут быть выбраны напряжение, ток или мощность, а передаточная функция может быть как размерной, так и безразмерной. Безразмерными передаточными функциями служат коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности.

Коэффициентом усиления напряжения K_U называют отношение изменения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ усилителя к вызвавшему его изменению входного напряжения $U_{\text{вх}}$

$$K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}. \quad (2.1)$$

Коэффициентом усиления тока K_I называют отношение изменения выходного тока $I_{\text{вых}}$ усилителя к вызвавшему его изменению входного тока $I_{\text{вх}}$

$$K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}. \quad (2.2)$$

Коэффициентом усиления мощности K_P называют отношение выходной мощности $P_{\text{вых}}$ усилителя к входной мощности $P_{\text{вх}}$

$$K_P = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}. \quad (2.3)$$

Наиболее часто используемые размерные передаточные функции — крутизна, имеющая размерность проводимости

$$S = I_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}, \quad (2.4)$$

и передаточная функция, имеющая размерность сопротивления

$$Z = U_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}. \quad (2.5)$$

Основной задачей анализа работы усилителя является нахождение $Y(t)$ на выходе усилителя при произвольном воздействии $X(t)$ на его входе. Анализ усилителей строят на принципе наложения (суперпозиции) следующим образом:

воздействия представляют в виде некоторых «стандартных» составляющих

$$X(t) = \sum_{k=1}^{\infty} x_k(t); \quad (2.6)$$

находят отклик усилителя $y_k(t)$ от каждой стандартной составляющей воздействия $x_k(t)$;

определив $y_k(t)$, находят общий отклик

$$Y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} y_k(t). \quad (2.7)$$

Составляющие, на которые раскладывают воздействие, могут быть различными, и в зависимости от их вида различают три основных метода анализа усилителей: частотный; метод переходных характеристик; метод импульсных характеристик.

В частотном методе воздействие представляют суммой гармонических колебаний, каждое из которых имеет постоянную амплитуду, частоту и начальную фазу. Все слагаемые воздействия предполагаются начавшимися бесконечно давно и действующими бесконечно долго. Тогда отклик усилителя представляет собой сумму установившихся гармонических колебаний тех же частот, но с измененными амплитудами и начальными фазами.

Учитывая это, каждую гармоническую составляющую входного и выходного напряжения усилителя необходимо записывать в комплексной форме

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вх}} &= U_{\text{вх}} e^{j\varphi_1} = \sqrt{2} U_{\text{вх}} e^{j\varphi_1}, \\ \dot{U}_{\text{вых}} &= U_{\text{вых}} e^{j\varphi_2} = \sqrt{2} U_{\text{вых}} e^{j\varphi_2}, \end{aligned}$$

где $U_{\text{вх}}$ — амплитуда входного напряжения; $U_{\text{вых}}$ — амплитуда выходного напряжения; $U_{\text{вх}}$ — действующее значение входного напряжения; $U_{\text{вых}}$ — действующее значение выходного напряжения;

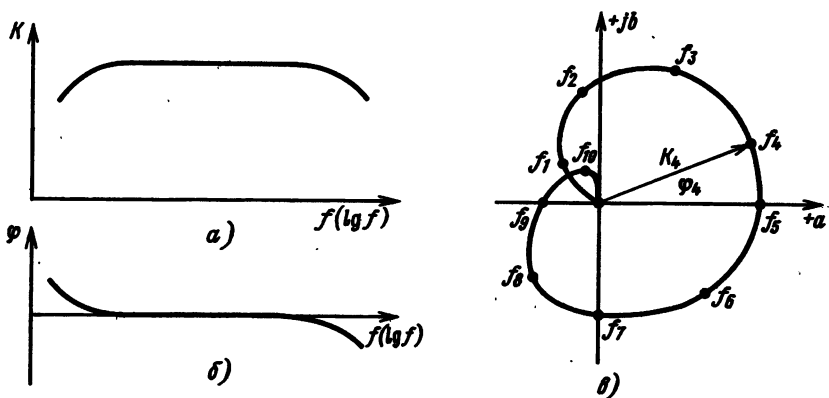


Рис. 2.2. Частотные характеристики усилителя:
а—АЧХ; б—ФЧХ; в—АФЧХ

φ_1 — начальная фаза входного напряжения; φ_2 — начальная фаза выходного напряжения.

Тогда усилитель характеризуется комплексным коэффициентом усиления

$$\underline{K} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} e^{j\varphi_2}}{U_{\text{вх}} e^{j\varphi_1}} = K e^{j\varphi}, \quad (2.8)$$

где $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$; $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$.

Разные гармонические составляющие усиливаются неодинаково, т. е. $\underline{K}$ зависит от частоты. Поэтому основной характеристикой усилителя при исследовании его частотным методом является частотная характеристика — зависимость коэффициента усиления от частоты $\underline{K}(f)$. В связи с тем, что от частоты зависят $\underline{K}$, K и φ , частотную характеристику представляют несколькими способами: в виде амплитудно-частотной, фазочастотной и амплитудно-фазовой частотной.

Амплитудно-частотной $K(f)$ (АЧХ) (частотной) характеристикой усилителя называют зависимость модуля коэффициента усиления от частоты. Строят АЧХ в прямоугольной системе координат, причем по оси частот кроме линейного масштаба часто используют логарифмический (рис. 2.2, а), что связано с широким частотным диапазоном современных усилителей.

Фазочастотной $\varphi(f)$ (ФЧХ) (фазовой) характеристикой усилителя называют зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями от частоты (рис. 2.2, б).

Амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ) непосредственно описывает $\underline{K}(f)$ при изменении частоты гармонического сигнала на входе усилителя от нуля до бесконечности. Она строится на комплексной плоскости, где для каждой частоты $\underline{K}(f)$ представляется в виде вектора. Начало такого вектора

совпадает с началом координат, а положение конца вектора определяется значением $\underline{K}(f)$ на данной частоте.

При построении АФЧХ сначала для каждой частоты на комплексной плоскости наносят точку, определяющую положение конца вектора. Около нее указывают соответствующую ей частоту. По-

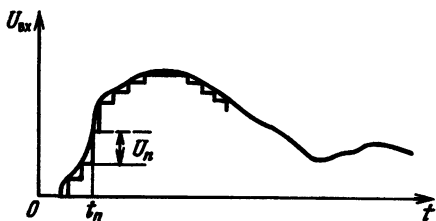


Рис. 2.3. К методу переходных характеристик

сле этого полученные точки соединяют плавной кривой — получают амплитудно-фазовую частотную характеристику усилителя (рис. 2.2, в). Если при нахождении положения вектора $\underline{K}(f)$ пользоваться полярной системой координат, то его длину берут равной модулю коэффициента усиления $|\underline{K}(f)|$, а угол между положительным направлением оси и вектором — равным углу сдвига фаз φ между входным и выходным напряжениями (например, для некоторой частоты f_4 модуль коэффициента усиления будет K_4 , а угол сдвига фаз — φ_4). Если пользоваться декартовой системой координат, то абсцисса вектора $\underline{K}(f)$ находится как действительная часть $\underline{K}(\text{Re } \underline{K} = a)$, а ордината — как мнимая часть $\underline{K}(\text{Im } \underline{K} = b)$.

Так как АФЧХ содержит информацию и об амплитуде, и о фазе, она фактически объединяет АЧХ и ФЧХ усилителя.

В методе переходных характеристик воздействие представляют суммой сдвинутых во времени ступенек (рис. 2.3), каждая из которых имеет определенную амплитуду U_n и сдвиг во времени относительно начала координат t_n . Форму выходного напряжения усилителя при подведении к его входу единичной ступеньки называют переходной характеристикой. Если входное напряжение является суммой определенного числа ступенек с разными U_n и t_n , то выходное напряжение оказывается суммой переходных характеристик с теми же значениями U_n и t_n . Такой метод анализа наиболее удобно использовать в импульсных усилителях, где многие сигналы можно представить в виде суммы небольшого числа ступенек с разными значениями U_n и t_n .

В методе импульсных характеристик воздействие представляют суммой бесконечно коротких импульсов, а работу усилителя описывают импульсной характеристикой.

Все методы анализа усилителей универсальны. В основе частотного метода лежит преобразование Фурье, а в двух других методах — интеграл Дюамеля. Переходную и импульсную характеристики часто объединяют названием временные характеристики усилителя. Естественно, что временные и частотные характеристики усилителя тесно связаны друг с другом, так как они характеризуют его свойства с разных сторон. На практике

пользуются той характеристикой, которая позволяет быстрее и проще проанализировать конкретную схему усилителя.

Однако непосредственное применение этих методов анализа в усилительных каскадах встречает определенную трудность — в каждом каскаде происходит усиление сигнала и при переходе от входной цепи к выходной изменяется «масштаб» сигнала. Для учета этого изменения используют метод эквивалентных схем, которой является одним из наиболее распространенных в теории электрических цепей.

В соответствии с методом эквивалентных схем анализ усилителей напряжения проводят следующим образом. Сначала заменяют транзистор его эквивалентной схемой. Затем к эквивалентной схеме транзистора в точном соответствии с принципиальной схемой каскада и с учетом паразитных параметров присоединяют пассивные элементы. В результате получают полную эквивалентную схему усилительного каскада. После этого методами теории цепей проводят анализ эквивалентной схемы каскада и находят его коэффициент усиления, частотную или временную характеристику.

В настоящее время при анализе усилителей напряжения используют два различных типа эквивалентных схем полупроводниковых приборов, в основу построения которых положены принципиально разные методы. Согласно первому методу транзистор представляют в виде линейного активного четырехполюсника, электрическая схема которого зависит от описывающих его уравнений и прямо не связана с процессами, происходящими в транзисторе. При использовании этого метода легко экспериментально определить параметры четырехполюсника и четко проследить связь между параметрами эквивалентной схемы и семействами статических ВАХ транзистора. Составив эквивалентную схему, в которой для описания транзистора используется одна система параметров четырехполюсника, можно перейти к другой системе параметров с помощью хорошо разработанной теории четырехполюсников. Это позволяет создавать единые методы анализа усилительных каскадов с любыми активными элементами. Однако параметры схемы эквивалентного активного четырехполюсника определяют свойства транзистора только при определенном режиме по постоянному току и в сравнительно узкой полосе частот и не учитывают возможных изменений его параметров, что является существенным недостатком эквивалентных схем, построенных на основе теории четырехполюсников.

Второй метод построения эквивалентных схем транзисторов сводится к составлению так называемых физических эквивалентных схем, которые с определенной степенью точности отображают процессы, происходящие в транзисторах. Их основное преимущество состоит в том, что они позволяют достаточно просто отражать различные свойства реальных полупроводниковых приборов (например, зависимость их основных параметров от частоты), однако физические эквивалентные схемы не позволяют создавать единых методов анализа для одинаковых усилительных каскадов, в которых используются разные типы транзисторов. Поэтому более удобными оказываются эквивалентные схемы транзисторов, построенные на основе линейных активных четырехполюсников, которыми и будем пользоваться в дальнейшем.

Кроме формы выходного напряжения важно знать и его значение, поэтому основной является также *амплитудная харак-*



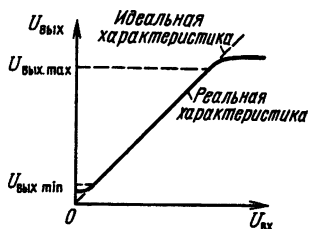


Рис. 2.4. Амплитудная характеристика усилителя

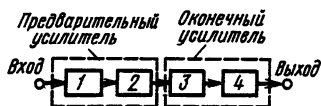


Рис. 2.5. Структурная схема усилительного устройства

теристика усилителя — зависимость амплитуды или действующего значения его выходного напряжения от амплитуды или действующего значения входного напряжения. Для снятия амплитудной характеристики на вход усилителя обычно подают гармоническое напряжение постоянной частоты и снимают зависимость $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$. Идеальная амплитудная характеристика в прямоугольной системе координат ($U_{\text{вых}}, U_{\text{вх}}$) имеет вид прямой, проходящей через начало координат под углом наклона, определяемым коэффициентом усиления усилителя на данной частоте. Реальная амплитудная характеристика (рис. 2.4) отличается от идеальной. Наиболее значительные отклонения наблюдаются в области малых сигналов, где существенную роль играют шумы, и в области больших сигналов, где проявляется нелинейность характеристик транзисторов.

Из амплитудной характеристики усилителя определяют его динамический диапазон — отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения (тока или мощности) к его наименьшему допустимому значению. Динамический диапазон D обычно измеряют в децибелах и определяют из выражения

$$D = 20 \lg(U_{\text{max}}/U_{\text{min}}) = 20 \lg(I_{\text{max}}/I_{\text{min}}) = 10 \lg(P_{\text{max}}/P_{\text{min}}). \quad (2.9)$$

В реальных усилителях выходное напряжение всегда отличается от входного по форме. Любые отклонения формы выходного напряжения называют *искажениями*, вносимыми усилителем. Для оценки величины искажений удобно пользоваться спектральным методом, с помощью которого любой сигнал может быть представлен в виде суммы гармонических колебаний. Усилитель не будет вносить искажений, если спектры выходного и входного напряжений совпадают. Совпадение спектров означает, что в спектре выходного напряжения не появились новые гармонические составляющие по сравнению со спектром входного сигнала, относительные значения амплитуд отдельных гармонических составляющих выходного и входного напряжений одинаковы, фазовые сдвиги отдельных гармонических составляющих в выходном и входном напряжениях также одинаковы. При невыполнении хотя бы одного из этих условий выходное напряжение будет отличаться от входного, т. е. усилитель будет вносить искажения.

В соответствии с этим различают два основных вида искажений, вносимых усилителем: нелинейные и линейные. Последние, в свою очередь, делят на частотные и фазовые.

Нелинейными искажениями называют изменение формы выходного напряжения, вызванное появлением новых гармонических составляющих. Нелинейные искажения оценивают коэффициентом гармоник K_r , который характеризует отличие формы выходного сигнала от гармонической и представляет собой отношение среднеквадратического значения суммы всех гармоник выходного сигнала усилителя, кроме первой, к среднеквадратическому значению первой гармоники

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_{mi}^2}}{U_1} \cdot 100\%, \quad (2.10)$$

где M_{mi} — амплитуда напряжения i -й гармоники сигнала на выходе усилителя.

Изменение формы выходного напряжения, вызванное изменением относительных значений отдельных гармонических составляющих спектра, называют *частотными искажениями*. Частотные искажения оценивают коэффициентом частотных искажений M — отношением коэффициента усиления на средней частоте K_0 к коэффициенту усиления на данной частоте K

$$M = K_0 / K. \quad (2.11)$$

Наконец, *фазовыми искажениями* называют изменение формы выходного напряжения, вызванное неодинаковым сдвигом по времени отдельных гармонических составляющих [12].

Важными параметрами усилителя также являются его входные и выходные величины и коэффициент полезного действия. К основным выходным величинам относят выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$, номинальное выходное напряжение $U_{\text{вых ном}}$ или номинальную выходную мощность $P_{\text{вых ном}}$, а к основным входным величинам — входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ и номинальное входное напряжение $U_{\text{вх ном}}$, при котором усилитель отдает в нагрузку номинальную мощность.

Кроме основных электрических характеристик каждый усилитель характеризуется рядом конструкторско-экономических показателей, которыми являются габариты, масса, стоимость и т. д.

Большинство современных усилителей представляет собой достаточно сложное многоэлементное устройство, в котором входной сигнал последовательно усиливается в нескольких усилительных каскадах. Для пояснения работы усилительного устройства изображают его структурную схему, на которой в виде прямоугольников с соответствующими надписями или условными обозначениями представляют основные узлы усилителя и связь между ними (рис. 2.5).

Все каскады, входящие в усилитель, делят на четыре типа: входные 1, промежуточные 2, предоконечные 3 и окончечные 4, а все усилительное устройство — на предварительный и окончечный усилители. Как следует из структурной схемы на рис. 2.5, напряжение от источника сигнала сначала подается на предварительный усилитель, основным назначением которого является усиление напряжения до величины, необходимой для нормальной работы окончечного усилителя. До недавнего времени разработчику усилительных устройств на дискретных элементах приходилось затрачивать значительные усилия при проектировании, изготовлении и отладке предварительных усилителей. Нужно было решать множество вопросов: разрабатывать каждый усилительный каскад, конструкцию всего предварительного усилителя, согласовывать его с источником сигнала и с окончечным усилителем. В настоящее время в качестве предварительного усилителя используют практически только усилители на ИС. В этом случае основные трудности при разработке предварительного усилителя сводятся лишь к выбору «подходящей» для каждого конкретного случая ИС, который проводят по величине коэффициента усиления, виду частотной характеристики, значениям входного и выходного сопротивлений ИС.

Оконечные усилители и сейчас делают на дискретных элементах. Они предназначены для создания в нагрузке заданной мощности. Поэтому в качестве окончечного каскада используют усилитель мощности. Его основными показателями являются мощность, отдаваемая в нагрузку, коэффициент полезного действия и величина нелинейных искажений. Коэффициент усиления напряжения и частотные характеристики окончечных усилителей обычно имеют меньшее значение, чем в предварительных усилителях. Это объясняется тем, что коэффициент усиления и частотные характеристики всего усилительного устройства определяются суммарными характеристиками предварительного и окончечного усилителей.

Реальные усилительные устройства, как правило, содержат также различные схемы регулировок. Эти регулировки деляются на два вида: регулировки, используемые при первоначальной настройке усилительного устройства, которые служат для получения заданных параметров и характеристик усилителя, и регулировки для их изменения в нужную сторону при эксплуатации (регулировка усиления, частотной характеристики и динамического диапазона).

2.2. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Одним из основных признаков, по которому классифицируют сколько-нибудь сложные системы, является конфигурация цепей воздействий. По этому признаку различают системы с разомкнутыми и замкнутыми цепями воздействий. В незамкнутых системах

между входом и выходом существует только прямая связь, а их работа определяется лишь параметрами входящих в такие системы элементов. Принципиальным отличием замкнутых систем является наличие в них не только прямой, но и обратной связи (ОС) между входом и выходом. Обратная связь, с помощью которой создается замкнутая цепь воздействий элементов друг на друга, служит для сравнения выходного сигнала системы с заданным значением и выполнения соответствующей коррекции ее работы, она делает систему более совершенной, так как в замкнутых системах появляется самоконтроль, приводящий прежде всего к повышенной точности работы.

В электронных устройствах через активные элементы (транзисторы) специально создается прямая связь между входом и выходом. Кроме того, между входом и выходом практически всегда наблюдается связь и через пассивные элементы. Так как пассивные элементы одинаково передают сигналы в обоих направлениях, через них осуществляется как прямая, так и обратная связь. Но выходной сигнал, как правило, значительно превышает входной, поэтому на характеристики устройств несравненно большее влияние оказывает передача сигнала с их выходов на входы. Это позволяет рассматривать такую связь как обратную. Если коэффициент передачи цепи ОС мал, ее влиянием можно пренебречь и в анализируемом устройстве рассматривать только цепь прямой связи. Если же коэффициент передачи цепи ОС достаточно велик, влияние обратной связи нужно учитывать. Тогда упрощенную структурную схему электронных устройств с обратной связью можно представить в виде, показанном на рис. 2.6, где $\underline{K}$ — основной четырехполюсник прямой связи, имеющий коэффициент передачи $\underline{K}$; $\underline{\beta}$ — четырехполюсник обратной связи, имеющий коэффициент передачи $\underline{\beta}$. Все устройство, представленное на рис. 2.6, называют устройством (системой) с обратной связью, а замкнутый контур, который образует цепь ОС вместе с основным четырехполюсником, — петлей обратной связи.

В электронных устройствах различают два основных вида обратных связей: внешнюю и паразитную. Под внешней обратной связью понимают такую связь, при которой сигнал передается с выхода устройства на его вход через специально введенные цепи ОС. Паразитная обратная связь возникает помимо воли

конструктора, когда через паразитные емкости, индуктивности или гальванические связи в полупроводниковых приборах и других элементах электронного устройства создаются пути для передачи сигнала с его выхода на вход. Обратные связи обоих видов могут сильно изменить характеристики устройства, причем часто в нежелательном направлении. Од-

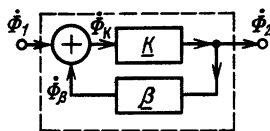


Рис. 2.6. Структурная схема усилителя с обратной связью

нако в большинстве случаев паразитными связями управлять невозможно. Поэтому на практике стремятся лишь уменьшить их за счет выбора подходящих типов полупроводниковых приборов, резисторов и конденсаторов, а также за счет рационального конструирования РЭА. Внешняя обратная связь легко управляема, и ее специально вводят в электронные устройства для получения нужных характеристик.

Рассмотрим характеристики электронных устройств (систем) с обратной связью и прежде всего найдем отношение сигнала на их выходе к сигналу на входе. Для того чтобы это отношение имело универсальный характер и было справедливо для любых систем с обратной связью, используем символ $\dot{\Phi}$ вместо напряжения $\dot{U}$ или тока $\dot{I}$.

Тогда, обозначив сигнал на входе системы через $\dot{\Phi}_1$, сигнал на выходе системы — $\dot{\Phi}_2$, сигнал на выходе цепи обратной связи — $\dot{\Phi}_\beta$, коэффициент передачи основного четырехполюсника $\underline{K} = \dot{\Phi}_2 / \dot{\Phi}_k$, коэффициент передачи цепи обратной связи $\underline{\beta} = \dot{\Phi}_\beta / \dot{\Phi}_2$, а коэффициент передачи системы с обратной связью $\underline{K}_{o.c} = \dot{\Phi}_2 / \dot{\Phi}_1$, можно записать очевидные соотношения:

$$\dot{\Phi}_2 = \underline{K} \dot{\Phi}_k = \underline{K} (\dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_\beta) = \underline{K} (\dot{\Phi}_1 + \underline{\beta} \dot{\Phi}_2),$$

откуда

$$\dot{\Phi}_2 (1 - \underline{K}\underline{\beta}) = \underline{K} \dot{\Phi}_1 \quad \text{или} \quad \dot{\Phi}_2 = \underline{K} \dot{\Phi}_1 / (1 - \underline{K}\underline{\beta}),$$

а

$$\underline{K}_{o.c} = \underline{K} / (1 - \underline{K}\underline{\beta}). \quad (2.12)$$

Выражение (2.12) отображает существенные особенности поведения систем с обратной связью. Во-первых, с его помощью можно количественно оценить влияние обратной связи. Из (2.12) следует, что введение ОС изменяет коэффициент передачи всей системы в $(1 - \underline{K}\underline{\beta})$ раз, т. е. для систем с обратной связью существенны произведение $\underline{K}\underline{\beta}$ и величина $1 - \underline{K}\underline{\beta}$. Произведение $\underline{K}\underline{\beta}$, которое является передаточной функцией последовательно соединенных четырехполюсников $\underline{K}$ и $\underline{\beta}$, называют петлевым усилением, а величину $(1 - \underline{K}\underline{\beta})$ — глубиной обратной связи.

Во-вторых, (2.12) показывает, что в зависимости от фазовых соотношений между $\dot{\Phi}_1$ и $\dot{\Phi}_\beta$ коэффициент передачи $\underline{K}_{o.c}$ может изменяться по-разному. Если фаза сигнала, поступающего на вход основного четырехполюсника из цепи обратной связи, совпадает с фазой сигнала, поступающего от источника, то произведение $\underline{K}\underline{\beta}$ будет положительной вещественной величиной. Такую обратную связь называют положительной. При положительной обратной связи

$$K_{\text{пос}} = K / (1 - K\beta). \quad (2.13)$$

Если фаза сигнала, поступающего на вход основного четырех-полюсника из цепи обратной связи, сдвинута на 180° по сравнению с фазой сигнала, поступающего от источника, то произведение $K\beta$ будет отрицательной вещественной величиной. Такую обратную связь называют отрицательной. При отрицательной обратной связи

$$K_{оос} = K/(1 + K\beta). \quad (2.14)$$

Если измерять напряжение сигнала, с физической точки зрения введение обратной связи означает, что к напряжению $\underline{KU}_1$, которое создается на выходе системы в отсутствие обратной связи, добавляется напряжение, появившееся в результате первого обхода замкнутой петли $K\beta$. Затем к этой «добавке» приплюсовывается новое напряжение, появившееся в результате второго обхода той же петли, и т. д. При этом положительная обратная связь поддерживает внешнее воздействие, вследствие чего система стремится удалиться от своего первоначального состояния. Отрицательная обратная связь, наоборот, противодействует внешнему воздействию и стремится восстановить первоначальное состояние системы.

Оба типа обратной связи часто используют в электронных схемах. Положительная обратная связь лежит в основе работы всех автогенераторов — устройств, в которых благодаря указанному свойству положительной обратной связи при наличии небольшого начального «толчка» начинают развиваться и после некоторого времени устанавливаются стационарные колебания той или иной формы. Отрицательную обратную связь используют в тех случаях, когда необходимо стабилизировать работу электронной схемы. В частности, она широко применяется в усилителях.

При работе усилителей с отрицательной обратной связью происходит сравнение формы выходного сигнала с формой входного, а любое отличие между этими сигналами вырабатывает сигнал ошибки, который прикладывается ко входу усилителя таким образом, чтобы ликвидировать эту разницу в форме сигналов, т. е. за счет введения отрицательной обратной связи оказывается возможным приблизить форму выходного сигнала к входному — получить усилитель, более близкий к идеальному, чем без такой связи. Единственный недостаток, который наблюдается в таких усилителях, связан с уменьшением их коэффициента усиления. Однако последнее обстоятельство не является решающим, так как при использовании современных полупроводниковых схем, особенно интегральных, уменьшение коэффициента усиления легко компенсируется введением дополнительных усилительных каскадов.

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи на основные характеристики усилителя, такие как стабильность ко-

коэффициента усиления, величина нелинейных искажений, входное и выходное сопротивление, а также частотные характеристики (см. § 2.5).

Стабильность коэффициента усиления. Изменение коэффициента усиления обычно оценивают относительной величиной. Для усилителей без обратной связи это будет отношение dK/K , а для усилителей с обратной связью — $dK_{o.c}/K_{o.c}$. Во всех усилителях без обратной связи коэффициент усиления достаточно жестко связан с параметрами транзисторов, используемых в его усилительных каскадах. Так как практически все параметры транзисторов сильно меняются в процессе эксплуатации, коэффициент усиления тоже меняется, что оказывается весьма неудобным, а в ряде случаев (например, в измерительных усилителях) и недопустимым. Поэтому необходимо принимать специальные меры для стабилизации коэффициента усиления. Одним из весьма эффективных приемов стабилизации K является введение отрицательной ОС. В усилителях с отрицательной ОС цепь обратной связи выполняется из пассивных элементов, электрические параметры которых более постоянны, чем параметры транзисторов. Поэтому величину β можно считать постоянной, а $dK_{o.c}$ найти простым дифференцированием (2.14) по K . Тогда

$$\frac{dK_{o.c}}{K_{o.c}} = \frac{dK/(1+K\beta)^2}{K/(1+K\beta)} = \frac{dK}{K} \frac{1}{1+K\beta}. \quad (2.15)$$

Последнее выражение показывает, что изменение коэффициента усиления в усилителях с отрицательной ОС оказывается в $(1+K\beta)$ раз меньше, чем у усилителей без обратной связи.

Особенно хорошие результаты по стабилизации коэффициента усиления могут быть получены в усилителях с глубокой отрицательной обратной связью. Действительно, при $K\beta \gg 1$

$$K_{o.c} = K/(1+K\beta) \approx K/K\beta = 1/\beta. \quad (2.16)$$

Итак, при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя практически не зависит от параметров усилительного тракта, а определяется только параметрами цепи обратной связи, что приводит к высокой стабильности коэффициента усиления таких усилителей.

Нелинейные искажения. При усилении сигналов большой амплитуды в усилителях происходит перегрузка, что приводит к появлению нелинейных искажений. Введение отрицательной обратной связи позволяет уменьшить величину нелинейных искажений, возникающих в усилителе. Сущность этого явления находится в точном соответствии с принципом отрицательной обратной связи, действие которой сводится к приближению формы выходного сигнала к форме входного.

Возникновение нелинейных искажений на выходе усилителя может быть представлено в виде некоторого напряжения помех ($U_{\text{п}}$), т. е.

$$U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}} + U_{\text{п}}. \quad (2.17)$$

При введении отрицательной обратной связи

$$U'_{\text{вых}} = K_{\text{о.с}} U_{\text{вх}} + U'_{\text{п}}. \quad (2.18)$$

Учитывая, что при наличии отрицательной обратной связи напряжение, непосредственно воздействующее на вход усилителя, $U = U_{\text{вх}} - U_{\text{б}}$. Используя (2.17) и (2.18) и проведя несложные алгебраические преобразования, получим

$$U'_{\text{п}} = U_{\text{п}} / (1 + K_{\beta}), \quad (2.19)$$

т. е. введение отрицательной обратной связи уменьшает нелинейные искажения в $(1 + K_{\beta})$ раз.

Входное и выходное сопротивления усилителя. Введение обратной связи изменяет входную и выходную цепи усилителя, что, естественно, влияет на величины его входного и выходного сопротивлений.

По способу введения сигнала обратной связи во входную цепь усилителя различают: последовательную обратную связь (рис. 2.7, а), когда напряжение, снимаемое с выхода цепи ОС, суммируется с входным напряжением; параллельную обратную связь (рис. 2.7, б), когда ток цепи ОС суммируется с входным током; смешанную схему введения обратной связи (рис. 2.7, в), когда входной сигнал суммируется с током и напряжением ОС.

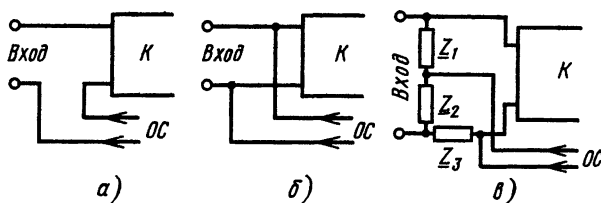


Рис. 2.7. Схемы последовательной (а), параллельной (б) и смешанной (в) обратной связи

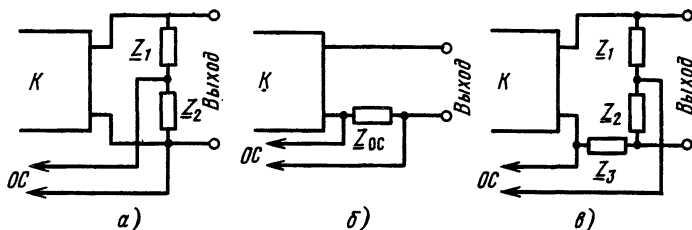


Рис. 2.8. Схемы обратной связи по напряжению (а), току (б) и комбинированной (в)

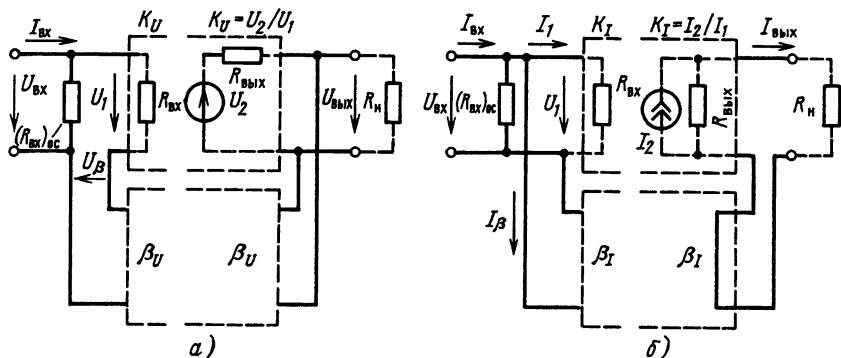


Рис 2.9. Схемы усилителей с последовательной обратной связью по напряжению (а) и с параллельной обратной связью по току (б)

В зависимости от способа получения сигнала обратной связи различают: обратную связь по напряжению (рис. 2.8, а), когда сигнал, подаваемый на вход цепи ОС, пропорционален выходному напряжению усилителя; обратную связь по току (рис. 2.8, б), когда сигнал на входе цепи ОС пропорционален току выходной цепи усилителя; комбинированную обратную связь (рис. 2.8, в), когда сигнал на входе цепи ОС пропорционален как выходному напряжению, так и току выходной цепи усилителя.

Всего может быть 4 основных варианта схем усилителей с обратной связью: с последовательной обратной связью по напряжению; с последовательной обратной связью по току; с параллельной обратной связью по напряжению; с параллельной обратной связью по току.

В усилителе с последовательной обратной связью (рис. 2.9, а) входное сопротивление усилителя без обратной связи определяется отношением напряжения U_1 к току $I_{вх}$, а входное сопротивление усилителя с обратной связью — отношением напряжения $U_{вх}$ к тому же току $I_{вх}$. Так как при отрицательной обратной связи $U_1 = U_{вх} - U_{\beta}$, то для достижения той же величины тока $I_{вх}$ надо увеличивать $U_{вх}$, т. е. введение последовательной отрицательной обратной связи увеличивает входное сопротивление усилителя. Более подробные расчеты показывают, что

$$(R_{вх})_{о.с} = (1 + K\beta) R_{вх}, \quad (2.20)$$

где $(R_{вх})_{о.с}$ — входное сопротивление усилителя с обратной связью, $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без обратной связи.

В усилителе с параллельной обратной связью (рис. 2.9, б) введение отрицательной обратной связи увеличивает входной ток за счет тока I_{β} , что приводит к уменьшению входного сопротивления. Более подробные расчеты показывают, что в этом случае

$$(R_{вх})_{о.с} = R_{вх} / (1 + K\beta). \quad (2.21)$$

В усилителе с обратной связью по напряжению (рис. 2.9, а) выходное сопротивление можно определить из формулы для выходного тока

$$I_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} / (R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}).$$

При введении отрицательной обратной связи $U_{\text{вых}}$ уменьшается, что эквивалентно уменьшению выходного сопротивления. Более подробные расчеты показывают, что при отрицательной обратной связи по напряжению

$$(R_{\text{вых}})_{\text{о.с}} = R_{\text{вых}} / (1 + K\beta). \quad (2.22)$$

В усилителе с обратной связью по току (рис. 2.9, б) выходное сопротивление увеличивается

$$(R_{\text{вых}})_{\text{о.с}} = R_{\text{вых}} (1 + K\beta). \quad (2.23)$$

Такое разное изменение входного и выходного сопротивлений усилителя позволяет выбирать ту схему обратной связи, которая наилучшим образом удовлетворяет требованиям, предъявляемым к $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ усилителя в каждом конкретном случае. Чаще других требуется увеличивать входное и уменьшать выходное сопротивление усилителя, что позволяет увеличивать коэффициент передачи напряжения (см. § 2.3). В этом случае применяют последовательную отрицательную обратную связь по напряжению. Но на практике встречаются случаи, когда целесообразно использовать и другие схемы отрицательной обратной связи.

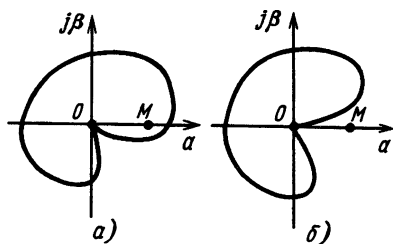
Устойчивость усилителей с ОС. Заканчивая анализ общих свойств усилителей с отрицательной обратной связью, необходимо заметить, что в усилителях всегда стремятся применять схемы, в которых $K\beta \gg 1$, что позволяет наилучшим образом использовать свойства такой связи. Однако при большой величине $K\beta$ в реальных усилителях нередки случаи, когда на определенной частоте либо в схеме усилителя, либо в цепи обратной связи происходит сдвиг на 180° и отрицательная обратная связь переходит в положительную, а усилитель превращается в генератор — самовозбуждается.

Возможность появления незатухающих колебаний на выходе системы с положительной обратной связью непосредственно следует из формального анализа (2.13). Введение положительной обратной связи при $K\beta < 1$ увеличивает коэффициент усиления системы. При $K\beta = 1$ коэффициент усиления становится равным бесконечности, а при $K\beta > 1$ даже отрицательным. Это означает, что при отсутствии переменного напряжения на входе системы с обратной связью на ее выходе наблюдается некоторое переменное напряжение. Система перестает быть усилителем и превращается в генератор. Условием устойчивости такой системы будет неравенство

$$K\beta \leq 1. \quad (2.24)$$

Рис. 2.10. Амплитудно-фазовые частотные характеристики усилителей с обратной связью:

a — неустойчивого, $б$ — устойчивого



Опасность самовозбуждения усилителя заставляет проводить специальные исследования его устойчивости. Одним из удобных и весьма распространенных в настоящее время критериев устойчивости является критерий Найквиста, согласно которому об устойчивости системы с обратной связью судят по виду амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) ее петлевого усиления. Например, если АФЧХ петлевого усиления имеет вид, показанный на рис. 2.10, a , где она «охватывает» точку M , то в таком усилителе будет самовозбуждение. Это следует из того, что на АФЧХ нулевому фазовому сдвигу между входным и выходным напряжениями соответствует ось абсцисс, а в рассматриваемом случае при нулевом фазовом сдвиге (при положительной ОС) петлевое усиление будет больше единицы. Если АФЧХ «не охватывает» точку M (рис. 2.10, $б$), то в таком усилителе при положительной обратной связи будет недостаточное петлевое усиление и самовозбуждения не произойдет. Амплитудно-фазовая частотная характеристика удобна еще и тем, что по ней можно судить, как надо изменить параметры усилителя или цепи ОС, чтобы добиться устойчивой работы не только при номинальных значениях основных параметров, но и при заданных изменениях их.

2.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

В настоящее время радиоэлектронная аппаратура (РЭА) на дискретных элементах интенсивно вытесняется аппаратурой, использующей интегральные схемы. Если раньше основными элементами РЭА были транзисторы, конденсаторы, резисторы и пр., то сейчас разработка малогабаритных, надежных и дешевых интегральных схем привела к их широкому применению. Устройства, на разработку которых еще несколько лет назад требовались недели, а то и месяцы, теперь можно создать за несколько часов. Для этого требуется приобрести необходимые ИС и, добавив к ним несколько внешних компонентов, получить готовый функциональный блок. При этом не только резко упрощаются наладка и ремонт такого блока, но и его проектирование. Теперь разработчику РЭА нет надобности каждый раз детально анализировать сложное внутреннее устройство интегральных схем, а нужно лишь точно знать их основные характеристики, входные

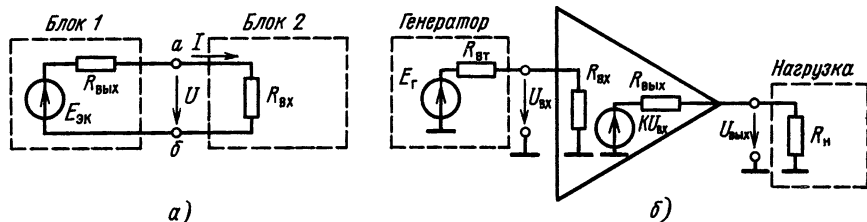


Рис. 2.11. Схемы согласования электронных блоков

и выходные параметры. Это упрощает создание любой РЭА и значительно расширяет круг лиц, которым оказывается под силу создавать разнообразные электронные устройства и приборы.

Если рассматривать усилительные устройства, то для них нужно иметь ИС, характеристики которых как можно ближе приближаются к идеальному усилителю, обладающему бесконечно большим коэффициентом усиления; бесконечно большой полосой пропускания; бесконечно большим входным сопротивлением; нулевым выходным сопротивлением.

Требования большого коэффициента усиления и широкой полосы пропускания достаточно очевидны, а вот необходимость иметь $R_{вх} = \infty$ и $R_{вых} = 0$ нуждается в пояснениях. В РЭА весьма часто возникает потребность в согласовании работы отдельных узлов, блоков или устройств. Пусть, например, на блок 2 нужно подать напряжение, которое выработано в блоке 1 и выведено на зажимы ab (рис. 2.11, a). В теории цепей доказано, что блок 1, играющий роль генератора и называемый активным двухполюсником, можно представить в виде простейшей эквивалентной схемы с ЭДС $E_{эк}$ и выходным (внутренним) сопротивлением $R_{вых}$, где значения $E_{эк}$ и $R_{вых}$ определяются схемой блока 1 и параметрами всех входящих в него элементов. Входную цепь блока 2 на эквивалентной схеме представляют в виде эквивалентного входного сопротивления $R_{вх}$, величина которого определяется по закону Ома в виде отношения входного для блока 2 напряжения U к входному току I ($R_{вх} = U/I$). Для эквивалентной схемы, представленной на рис. 2.11, a , имеем

$$U = R_{вх} I = \frac{E_{эк}}{R_{вых} + R_{вх}} R_{вх} = \frac{E_{эк}}{1 + (R_{вых}/R_{вх})}.$$

Как видно из последнего выражения, величина напряжения U на зажимах ab определяется отношением выходного сопротивления блока 1 к входному сопротивлению блока 2. Если $R_{вых} \ll R_{вх}$, то U оказывается близким к $E_{эк}$, т. е. напряжение, выработанное в блоке 1, поступает на вход блока 2. Если же $R_{вых} \gg R_{вх}$, то U оказывается близким к нулю и никакого напряжения на вход блока 2 поступать не будет. Поэтому при любом соединении двух блоков всегда интересуются величинами выходных и входных сопротивлений и подбирают их таким образом, чтобы U было как можно ближе к $E_{эк}$.

При использовании усилителей нужно согласовывать их вход с генератором, а выход — с нагрузкой (рис. 2.11, $б$), т. е. нужно выполнить два условия: $R_{вх} \gg R_{вт}$,

$R_{\text{вых}} \ll \tilde{R}_n$. Если же рассматривается универсальный усилитель, для которого заранее неизвестно, от генератора с каким внутренним сопротивлением он будет получать напряжение и какая нагрузка будет подключена к его выходу, то такой усилитель в идеале должен иметь $R_{\text{вх}} = \infty$ и $R_{\text{вых}} = 0$.

Основной интегральной схемой, используемой в настоящее время в усилительной аппаратуре, является операционный усилитель (ОУ).

Идеализированный операционный усилитель. Термин «операционный усилитель» ранее отождествлялся с понятием «решающий усилитель» и связывался с какой-либо математической операцией — суммированием, дифференцированием и др. В настоящее время характеристики ОУ приблизились к характеристикам идеального усилителя, а его функции неизмеримо расширились. Под ОУ теперь понимают высококачественный универсальный усилитель, который с успехом может быть использован практически в любом усилительном устройстве.

Схемы современных ОУ весьма сложны, а сам усилитель характеризуется множеством внешних параметров. Подробный анализ схем, учитывающий особенности того или иного типа конкретного ОУ, достаточно громоздок и сложен, а главное, для такого анализа требуются весьма серьезные знания электроники. Однако при начальном изучении схем с операционными усилителями этого не требуется. Можно не интересоваться внутренним устройством ОУ и подробно не изучать внешние параметры конкретных операционных усилителей, стараясь «выжать» из каждого максимум возможного. Гораздо целесообразнее определить типовые характеристики современных ОУ, идеализировать их и на основе этого разбираться в принципе построения соответствующих схем усилительных устройств на ИС. Только после этого (если это понадобится) можно учитывать отличия реальных ОУ от идеализированных. Именно в такой последовательности и будет излагаться материал об усилительных устройствах на интегральных микросхемах. Схемы ОУ рассмотрены в § 2.8.

Обозначение операционного усилителя приведено на рис. 2.12, а. (В большинстве случаев в реальных ОУ имеются дополнительные выводы, предназначенные для коррекции характеристик.)

Каждый вывод ОУ имеет свое название и обозначение. Прежде всего ОУ имеет один выход и два входа, которые оказывают на входное напряжение одинаковое в количественном отношении, но противоположное по знаку влияние. Один из входов помечают знаком «+» и называют *прямым*, или *неинвертирующим*. При подаче напряжения на этот вход полярность напряжения на выходе будет совпадать с полярностью напряжения на входе. Другой вход помечают знаком «-» и называют *инвертирующим*. В этом случае полярность напряжения на выходе будет противоположна полярности напряжения на инвертирующем входе. (При этом следует помнить, что знаки плюс и минус соответствуют лишь названиям выводов и никак не

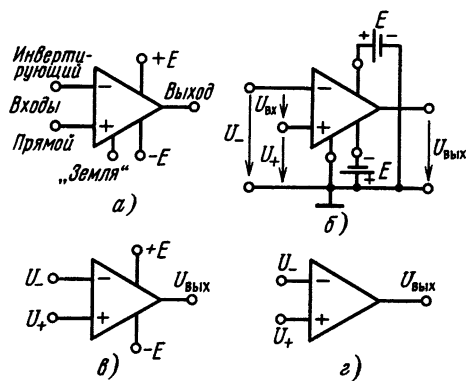


Рис. 2.12. Условное обозначение операционного усилителя (а, в, г) и схема его подключения (б)

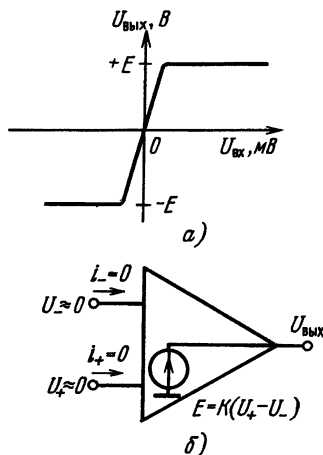


Рис. 2.13. Амплитудная характеристика (а) и эквивалентная схема (б) идеализированного операционного усилителя

связаны с полярностью приложенного напряжения.) Два следующих вывода предназначены для подведения постоянных питающих напряжений, величины которых обычно равны между собой, а полярность противоположна (например, $+15$ и -15 В). Еще один вывод — это «земля»; этот вывод служит общей точкой схемы ОУ, его потенциал принимается равным нулю. Эту точку желательно соединять с металлическим корпусом, на котором монтируется усилительное устройство.

Полная схема подключения ОУ показана на рис. 2.12, б, а сокращенные обозначения, последним из которых в дальнейшем мы и будем пользоваться, приведены на рис. 2.12, в и г.

Передаточная характеристика ОУ имеет вид, показанный на рис. 2.13, а (здесь по оси абсцисс входное напряжение $U_{\text{вх}} = U_+ - U_-$ откладывается в милливольт, а по оси ординат выходное напряжение в вольтах!). Как видно из рисунка, для передаточной характеристики характерны три участка: линейный и два участка, характеризующих области насыщения. В линейной области между разностью входных напряжений $U_{\text{вх}} = U_+ - U_-$ и выходным напряжением существует линейная зависимость, при этом $U_{\text{вых}}$ изменяется от $-E$ до $+E$. Для этого участка характеристики справедливы следующие соотношения:

$$|U_{\text{вых}}| < |E|, \quad U_{\text{вых}} = K(U_+ - U_-).$$

Откуда следует, что

$$|U_+ - U_-| < \left| \frac{E}{K} \right|.$$

Для современных ОУ коэффициент усиления по напряжению лежит в интервале от 10^4 до 10^6 . Поэтому для питающих напряжений, находящихся в диапазоне 10...15 В, линейная область передаточной характеристики по входу составляет от 1 мВ до 10 мкВ, т. е. при линейном режиме работы ОУ входные напряжения U_+ и U_- практически равны (с погрешностью не более 1 мВ).

Если разность между U_+ и U_- больше 1 мВ, то $U_{\text{вых}}$ достигает напряжения источника питания ($+E$ или $-E$) и при дальнейшем увеличении разности входных напряжений входы теряют свои управляющие свойства — ОУ оказывается в области насыщения, когда $|U_{\text{вых}}| = |E|$. При этом напряжение на выходе не зависит от разности напряжений на входе ОУ.

Из передаточной характеристики ОУ также следует, что если к обоим входам приложить одинаковые по величине и полярности относительно «земли» напряжения (напряжения, называемые «сифазными»), то их влияние будет скомпенсировано и они не окажут никакого воздействия на выходное напряжение. Такие усилители с двумя входами, у которых напряжение на выходе появляется только в том случае, когда на входах действуют разные по величине напряжения, называют *дифференциальными*.

Современные ОУ на ИС помимо большого коэффициента усиления по напряжению обладают высоким значением входного и малым выходного сопротивлений. С точки зрения каскадов, образующих ОУ на ИС, всегда можно выделить три: входной, промежуточный и выходной каскады. Одним из основных требований, предъявляемых к входному каскаду, является требование большого входного сопротивления, которое, в частности, достигается за счет выбора соответствующего режима работы транзисторов. Если во входном каскаде используются биполярные транзисторы, то их входные токи измеряются микроамперами, а если используются полевые транзисторы — то пикоамперами. В выходном каскаде ОУ всегда применяют отрицательную обратную связь, которая позволяет получить достаточно малые выходные сопротивления.

На основании изложенного выше можно утверждать, что типовые значения основных параметров современных ОУ на ИС позволяют при работе на линейной области передаточной характеристики представлять ОУ в виде идеальных усилителей (рис. 2.13, б) со следующими параметрами:

бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивление;

входные токи равны нулю;

одинаковые напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах, каждое из которых практически близко к нулю;

со стороны выхода ОУ представляет собой идеальный управляемый источник напряжения с ЭДС $E = K(U_+ - U_-)$.

Так как в усилительных устройствах, использующих операционные усилители, рабочей областью передаточной характеристики ОУ является линейная область, то при анализе усилительных устройств мы будем пользоваться идеализированными характеристиками ОУ. Но при работе в линейном режиме разность входных напряжений должна быть 1 мВ или меньше. Если напряжение на инвертирующем входе отличается от напряжения на неинвертирующем больше чем на 1 мВ, то ОУ, как отмечено выше, входит в режим насыщения и его вход теряет свои управляющие свойства — напряжение на выходе принимает значение, близкое к значению источника питания. Такое положение недопустимо и для его предотвращения необходимо принимать специальные меры — вводить отрицательную обратную связь. Поэтому в усилительных устройствах ОУ работают всегда с отрицательной обратной связью. Эта связь создается за счет введения внешних цепей, подключаемых между выходом и инвертирующим входом ОУ.

Инвертирующие усилители. Принципиальная схема инвертирующего усилителя показана на рис. 2.14. Источником входного сигнала служит генератор $U_{вх}$, который подключается к инверсному входу ОУ через резистор R_1 , играющий роль внутреннего сопротивления генератора. Напряжение обратной связи с выхода ОУ через резистор $R_{о.с}$ также подается на инверсный вход. Прямой вход ОУ заземляется.

Проанализировать изображенную схему нетрудно, если воспользоваться вышеприведенными параметрами идеализированного ОУ. Так как прямой вход заземлен, то и потенциал инвертирующего входа можно считать практически равным потенциалу «земли». Поскольку на самом деле инвертирующий вход ОУ имеет большое входное сопротивление, то такое состояние можно назвать *мнимым заземлением*. Равенство нулю потенциала инвертирующего входа означает, что падение напряжения на резисторе R_1 равно $U_{вх}$, а падение напряжения на резисторе $R_{о.с}$ равно $U_{вых}$. Через входную цепь усилителя ток не проходит (входное сопротивление ОУ равно бесконечности), поэтому $I_{вх} = I_{о.с}$. Так как

$$I_{вх} = U_{вх} / R_1, \text{ а } U_{вых} = -R_{о.с} I_{о.с},$$

получаем

$$K = U_{вых} / U_{вх} = -R_{о.с} / R_1. \quad (2.25)$$

Таким образом, коэффициент усиления инвертирующего усилителя (рис. 2.14) определяется отношением $R_{о.с} / R_1$, а для его расчета не требуется точно знать параметры ОУ, что весьма удобно. Знак «минус» в (2.25) означает лишь то, что фаза напряжения на выходе усилителя противоположна фазе входного напряжения.

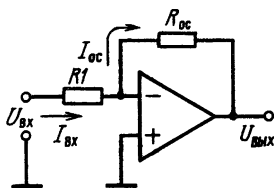


Рис. 2.14. Инвертирующий усилитель

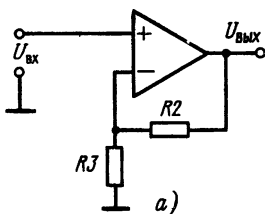
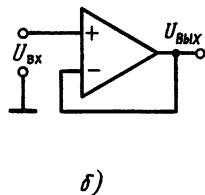


Рис. 2.15. Неинвертирующий усилитель (а) и повторитель (б)



Максимальный коэффициент усиления зависит от предельно допустимого значения сопротивления резистора $R_{о.с.}$, которое определяется из условия линейности режима ОУ ($|U_{вых}| < E$). С учетом (2.25) получим следующее выражение:

$$|U_{вх}| < |E| / (R_{о.с.} / R_1).$$

Основной недостаток инвертирующих усилителей состоит в том, что он имеет малое входное сопротивление $R_{вх} = R_1$, а в усилителях с большим коэффициентом усиления величина R_1 обычно небольшая. Этот недостаток устранен в схеме неинвертирующего усилителя.

Пример 2.1. Определить сопротивление резистора $R_{о.с.}$ в инвертирующем усилителе (рис. 2.14) и его входной ток $I_{вх}$, если требуемый коэффициент усиления $|K| = 10$, а на вход усилителя поступает напряжение от генератора $U_{вх} = 1$ В, внутреннее сопротивление генератора $R_i = 10$ кОм.

Решение. 1. Принимаем, что $R_i = R_1 = 10$ кОм, тогда из (2.25) получаем

$$R_{о.с.} = |K| R_1 = 10 \cdot 10 \cdot 10^3 = 100 \text{ кОм}.$$

2. Входной ток

$$I_{вх} = U_{вх} / R_1 = 1 / (10 \cdot 10^3) = 0,1 \text{ мА}.$$

Неинвертирующий усилитель. Принципиальная схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 2.15, а. Здесь входной сигнал уже подается на прямой вход ОУ, а напряжение обратной связи на инвертирующий.

Анализ данной схемы также крайне прост. Напряжение обратной связи, подаваемое на инвертирующий вход ОУ, снимается с делителя напряжения

$$U_- = U_{вых} R_3 / (R_2 + R_3).$$

В идеализированном ОУ, работающем в линейном режиме, $I_{вх} = 0$, $U_+ = U_-$, поэтому

$$U_{вх} = U_+ = U_{вых} R_3 / (R_2 + R_3),$$

откуда коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

$$K = (R_2 + R_3) / R_3 = 1 + R_2 / R_3. \quad (2.26)$$

Из (2.26) следует, что и для этой схемы коэффициент усиления также определяется только параметрами цепи обратной связи и не зависит от параметров ОУ.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя весьма велико. На низких частотах оно примерно равно 100 МОм. Выходное сопротивление, наоборот, очень мало и составляет доли ома.

Пример 2.2. Найти K и $U_{\text{вых}}$ неинвертирующего усилителя (рис. 2.15, а) с $R_2 = 20$ кОм, $R_3 = 5$ кОм и $U_{\text{вх}} = 2$ В.

Решение

1. Используя (2.26), получаем

$$K = 1 + 20/5 = 5.$$

$$2. U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}} = 5 \cdot 2 = 10 \text{ В.}$$

Повторитель. Если принять, что $R_3 \gg R_2$, то коэффициент усиления неинвертирующего усилителя окажется близким к единице, а сам усилитель превратится в так называемый повторитель (напряжение на его выходе «повторяет» напряжение на его входе). В предельном случае ($R_3 \rightarrow \infty$; $R_2 \rightarrow 0$) схема повторителя приобретает вид, показанный на рис. 2.15, б. Она, как уже сказано, имеет коэффициент усиления, равный единице, входное же сопротивление такой схемы оказывается чрезвычайно большим, а выходное, наоборот, — очень малым.

Может показаться, что схема повторителя не представляет никакого практического интереса, поскольку усиление по напряжению в такой схеме отсутствует. Но такой вывод будет неверным: схема повторителя получила широкое распространение в качестве своеобразного трансформатора сопротивления и усилителя мощности. Первое из указанных свойств повторителей позволяет применять их для согласования большого выходного сопротивления одного блока или устройства с малым входным сопротивлением другого. В точном соответствии с тем, что изложено выше (см. рис. 2.11, б), повторитель «трансформирует» большое сопротивление $R_{\text{вт}}$ в малое сопротивление $R_{\text{н}}$. При этом мощность на входе повторителя согласно известной зависимости $P = U^2 / R$ будет $P_{\text{вх}} = U^2 / R_{\text{вх}}$, а на выходе — $P_{\text{вых}} = U^2 / R_{\text{вых}}$. Так как у повторителя $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{вых}}$, то оказывается, что $P_{\text{вх}} \ll P_{\text{вых}}$.

Регулировка усиления. Если один из резисторов в цепи обратной связи в схемах, изображенных на рис. 2.14 и 2.15, а, сделать переменным, то можно регулировать коэффициент усиления. Недостатки такой регулировки: происходит нарушение режима работы ОУ; при изменении R_I в схеме инвертирующего усилителя меняется его выходное сопротивление; характер ре-

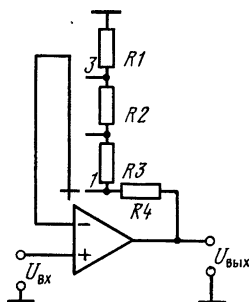


Рис. 2.16. Инвертирующий усилитель со ступенчато изменяющимся коэффициентом усиления

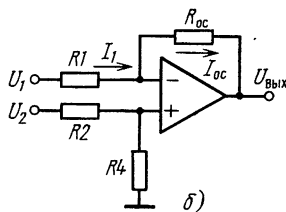
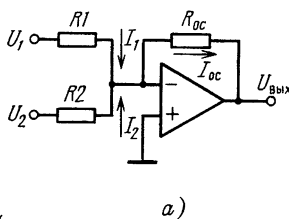


Рис. 2.17. Усилители на ОУ, в которых происходит сложение (а) и вычитание (б) двух сигналов

гулировки оказывается нелинейным. В связи с этим предпочтительнее использовать ступенчатую регулировку коэффициента усиления, подбирая соответствующие пары резисторов. Пример схемного решения инвертирующего усилителя со ступенчато изменяющимся коэффициентом усиления показан на рис. 2.16.

Сложение и вычитание аналоговых сигналов. Для сложения аналоговых сигналов можно использовать инвертирующий усилитель, в котором на инвертирующий вход ОУ подается несколько напряжений, подлежащих сложению (рис. 2.17, а).

Снова обратимся к идеализированным характеристикам ОУ, т. е. будем считать, что $U_+ = U_- = 0$, а входной ток ОУ равен нулю. При этом токи на входе сумматора будут иметь следующие значения:

$$I_1 = U_1 / R_1; \quad I_2 = U_2 / R_2; \quad I_{о.с} = I_1 + I_2,$$

а выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_{о.с}}{R_1} U_{\text{вх}1} + \frac{R_{о.с}}{R_2} U_{\text{вх}2} \right), \quad (2.27)$$

т. е. в рассматриваемом случае $U_{\text{вых}}$ есть инвертированная взвешенная сумма $U_{\text{вх}1}$ и $U_{\text{вх}2}$, весовые же коэффициенты слагаемых определяются отношением сопротивлений соответствующих резисторов.

При $R_1 = R_2 = R$

$$U_{\text{вых}} = -(R_{о.с} / R)(U_{\text{вх}1} + U_{\text{вх}2}) = K(U_{\text{вх}1} + U_{\text{вх}2}) \quad (2.28)$$

и схема, приведенная на рис. 2.17, а, превращается в простой сумматор.

Пример 2.3. Найти $U_{\text{вых}}$ сумматора, представленного на рис. 2.17, а, если $U_{\text{вх}1} = 2 \text{ В}$, $U_{\text{вх}2} = 3 \text{ В}$, а сопротивления всех резисторов одинаковы и равны 10 кОм.

Решение. Согласно (2.28)

$$U_{\text{вых}} = -(10/10)(U_{\text{вх}1} + U_{\text{вх}2}) = -(2+3) = -5 \text{ В.}$$

Если необходимо провести вычитание двух сигналов, то применяют схему, показанную на рис. 2.17, б, где одно напряжение подается на инвертирующий вход ОУ, а другое — на неинвертирующий. С помощью резистора $R_{o.c}$ осуществляется отрицательная обратная связь.

В приведенной схеме

$$U_+ = U_{\text{вх}2} R_4 / (R_2 + R_4). \quad (2.29)$$

Для идеализированного ОУ, у которого $U_+ = U_-$ и входной ток равен нулю, а значит, и $I_1 = I_{o.c}$, имеем

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}1} - U_-}{R_1} = \frac{U_{\text{вх}1} - U_+}{R_1};$$
$$U_{\text{вых}} = U_+ - \frac{U_{\text{вх}1} - U_+}{R_1} R_{o.c}. \quad (2.30)$$

Подставив (2.29) в (2.30) и проведя упрощения, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_1 + R_{o.c}}{R_1} \frac{R_4}{R_2 + R_4} U_{\text{вх}2} - \frac{R_{o.c}}{R_1} U_{\text{вх}1},$$

при $R_1 = R_2 = R_4 = R_{o.c}$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}. \quad (2.31)$$

Таким образом, выходной сигнал в рассматриваемой схеме представляет собой разность сигналов, действующих на ее входах.

Дифференциальные усилители. Во многих практических случаях требуются усилители с дифференциальными входами. Такого типа дифференциальные усилительные устройства легко можно создать на базе ОУ.

Простейшая схема усилителя с дифференциальными входами на ОУ приведена на рис. 2.18, а. Делитель напряжения на неинвертирующем входе включается для того, чтобы сделать напряжения U_+ и U_- одинаковыми, т. е. добиться равного усиления сигналов U_1 и U_2 . Выходное напряжение определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = (U_2 - U_1) R_2 / R_1. \quad (2.32)$$

Недостаток схемы — низкое входное сопротивление. Для его увеличения применяют повторители. При этом схема дифференциального усилителя с высоким входным сопротивлением принимает вид, представленный на рис. 2.18, б. За счет очень больших входных сопротивлений повторителей эта схема практически не

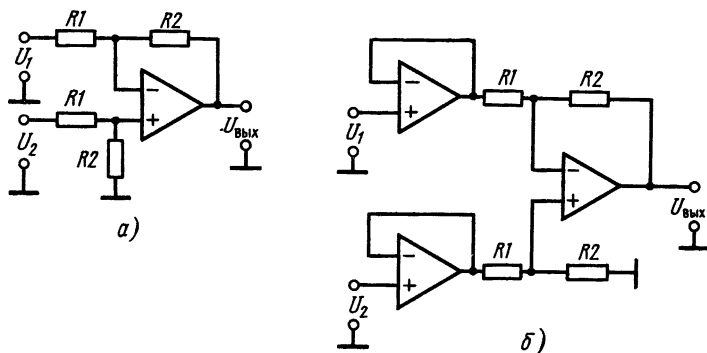


Рис. 2.18. Дифференциальные усилители:
а — простейшая схема, б — схема с высоким входным сопротивлением

потребляет ток от источников сигнала. Ее выходное напряжение определяется выражением (2.32).

Усилители переменного тока. Все современные интегральные ОУ представляют собой усилители с непосредственной связью между входными и выходными каскадами. Это означает, что любая из рассмотренных выше усилительных схем на ОУ способна усиливать сколь угодно медленно меняющиеся сигналы, т. е. схемы относятся к усилителям постоянного тока, основным недостатком которых является дрейф нуля (см. § 2.7). Если требуется усилительное устройство, не чувствительное к медленным изменениям напряжения на входе, используют усилители переменного тока.

Усилитель переменного сигнала можно рассматривать как своего рода фильтр, позволяющий избавиться от нежелательных частотных составляющих, оказывающих вредное влияние на усиливаемый сигнал. Для избавления от медленных изменений, спектр которых находится в области низких частот, нужно, чтобы вблизи нулевой частоты коэффициент усиления усилителя был близок к нулю. Реализация этого условия достигается с помощью разделительных или блокировочных конденсаторов, которые включают между усилительными каскадами, между источниками сигнала и усилителем или между отдельными усилителями. Так как сопротивление конденсаторов в области очень низких частот резко возрастает, то и напряжение медленно меняющихся сигналов во все большей мере будет падать на их сопротивление, при этом на вход последующего каскада будет приходиться все меньшая доля напряжения таких сигналов. В свою очередь, на частотах усиливаемого сигнала сопротивление таких конденсаторов пренебрежимо мало; практически весь сигнал поступает на вход усилительного каскада — усилитель эффективно усиливает переменный сигнал и «блокирует» усиление квазипостоянного сигнала.

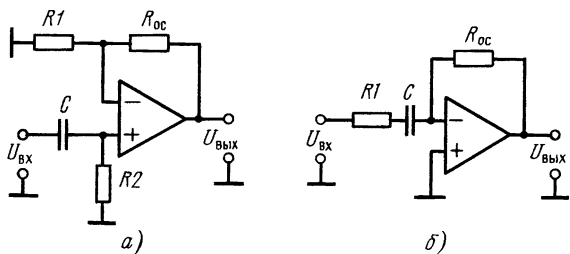


Рис. 2.19. Неинвертирующий (а) и инвертирующий (б) усилители переменного тока

На рис. 2.19, а показан усилитель переменного сигнала, построенный на основе инвертирующего усилителя постоянного тока. Показанный на схеме конденсатор C блокирует сигналы постоянного тока, пропуская лишь сигналы переменного. Как будет показано в дальнейшем, данная схема по-разному усиливает различные гармонические составляющие переменного сигнала. Чем ниже его частота, тем выше сопротивление конденсатора C , что приводит к падению коэффициента усиления усилителя. Вывод очевиден: на низких частотах в таком усилителе коэффициент усиления будет падать, т. е. будет наблюдаться «завал» его частотной характеристики $K(f)$.

Усилитель переменного сигнала можно создать и на базе неинвертирующего усилителя (рис. 2.19, б). В этой схеме также имеется конденсатор C , который блокирует квазипостоянные сигналы, пропуская сигналы переменные. Если бы схема была построена на идеальных элементах, то не было бы никакой необходимости включать в нее резистор $R1$. В действительности в любом реальном ОУ имеются очень небольшие входные токи (подробнее о них будет говориться в § 2.8), которые могут зарядить конденсатор C . Так как ОУ воспринимает постоянное напряжение на конденсаторе как еще один входной сигнал, то в случае, если напряжение на нем превысит 1 мВ, ОУ перейдет в режим насыщения и усилитель перестанет реагировать на входной сигнал. Резистор $R1$ служит для прохождения входного тока ОУ и разряда конденсатора C . К сожалению, все это приводит к снижению входного сопротивления усилителя, величина которого оказывается равной $R1$. Для того чтобы по возможности избежать отрицательных последствий такого снижения величины входного сопротивления, $R1$ стремятся выбрать как можно большим.

Избирательные усилители. Усилители переменных сигналов, рассмотренные выше, обеспечивают усиление напряжения в сравнительно широкой полосе частот. Вместе с тем на практике часто требуется усиливать сигналы, занимающие сравнительно узкую полосу частот. Такое усиление осуществляется с помощью избирательных усилителей.

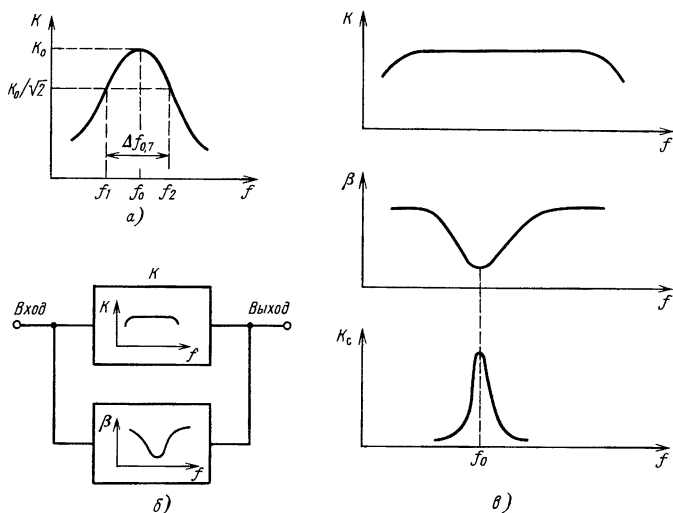


Рис. 2.20. Структурная схема избирательных усилителей (б) и их характеристики (а, в)

В числе основных показателей работы избирательных усилителей: максимальный коэффициент усиления K_0 , средняя частота усиливаемого сигнала f_0 , полоса пропускания усилителя $\Delta f_{0.7}$ и избирательность. Все эти характеристики определяются частотной характеристикой усилителя $K(f)$ (рис. 2.20, а).

В усилительных устройствах на базе ОУ широкое применение находят избирательные усилители с частотно-зависимой обратной связью (рис. 2.20, б). Работа такого усилителя основана на том, что при изменении частоты входного сигнала изменяется коэффициент передачи цепи обратной связи (ОС), а с ним и коэффициент усиления всего усилителя, охваченного обратной связью.

Если в усилителе с коэффициентом усиления без ОС K_0 используется отрицательная ОС, у которой на частоте f_0 (рис. 2.20, в) коэффициент передачи цепи ОС близок к нулю, то при $f=f_0$ коэффициент усиления $K_{0.c}$ оказывается примерно равным K_0 . Для остальных частот $K_{0.c}$ сильно уменьшается, за счет чего на частотной характеристике усилителя с ОС появляется резко выраженный максимум на частоте f_0 .

Отдельные варианты схемных решений избирательных усилителей на ОУ показаны на рис. 2.21. В схеме рис. 2.21, а используется параллельный резонансный контур. На резонансной частоте его сопротивление максимально, а значит, коэффициент передачи цепи ОС β минимален. В результате коэффициент усиления усилителя достигает своего максимального значения, которое оказывается равным $R_{0.c}/R_1$, где $R_{0.c}$ — резонансное сопротивление контура, включенного в цепь ОС. При отклонении

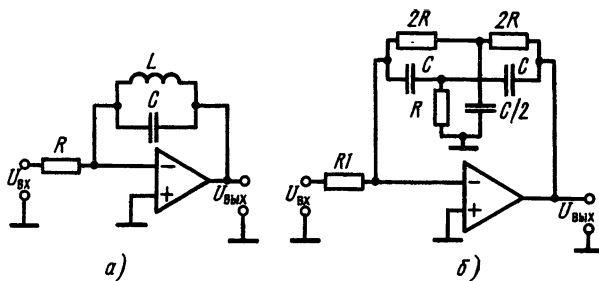


Рис. 2.21. Принципиальные схемы избирательных усилителей на ОУ:
 а — с параллельным резонансным контуром, б — с двойным Т-образным мостом

частоты усиливаемого сигнала от резонансной частоты контура сопротивление последнего начинает уменьшаться, что приводит к уменьшению $R_{o.c}$ и, следовательно, к снижению коэффициента усиления усилителя. В результате его частотная характеристика приобретает вид, показанный на рис. 2.20, а, где $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$,

$$\Delta f_{0,7} = f_0 \sqrt{\frac{L}{C} \frac{1}{R_{o.c}}}.$$

Существенным конструктивным недостатком рассмотренного избирательного усилителя является наличие катушки индуктивности L , размеры которой даже для радиочастот оказываются слишком большими. Поэтому в схемах избирательных усилителей на ОУ в цепь обратной связи включают различные RC -цепи. Такие усилители называют *активными фильтрами*. Один из вариантов схемы такого активного фильтра приведен на рис. 2.21, б. В схеме использован двойной Т-образный мост, коэффициент передачи которого минимален на частоте $f_0 = 1/2RC$. Следовательно, частотная характеристика рассматриваемого активного фильтра будет иметь тот же вид, что и схемы с LC -контуром в цепи ОС. Используя в схеме двойного Т-образного моста миниатюрные резисторы и конденсаторы, можно создавать весьма малогабаритные избирательные усилители.

Интегратор. Если в цепь ОС операционного усилителя между выходом и входом подключить конденсатор, то получим схему интегрирующего усилителя или интегратора (рис. 2.22).

По-прежнему будем рассматривать ОУ как идеальный. А это означает, что потенциалы его инверсного и прямого входов одинаковы, входные же токи равны нулю. В этом случае, как и для инвертирующего усилителя, получаем

$$u_{вх} = Ri; \quad u_{вых} = u_C.$$

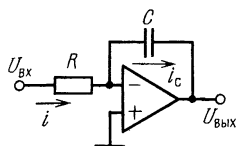


Рис. 2.22. Интегратор на ОУ

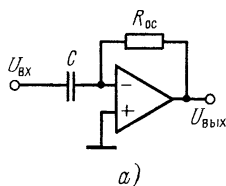
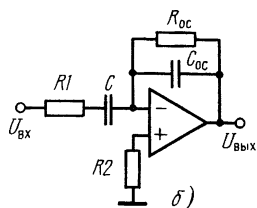


Рис. 2.23. Простейшая (а) и усовершенствованная (б) схемы дифференциатора



Так как ток через конденсатор и напряжение на нем связаны известным соотношением

$$u_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i dt,$$

то в интеграторе имеем

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_{\text{ВХ}} dt, \quad (2.33)$$

где знак «минус» отражает лишь свойство рассматриваемой схемы поворачивать фазу выходного напряжения на 180° по сравнению с входным.

Основные трудности в работе такой схемы связаны с медленными изменениями уровня постоянного напряжения на входе интегратора и токами утечки конденсатора. Обе они приводят к ошибкам в интегрировании, которые оказываются особенно значительными в случае больших интервалов интегрирования, когда $t_2 - t_1$ измеряется секундами. Поэтому в схеме интегратора необходимо использовать высококачественные компоненты, в частности, нельзя применять электролитические конденсаторы, которым присуща большая утечка заряда. В схемах перед интегратором и после него нужно иметь высококачественные ОУ, обращая особое внимание на неизменность их постоянного выходного напряжения и на величину входного сопротивления.

Дифференциатор. Если в схеме интегратора поменять местами резистор и конденсатор, получим схему простейшего дифференциатора (рис. 2.23, а).

Работа дифференциатора анализируется так же, как интегратора. Только теперь уже

$$u_{\text{ВХ}} = u_C; \quad u_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{о.с}} i.$$

Поэтому с учетом того, что в конденсаторе

$$i = C(du_{\text{вых}}/dt),$$

получим

$$u_{\text{вых}} = -R_{\text{о.с}} C(du_{\text{вх}}/dt). \quad (2.34)$$

Так как с уменьшением частоты сопротивление конденсатора C увеличивается, коэффициент усиления ОУ оказывается неодинаковым на разных частотах: на высоких он много больше, чем на низких. Это приводит к тому, что схема простейшего дифференциатора становится весьма восприимчивой к случайным высокочастотным помехам. Более того, она часто оказывается неустойчивой. Для устранения этого недостатка схему усложняют, вводя в нее последовательно с конденсатором низкоомный резистор (с сопротивлением порядка нескольких десятков ом), что снижает коэффициент усиления ОУ. Кроме этого добавляют конденсатор $C_{\text{ос}}$, который играет ту же роль, что и R_1 , выравнивая частотную характеристику ОУ за счет избирательности по частоте ОС (рис. 2.23, б).

Операционные усилители используют не только для усиления или выполнения разнообразных математических операций (суммирования, дифференцирования, интегрирования и др.), но и в качестве элементов автогенераторов, импульсных и измерительных устройств, источников питания и т. д. Рассмотрим только два примера такого использования ОУ: схему компаратора и вольтметров постоянного и переменного напряжений.

Компаратор. Компаратором называют устройство, предназначенное для сравнения входного напряжения с напряжением заданным, опорным.

При рассмотрении типовых характеристик современных ОУ было установлено, что, если в ОУ без обратной связи входные напряжения отличаются более чем на 1 мВ, выходное напряжение достигает насыщения и оказывается равным $+E$ при $U_+ > U_-$ и $-E$ при $U_+ < U_-$. Это ненужное при усилении входных напряжений свойство ОУ оказывается полезным при сравнении напряжений (при построении компараторов). Если использовать ОУ без обратной связи (рис. 2.24, а), заземлить его инверсный вход, а на прямой вход подать, например, гармоническое напряжение (рис. 2.24, б), то при прохождении последнего через нуль напряжение на выходе ОУ будет скачком изменяться от $-E$ до $+E$ и наоборот. Переход $U_{\text{вых}}$ из одного состояния в другое показывает, когда и в каком направлении $U_{\text{вх}}$ пересекает опорный уровень напряжения.

Если на инверсный вход ОУ подать не нулевое, а другое фиксированное постоянное напряжение, то изменится уровень опорного напряжения и на выходе ОУ скачок будет происходить при другом значении входного напряжения на прямом входе. Опорное напряжение можно подавать и на прямой вход. При

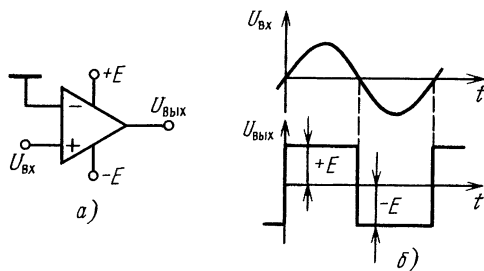


Рис. 2.24. Компаратор (а) и временные диаграммы его работы (б)

этом работа компаратора принципиально не изменяется, меняется только полярность выходного напряжения.

Вольтметры на ОУ. Схема весьма эффективного вольтметра постоянного тока показана на рис. 2.25, а. Здесь измеряемое постоянное напряжение подается на прямой вход ОУ. Внешне схема не отличается от схемы неинвертирующего усилителя (рис. 2.15, а). Различие состоит в миллиамперметре, включенном в цепь ОС. Ток через миллиамперметр, как и в случае схемы неинвертирующего усилителя, определяется напряжением на прямом входе и сопротивлением $R1$:

$$I = U_x / R_1. \quad (2.35)$$

Проградуировав измерительный прибор в вольтах, получим возможность измерить напряжение, действующее на входе.

Основное достоинство этой схемы заключается в том, что сопротивление между точками подключения измеряемого напряжения U_x очень велико, так как входной ток ОУ практически равен нулю. Благодаря этому вольтметр не оказывает никакого влияния на режим работы цепи, в котором производится измерение напряжения. Для изменения пределов измеряемого напряжения нужно всего лишь изменить величину сопротивления резистора $R1$. Введя в схему переключатель, изменяющий сопротивления $R1$, получим схему многопредельного вольтметра.

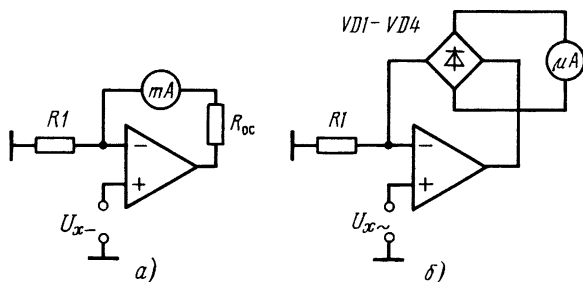


Рис. 2.25. Вольтметры постоянного (а) и переменного (б) тока

Несколько усложнив измерительную часть вольтметра (рис. 2.25, б), получим схему вольтметра переменного напряжения. В этой схеме диоды $VD1—VD4$ образуют мостовой выпрямитель (см. § 3.2), в одну из диагоналей которого включен милли- или микроамперметр постоянного тока. Такой прибор реагирует на среднее значение выпрямленного тока. При измерении гармонического напряжения U_x ток через измерительный прибор будет

$$I_{\text{изм}} = 0,9 U_x / R_1, \quad (2.36)$$

где U_x — действующее значение измеряемого напряжения.

Пример 2.4. В вольтметре переменного напряжения (рис. 2.24, б) используется микроамперметр постоянного тока со шкалой 100 мкА. Определить сопротивление R_1 , при котором стрелка микроамперметра отклоняется на полную шкалу при действующем значении входного гармонического напряжения 1 В.

Решение. Согласно (2.36) $R_1 = 0,9 \cdot 1 / (100 \cdot 10^{-6}) = 9 \cdot 10^3 = 9 \text{ кОм}$.

2.4. МАЛОМОЩНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

В предыдущем параграфе были рассмотрены некоторые вопросы построения усилительных устройств на базе обобщенного представления об ОУ. Сам ОУ был представлен в виде некоего идеального усилителя — своеобразного «черного ящика» с огромным коэффициентом усиления по напряжению, бесконечно большим входным и нулевым выходным сопротивлениями. Однако на практике таких общих представлений зачастую оказывается недостаточно, и необходим учет отличия реальных ОУ от идеальных. В свою очередь, это означает необходимость знания реальных принципиальных схем операционных усилителей. Но, как уже отмечалось, схемы современных ОУ достаточно сложны. Для того чтобы в них разобраться, нужно прежде ознакомиться с принципиальными схемами простейших усилительных каскадов.

Любой усилительный каскад в общем случае может быть представлен как четырехполюсник — цепь с двумя входными и двумя выходными зажимами (полюсами), в котором содержится усилительный (активный) элемент (транзистор). Так как транзистор имеет только три вывода, один из них обязательно окажется общим для входа и выхода. Общим может быть любой из выводов транзистора (эмиттер, база или коллектор для биполярного транзистора; исток, затвор или сток для полевого транзистора). Число возможных способов включения каждого типа транзисторов равно шести. Однако только три способа включения позволяют получить эффект усиления. В связи с этим в усилительных каскадах используют следующие схемы включения транзисторов: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) и с общим коллектором (ОК) для биполярного

транзистора; с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) и с общим стоком (ОС) для полевого транзистора.

Сравнение свойств усилительных каскадов при различных способах включения транзистора проводят, сопоставляя их коэффициенты усиления (K_U , K_I , K_P), входные и выходные сопротивления.

Усилительный каскад на биполярном транзисторе. При использовании биполярного транзистора наибольшее распространение получил усилительный каскад с общим эмиттером. Этот каскад имеет достаточно большие коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности (K_I , K_U порядка сотен, K_P порядка тысяч единиц), входное и выходное сопротивления средней величины по сравнению с $R_{вх}$ и $R_{вых}$ схем с ОБ и ОК. У маломощных транзисторов $R_{вх}$ в схеме с ОЭ составляет сотни ом, а $R_{вых}$ — десятки килоом.

Схема простейшего усилительного каскада с общим эмиттером на биполярном $n-p-n$ транзисторе показана на рис. 2.26, а. В этой схеме входной сигнал подается между базой и эмиттером, а выходной снимается между эмиттером и коллектором. Постоянные напряжения (за счет выбора величин E_B и E_K) подбирают таким образом, чтобы транзистор работал в активном режиме, т. е. на эмиттерном переходе было прямое напряжение, а на коллекторном — обратное.

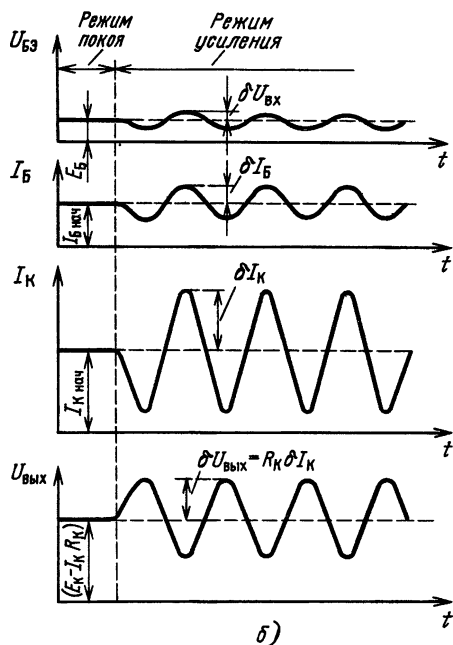
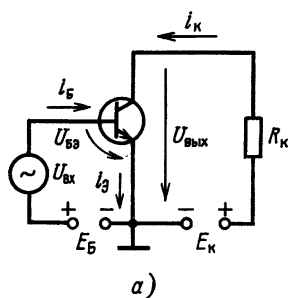


Рис. 2.26. Усилительный каскад на биполярном транзисторе (а) и временные диаграммы его работы (б)

При отсутствии входного сигнала (в режиме покоя) во всех цепях каскада имеются только постоянные токи $I_{Энач}$, $I_{Бнач}$, $I_{Кнач}$, значения которых определяются типом используемого в каскаде транзистора, напряжениями E_B , E_K и сопротивлением резистора R_K (рис. 2.26, б). Появление входного сигнала изменяет напряжение на эмиттерном переходе, вызывая изменения инжекции электронов из эмиттера в базу, что приводит к появлению переменной составляющей тока базы, а это, в свою очередь, вызывает появление переменных составляющих тока коллектора и выходного напряжения каскада. Эти изменения тока и напряжения будут происходить около того постоянного значения, которое определяется режимом покоя. В рассматриваемом каскаде изменения коллекторного тока происходят в такт с изменениями базового тока; в связи с тем, что в транзисторе ток коллектора в $h_{21э}$ раз больше тока базы, в схеме рис. 2.26, а происходит усиление тока. Если же сопротивление резистора R_K достаточно велико, то одновременно с усилением тока будет наблюдаться и усиление напряжения: изменение выходного напряжения $\delta U_{вых} = R_K \delta I_K$ окажется больше изменения входного напряжения $\delta U_{вх}$. При этом выходное напряжение в таком каскаде оказывается противоположным по фазе входному напряжению (рис. 2.26, б).

Биполярный транзистор — «токовый прибор». Основные процессы в нем определяются входным током. Поэтому для усилительных каскадов на биполярном транзисторе первым показателем является коэффициент усиления тока. В рассматриваемом случае входным является ток базы, а выходным — ток коллектора; таким образом, для каскада с ОЭ коэффициент усиления тока $K_I = \Delta I_K / \Delta I_B$. Зная этот коэффициент, достаточно просто получить значения коэффициентов усиления напряжения и мощности. Для этого прежде всего нужно найти отношение выходного сопротивления каскада к входному $R_{вых} / R_{вх}$. Это отношение зависит от значений параметров схемы и транзистора, и, хотя условие $(R_{вых} / R_{вх}) > 1$ не означает наличия усиления, его величина непосредственно влияет на K_U и K_P : $K_U = K_I (R_{вых} / R_{вх})$, а $K_P = K_U K_I$.

Пример 2.5. В каскаде с ОЭ изменение тока базы на 100 мкА вызвало изменение тока коллектора на 5 мА. $R_{вх} = 500$ Ом, $R_{вых} = 2,5$ кОм. Найти коэффициенты усиления каскада по току, напряжению и мощности.

Решение.

1. $K_I = \Delta I_K / \Delta I_B = 5 \cdot 10^{-3} / 100 \cdot 10^{-6} = 50$.
2. $R_{вых} / R_{вх} = 2,5 \cdot 10^3 / 500 = 5$.
3. $K_U = K_I (R_{вых} / R_{вх}) = 50 \cdot 5 = 250$.
4. $K_P = K_U K_I = 1250$.

Для более подробного анализа работы каскада необходимо иметь так называемую динамическую характеристику транзистора. В предыдущей главе

рассматривались физические процессы, происходящие в биполярных транзисторах, причем предполагалось, что изменения потенциалов на любом электроде транзистора не вызывают изменений потенциалов других электродов. Такой режим работы транзисторов в электронике называют *статическим*. В усилительных каскадах во всех цепях транзисторов включены различные сопротивления и изменение потенциала любого электрода транзистора вызывает изменение потенциалов других электродов, из-за чего все токи транзистора оказываются взаимосвязанными. Такой режим работы транзистора называют *динамическим*, а зависимости между напряжениями и токами отдельных электродов транзистора — его *динамическими характеристиками*. В рассматриваемом случае наиболее интересна динамическая характеристика $I_K(I_B)$, которая учитывает величины R_K , E_B , E_K . Эту динамическую характеристику называют *сквозной динамической характеристикой* транзистора.

Экспериментальный и аналитический пути определения динамических характеристик нерациональны. В настоящее время для их построения широко используются графическим методом.

Рассмотрим построение сквозной динамической характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Как следует из рис. 2.26, а, выходное напряжение снимается между коллектором и «землей», т. е. $U_{\text{вых}} = U_{KЭ}$, и оно может быть найдено из уравнения

$$U_{KЭ} = E_K - R_K I_K. \quad (2.37)$$

Однако одного уравнения (2.37) для получения зависимости $I_K(I_B)$ оказывается недостаточно, необходимо иметь еще семейство статических ВАХ транзистора, включенного по схеме с ОЭ:

$$I_K = f(U_{KЭ}, I_B). \quad (2.38)$$

Уравнения (2.37) и (2.38) образуют систему, графическое решение которой позволяет построить искомую динамическую характеристику. Уравнение (2.37) представляет собой уравнение прямой, поэтому ее называют *нагрузочной прямой*. Точки пересечения нагрузочной прямой с кривыми семейства статических ВАХ транзистора (точки А, 1—5 на рис. 2.27) и представляют собой зависимость $I_K(I_B)$ — сквозную динамическую характеристику простейшего усилительного каскада на биполярном транзисторе, собранного по схеме с ОЭ.

Нагрузочная прямая фиксирует все возможные соотношения между напряжением на коллекторе транзистора и его токами, которые могут быть в схеме при заданных значениях E_K , E_B и R_K . Поэтому с ее помощью можно правильно выбрать положение рабочей точки — точки покоя А и обеспечить такой режим работы каскада, когда формы переменных токов коллектора и базы совпадают. Очевидно, что это будет только в том случае, если транзистор не попадает ни в режим отсечки (в режиме отсечки эмиттерный переход смещается в обратном направлении), ни в режим насыщения (в режиме насыщения коллекторный переход смещается в прямом направлении). В том и другом случае контроль выходного сигнала входным теряется, что совершенно недопустимо. Поэтому нужно избегать отсечки и насыщения даже при экстремальных значениях выходного напряжения. Кроме того, выходная мощность транзистора, его выходной ток и напряжение не должны превышать допустимых значений. Все

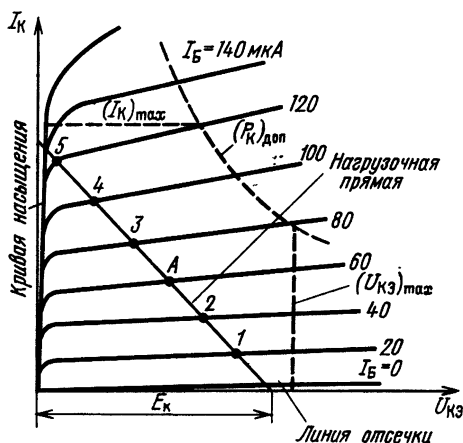


Рис. 2.27. К анализу работы усилительного каскада

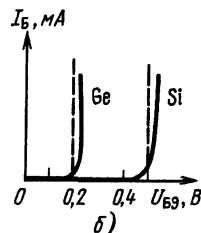
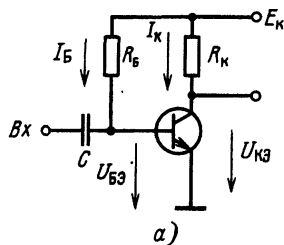


Рис. 2.28. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с фиксированным током базы (а) и входные ВАХ германиевого и кремниевого транзисторов (б)

эти требования будут выполнены, если рабочая точка на семействе выходных ВАХ транзистора (рис. 2.27) не будет выходить за пределы области, границами которой являются: линия отсечки, кривая насыщения, горизонтальная прямая, соответствующая максимально допустимому току коллектора $I_{K\max}$, параболы $P_{K\text{доп}}$, вертикальная прямая, соответствующая максимально допустимому напряжению коллектора $U_{K3\max}$.

Изложенное выше показывает, что для усилительного каскада прежде всего необходимо обеспечить нужные значения постоянных напряжений между всеми электродами транзистора, как говорят, создать *правильный режим работы каскада по постоянному току*. Хотя элементы, обеспечивающие режим по постоянному току, являются вспомогательными, их рациональный выбор важен при проектировании любого усилительного каскада. При этом нужно учитывать два обстоятельства: большой разброс параметров биполярных транзисторов и необходимость сохранения в заданных пределах постоянных напряжений между отдельными электродами транзистора при воздействии любых дестабилизирующих факторов и прежде всего температуры. Наиболее рациональный путь обеспечения требуемого режима работы каскада по постоянному току состоит в выборе таких схем соединений и таких значений вспомогательных элементов, при которых параметры каскада меньше зависят от параметров транзисторов и больше от сопротивлений резисторов и напряжений источников питания.

В приведенной схеме усилительного каскада (рис. 2.26, а) используются два источника постоянного напряжения E_B и E_K .

Это неудобно с конструктивной точки зрения. Более удобны схемы с одним источником питания. Поэтому рассмотрим вопросы создания режима работы усилительного каскада по постоянному току только для схем с одним источником питания.

Простейшая схема, называемая схемой с фиксированным током базы (рис. 2.28, *а*), содержит всего три пассивных элемента: R_k , R_b и C . С резистора R_k снимается усиленное (выходное) напряжение, резистор R_b служит для создания необходимого напряжения между базой и эмиттером (как говорят, для создания смещения на базе транзистора), а конденсатор C , который называют разделительным или блокировочным, вводят в схему для предотвращения попадания постоянного напряжения из внешних цепей на базу транзистора. В отсутствие сигнала ток базы определяется напряжением E_k и $U_{бэ}$, а также сопротивлением резистора R_b . На основании 2-го закона Кирхгофа можно записать следующее уравнение:

$$E_k = R_b I_{бнач} + U_{бэ}.$$

Из этого выражения следует, что ток базы в режиме покоя

$$I_{бнач} = (E_k - U_{бэ}) / R_b. \quad (2.39)$$

Обычно напряжение $U_{бэ}$ точно неизвестно, и для разных транзисторов оно, строго говоря, оказывается разным. Однако в связи с тем, что ток базы очень резко возрастает при увеличении напряжения $U_{бэ}$ как в германиевом, так и кремниевом транзисторах (рис. 2.28, *б*), можно принять, что для германиевых транзисторов $U_{бэ} \approx 0,2$ В, а для кремниевых — $U_{бэ} \approx 0,5$ В. Тогда при расчете тока базы в режиме покоя можно пользоваться следующими соотношениями:

$$I_{бнач} \begin{cases} (E_k - 0,2) / R_b & \text{для германиевого транзистора;} \\ (E_k - 0,5) / R_b & \text{для кремниевое транзистора.} \end{cases} \quad (2.40)$$

Если же $E_k > 10$ В, то напряжением между базой и эмиттером можно пренебречь и пользоваться еще более простым соотношением

$$I_{бнач} = E_k / R_b, \quad (2.41)$$

которое позволяет рассчитывать ток базы с ошибкой, не превышающей 5%.

Ток $I_{бнач}$ вызывает в $h_{21э}$ раз больший ток коллектора $I_{кнач}$, который создает на резисторе R_k падение напряжения

$$U_{R_kнач} = R_k I_{кнач} = R_k h_{21э} I_{бнач}.$$

Это приводит к тому, что выходное напряжение каскада, равное напряжению $U_{кэ}$, оказывается равным

$$U_{выхнач} = E_k - R_k I_{кнач}. \quad (2.42)$$

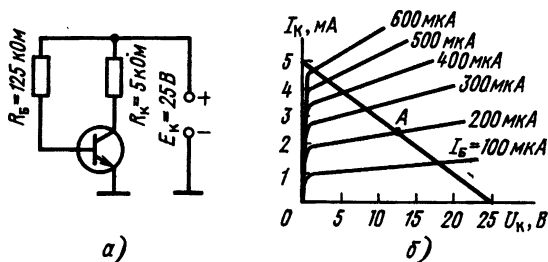


Рис. 2.29. К расчету положения рабочей точки биполярного транзистора

Пример 2.6. Даны: схема усилительного каскада и семейство выходных ВАХ используемого в нем транзистора (рис. 2.29). Построить нагрузочную прямую и найти рабочую точку транзистора.

Решение. 1. Находим точку пересечения нагрузочной прямой с осями координат:

первая точка ($I_k = 0$) $U_{кэ} = E_k = 25$ В;

вторая точка ($U_{кэ} = 0$) $I_k = E_k R_k = 25 / (5 \cdot 10^3) = 5$ мА.

2. Полагая, что $U_{бэ} = 0$, находим базовый ток смещения согласно (2.41):

$$I_{Б_{нач}} = E_k / R_B = 25 / (125 \cdot 10^3) = 200 \text{ мкА}.$$

3. Рабочая точка покоя A лежит на пересечении нагрузочной прямой и статической характеристики транзистора $I_B = 200$ мкА.

Достоинством схемы с фиксированным током базы являются ее простота и малое потребление энергии от источника питания E_k . Ее основной недостаток — отсутствие стабилизации положения рабочей точки транзистора при воздействии дестабилизирующих факторов, особенно температуры. Нестабильность положения точки покоя при изменении температуры окружающей среды заставляет вводить в усилительные каскады на биполярных транзисторах специальные схемы стабилизации. Чаще других используют коллекторную (рис. 2.30, а) и эмиттерную (рис. 2.30, б)

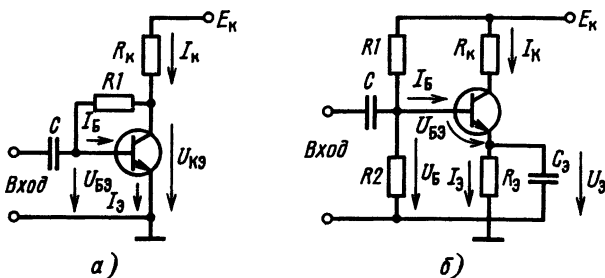


Рис. 2.30. Коллекторная (а) и эмиттерная (б) схемы стабилизации положения рабочей точки транзистора

стабилизацию. Обе они являются схемами с отрицательной ОС, которая, как уже отмечалось, стабилизирует работу электронных устройств, в частности, отрицательная обратная связь уменьшает изменения всех токов транзистора.

Пусть для определенности произошло увеличение токов транзистора ($+\Delta I_{Б-}$, $+\Delta I_{Э-}$, $+\Delta I_{К-}$). Возрастание тока коллектора в схеме на рис. 2.30, *а* приводит к увеличению падения напряжения на резисторе R_k , что уменьшает напряжение $U_{КЭ}$, а следовательно, и напряжение между базой и эмиттером $U_{БЭ}$. Уменьшение напряжения $U_{БЭ}$ приводит к «подзапиранию» эмиттерного перехода, что уменьшает ток эмиттера ($-\Delta I_{Э-}$), а с ним ток базы ($-\Delta I_{Б-}$) и ток коллектора ($-\Delta I_{К-}$), т. е. в рассматриваемой схеме стабилизируется значение выходного тока, а значит, и положение рабочей точки транзистора.

Аналогично работает схема эмиттерной стабилизации (рис. 2.30, *б*). При возрастании токов коллектора и эмиттера возрастает падение напряжения на резисторах R_3 и R_k . Это одновременно изменяет напряжение между базой и «землей», эмиттером и «землей», коллектором и «землей». Но для транзисторов важны не абсолютные, а относительные значения напряжений на электродах. Если в схеме с эмиттерной стабилизацией правильно выбраны параметры, в частности делитель $R1, R2$ достаточно низкоомный, то изменение тока базы $\Delta I_{Б-}$ мало скажется на напряжении между базой и «землей» ($\Delta U_{Б-} \approx 0$). В то же время ток $\Delta I_{Э-}$ может создать на резисторе R_3 с достаточно большим сопротивлением значительное падение напряжения $+\Delta U_{Э}$ («+» на эмиттере), которое приведет к обратному смещению эмиттерного перехода, т. е. к уменьшению тока эмиттера ($-\Delta I_{Э-}$), в результате изменения выходного тока $I_{К}$ уменьшаются. Естественно, что стабилизирующее действие схемы усиливается с увеличением сопротивления R_3 и с уменьшением сопротивлений делителя $R1, R2$.

В обеих схемах обратная связь уменьшает изменения токов транзистора. Это полезное для стабилизации постоянных составляющих токов свойство совершенно не нужно для переменных составляющих, что означало бы уменьшение коэффициента усиления сигнала. Чтобы сохранить стабилизацию режима работы транзистора по постоянному току и не ухудшить усилительные свойства по переменному току, необходимо добиться такого положения, при котором коэффициент передачи цепи ОС был бы разным для постоянного и переменного токов. В схеме коллекторной стабилизации этого сделать не удастся, что является ее недостатком по сравнению со схемой эмиттерной стабилизации. В схеме рис. 2.30, *б* этого можно добиться путем подключения параллельно резистору R_3 конденсатора C_3 достаточно большой емкости.

Рассмотренные выше методы создания режима работы каскадов по постоянному току широко применяются как в схемах,

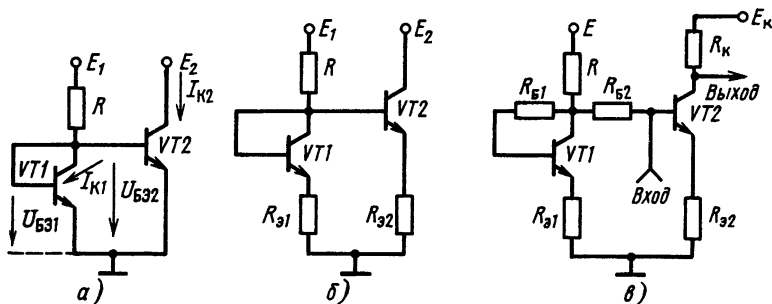


Рис. 2.31. Принципиальные схемы для создания режима по постоянному току в интегральных микросхемах

выполненных на основе дискретных элементов, так и в случае использования гибридных интегральных микросхем. В полупроводниковых ИМС применение резисторов с большим сопротивлением нежелательно (они занимают большую площадь на поверхности кристалла), получение же конденсаторов большой емкости практически невозможно. Поэтому в полупроводниковых ИМС режим работы по постоянному току обеспечивают с помощью других схемных решений, в частности с помощью параметрических методов, в которых широко используются различные транзисторные структуры.

Одной из весьма распространенных схем, используемых для создания нужного режима работы усилительных каскадов по постоянному току, является схема *источника постоянного тока* (рис. 2.31, а). Оба транзистора, показанные на схеме, создаются в едином технологическом цикле, из-за чего их характеристики оказываются очень близкими. Так как напряжения база — эмиттер у обоих транзисторов одинаковы, относительная нестабильность их коллекторных токов тоже оказывается одинаковой:

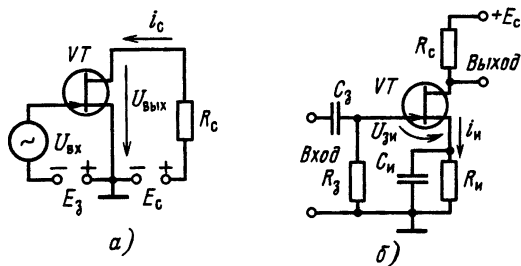
$$\Delta I_{K1}/I_{K1} = \Delta I_{K2}/I_{K2}.$$

Это приводит к тому, что ток I_{K2} «следит» за током I_{K1} , из-за чего рассматриваемую схему называют еще «*токовым зеркалом*». В связи с тем, что транзистор $VT1$ используется в диодном включении, его коллекторный ток I_{K1} можно с достаточной степенью точности поддерживать на одном уровне при помощи напряжения E_1 и резистора R , а следовательно, стабилизировать и ток I_{K2} .

Источник тока непосредственно используется для стабилизации тока эмиттера усилительных каскадов, в частности он широко применяется в дифференциальных каскадах (см. § 2.8). При этом часто требуется, чтобы он имел еще и большое внутреннее сопротивление. Увеличение внутреннего сопротивления источника тока достигается за счет введения в схему резисторов R_g ,

Рис. 2.32. Усилительный каскад на полевом транзисторе с общим истоком:

а — простейшая схема, *б* — схема с автоматическим смещением



с помощью которых создается отрицательная ОС по току (рис. 2.31, *б*).

В схемах, показанных на рис. 2.31, *а* и *б*, вход транзистора *VT2* по переменному току закорочен транзистором *VT1*, находящимся в диодном включении. Поэтому обе схемы непригодны для использования транзистора *VT2* в качестве усилительного элемента. Этот недостаток устраняют введением в схему токового зеркала резисторов $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ (рис. 2.31, *в*). Если сопротивления этих резисторов подобраны так, что $U_{БЭ1} \approx U_{БЭ2}$, работа последней схемы по постоянному току не будет отличаться от предыдущих, а режим транзистора *VT2* по постоянному току будет задаваться и стабилизироваться транзистором *VT1*.

Усилительный каскад на полевом транзисторе. При использовании полевого (униполярного) транзистора наибольшее распространение получил усилительный каскад с общим истоком, который характеризуется очень большим входным сопротивлением, сравнительно малым выходным сопротивлением и достаточными коэффициентами усиления напряжения, тока и мощности.

Схема простейшего усилительного каскада с общим истоком на полевом транзисторе с *p-n* переходом представлена на рис. 2.32, *а*. В этой схеме входной сигнал подается между затвором и истоком, а выходной снимается между истоком и стоком. Если основным полупроводниковым материалом в полевом транзисторе служит полупроводник *n*-типа, источники постоянного напряжения E_z и E_c должны быть подключены так, чтобы на стоке был положительный, а на затворе отрицательный потенциал относительно истока.

При отсутствии входного сигнала (в режиме покоя) совершенно так же как и в случае биполярного транзистора, во всех цепях каскада будут наблюдаться только постоянные токи и напряжения, значения которых определяются типом используемого транзистора, напряжениями E_z , E_c и сопротивлением резистора R_c . Появление входного сигнала изменяет напряжение между затвором и истоком, что изменяет ширину канала транзистора, а это, в свою очередь, изменяет ток стока транзистора и падение напряжения на резисторе R_c . Таким

образом, переменное напряжение на входе каскада приводит к появлению переменных составляющих тока стока и напряжения на выходе. Эти изменения будут происходить около того постоянного значения, которое определяется режимом покоя. При правильно подобранных параметрах рассматриваемого каскада небольшое изменение напряжения на затворе (на входе) приводит к значительно большему изменению напряжения на резисторе (на выходе), т. е. в таком каскаде происходит усиление входного сигнала по напряжению:

$$U_{\text{вых}} = E_c - R_c I_c. \quad (2.43)$$

Стоит обратить внимание, что и в данном случае напряжение на выходе изменяется в направлении, противоположном изменению фазы входного сигнала.

В полевом транзисторе основные процессы определяются входным напряжением, поэтому для этого усилительного каскада прежде всего интересуются коэффициентом усиления по напряжению и сквозной динамической характеристикой $I_c = f(U_{\text{зи}})$, которая учитывает величины R_c , E_3 и E_c . Имея сквозную динамическую характеристику полевого транзистора, на основании тех же рассуждений, что и для биполярного транзистора, проводят выбор рабочей точки полевого транзистора, которая должна располагаться на семействе выходных характеристик транзистора так, чтобы формы токов стока и напряжения на затворе совпадали, а режим транзистора не выходил за предельно допустимые нормы.

В усилительном каскаде на полевом транзисторе так же, как и для каскада на биполярном транзисторе, необходимо создать нужный режим работы по постоянному току. Схема рис. 2.32, *a* содержит два источника постоянного тока, что неудобно с конструктивной точки зрения. Поэтому в усилительном каскаде на полевом транзисторе используют схемы с одним источником постоянного напряжения. Наиболее распространенной является схема с автоматическим смещением (рис. 2.32, *б*). В этой схеме через резистор R_i постоянный ток не проходит, поэтому потенциал затвора по постоянному току оказывается равным нулю (потенциалу «земли»). Потенциал истока $U_{\text{и}} = R_{\text{и}} I_{\text{и}}$, а значит, и напряжение между затвором и истоком оказывается отрицательным и равным

$$U_{\text{зи}} \approx U_3 - U_{\text{и}} = -R_{\text{и}} I_{\text{и}}. \quad (2.44)$$

Изменяя сопротивление резистора $R_{\text{и}}$, мы изменяем постоянное напряжение между затвором и истоком и одновременно («автоматически») изменяем ток транзистора $I_{\text{и}} = I_c$. Для того чтобы резистор $R_{\text{и}}$ определял только постоянное напряжение между истоком и затвором и не влиял на переменные составляющие того же напряжения, его шунтируют конденсатором $C_{\text{и}}$ достаточно большой емкости.

2.5. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАЛОМОЩНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Усилитель на биполярном транзисторе. Принципиальная схема маломощного усилительного каскада на биполярном транзисторе, нагруженного на сопротивление R_n , показана на рис. 2.33, а. К элементам, предназначенным для создания режима по постоянному току, относятся: делитель R_1, R_2 , определяющий смещение на базе транзистора, и цепочка $R_3 C_3$, стабилизирующая положение рабочей точки транзистора.

Анализ каскада проведем по методике, изложенной в § 2.1. Кроме предположения о малости сигнала учтем следующие обстоятельства:

емкость конденсатора C_3 обычно выбирают настолько большой, что ее сопротивлением для переменного тока можно пренебречь и считать, что переменное напряжение на эмиттере транзистора равно нулю;

внутреннее сопротивление источника питания $Z_{ип}$ столь мало, что переменное напряжение точки E_k также равно нулю;

учтем также паразитные элементы, которыми в данном случае являются: входная и выходная емкости транзистора ($C_{вх}$, $C_{вых}$) и емкость монтажа C_m — суммарная емкость всех элементов каскада по отношению к «земле».

Тогда эквивалентная схема анализируемого каскада принимает вид, показанный на рис. 2.33, б. Она может быть значительно упрощена, так как в реальных каскадах обычно соблюдаются следующие соотношения: $r_{вых} \gg R_n$, $1/\omega C_{вх} \gg r_{вх}$ и $(R_1 \parallel R_2) \gg r_{вх}$. Это позволяет пренебречь сопротивлениями $r_{вых}$, R_1 , R_2 и емкостью $C_{вх}$. Наконец, объединив соединенные параллельно емкости $C_{вых}$ и C_m в одну $C = C_{вых} + C_m$, получим окончательно эквивалентную схему усилительного каскада на биполярном транзисторе (рис. 2.33, в).

Как следует из последней схемы, выходной ток $I_{вых}$, проходящий через сопротивление R_n , зависит от частоты, а элемен-

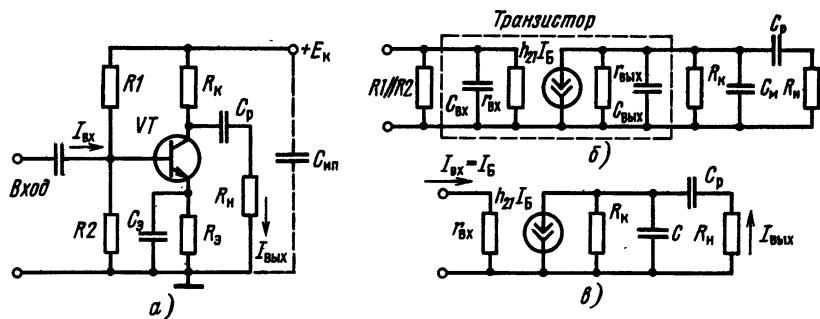


Рис. 2.33. Принципиальная (а), полная (б) и упрощенная (в) эквивалентные схемы усилительного RC-каскада на биполярном транзисторе

тами схемы, сопротивление которых меняется с частотой, будут емкости C и C_p . При изменении частоты входного сигнала сопротивление этих емкостей меняется одинаково, но они включены в схему по-разному, поэтому их влияние на работу каскада оказывается неодинаковым.

Емкость C включена параллельно сопротивлению R_k , поэтому она влияет на работу каскада в том случае, когда ее сопротивление соизмеримо с R_k или меньше его. Такое положение имеет место при увеличении частоты входного сигнала, т. е. емкость C влияет на работу усилительного каскада в области высших частот.

Емкость C_p включена последовательно с сопротивлением R_n . Она будет влиять на ток $I_{\text{вых}}$ в том случае, когда ее сопротивление соизмеримо с R_n или больше его. Такое положение имеет место при уменьшении частоты входного сигнала, т. е. емкость C_p влияет на работу усилительного каскада в области низших частот.

Но для усилительного каскада рабочей является область частот, где выходной ток не зависит от частоты входного сигнала. Следовательно, элементы схемы усилительного каскада должны быть подобраны так, чтобы между областью высших и низших частот существовала область средних частот, в которой сопротивление емкости C было бы достаточно велико по сравнению с R_k , а сопротивление емкости C_p достаточно мало по сравнению с R_n . Такая область частот будет в анализируемом каскаде, если емкость разделительного конденсатора C_p выбрана достаточно большой, а паразитные емкости каскада (C) уменьшены до минимально возможной величины.

Наличие областей средних, высших и низших частот, в которых коэффициент усиления каскада зависит от разных элементов его схемы, позволяет проводить анализ работы усилительного каскада отдельно для каждой из этих областей частот.

В области средних частот можно пренебречь влиянием обеих емкостей. Тогда эквивалентная схема каскада значительно упростится (рис. 2.34, а). Из этой эквивалентной схемы находим, что входное напряжение

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} r_{\text{вх}},$$

выходной ток

$$I_{\text{вых}} = h_{21} \beta I_{\text{Б}} R_k / (R_k + R_n),$$

а выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = h_{21} \beta I_{\text{Б}} (R_k \parallel R_n).$$

Отсюда коэффициент усиления тока рассматриваемого каскада в области средних частот

$$(K_I)_0 = I_{\text{вых}} / I_{\text{Б}} = h_{21} \beta R_k / (R_k + R_n), \quad (2.45)$$

а коэффициент усиления напряжения этого же каскада в области средних частот

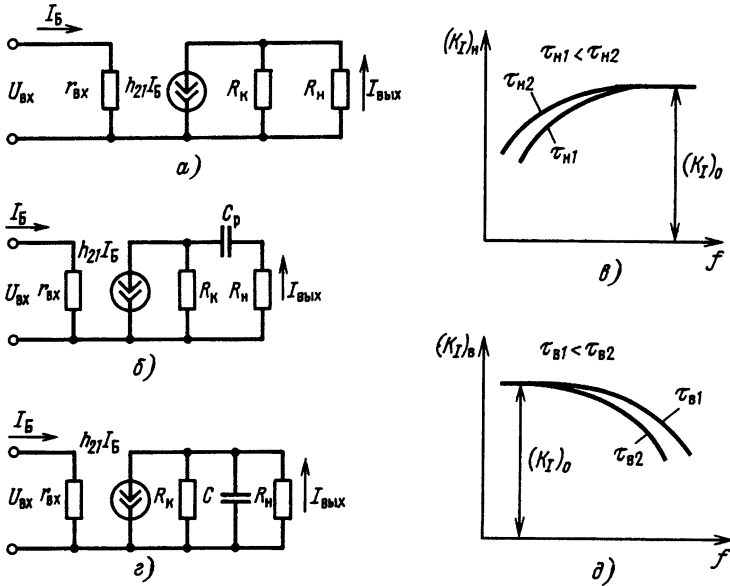


Рис. 2.34. Эквивалентные схемы (а—г) и частотные характеристики усилительного RC-каскада на биполярном транзисторе в области низших (в) и высших (б) частот

$$(K_U)_0 = h_{213} (R_k \parallel R_n) / r_{вх}. \quad (2.46)$$

Пример 2.7. Найти коэффициенты усиления тока и напряжения на средних частотах для усилительного каскада на биполярном транзисторе (см. рис. 2.33, а), если $R_k = 5,6$ кОм, $R_n = 2,4$ кОм, а параметры транзистора таковы: $h_{213} = 50$, $r_{вх} = 500$ Ом.

Решение. 1. Используя (2.45), получаем $(K_I)_0 = 50 \cdot 5,6 / (5,6 + 2,4) = 35$.

2. Используя (2.46), получаем $(K_U)_0 = 50 (1,66 \cdot 10^3) / 500 = 166$.

В области низших частот, как и в области средних, можно пренебречь сопротивлением емкости C . Влиянием емкости C_p в области низших частот пренебрегать нельзя и ее следует сохранить на эквивалентной схеме (рис. 2.34, б). Из этой схемы находим

$$I_{ввых} = h_{213} I_B \frac{R_k}{R_k + R_n + 1/j\omega C_p} = h_{213} I_B \frac{R_k}{R_k + R_n} \frac{1}{1 + 1/[j\omega C_p (R_k + R_n)]},$$

откуда

$$\underline{K}_{I_n} = \frac{i_{ввых}}{i_B} = \frac{K_{I_0}}{1 + 1/[j\omega C_p (R_k + R_n)]}$$

или

$$\underline{K}_{I_n} = \frac{K_{I_0}}{1 + 1/j\omega \tau_n}, \quad (2.47)$$

где

$$\tau_n = (R_k + R_n) C_p \quad (2.48)$$

— *постоянная времени переходной цепи* усилительного каскада.

В отличие от средних частот на низших частотах не только происходит усиление сигнала, но и появляется дополнительный фазовый сдвиг выходного тока относительно входного. Поэтому (2.47) разбивается на две части:

$$K_{I_n} = K_{I_0} / \sqrt{1 + (\omega \tau_n)^2}, \quad (2.49)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_n = 1 / \omega \tau_n. \quad (2.50)$$

В соответствии с (2.49) частотная характеристика усилительного каскада в области низших частот имеет вид, показанный на рис. 2.34, в, а ее поведение определяется постоянной времени переходной цепи усилительного каскада τ_n : чем больше τ_n , тем более равномерной оказывается частотная характеристика.

В области высших частот, как и в области средних, можно пренебречь влиянием емкости C_p , но нельзя пренебрегать влиянием емкости C и ее следует сохранить на эквивалентной схеме (рис. 2.34, з). Из этой схемы находим

$$i_{\text{вых}} = h_{21} \varepsilon i_B \frac{R_k / (1 + j \omega C R_k)}{R_n + R_k / (1 + j \omega C R_k)} = h_{21} \varepsilon i_B \frac{R_k}{R_k + R_n} \frac{1}{1 + j \omega C R_k R_n / (R_k + R_n)},$$

откуда

$$K_{I_b} = \frac{i_{\text{вых}}}{i_B} = \frac{K_{I_0}}{1 + j \omega C (R_k \parallel R_n)}$$

или

$$K_{I_b} = K_{I_0} / (1 + j \omega \tau_b), \quad (2.51)$$

где

$$\tau_b = (R_k \parallel R_n) C = C R_k R_n / (R_k + R_n) \quad (2.52)$$

— *постоянная времени нагрузочной цепи* усилительного каскада.

Так же, как и в области низших частот, на высших частотах не только происходит усиление сигнала, но и появляется дополнительный фазовый сдвиг выходного тока относительно входного, т. е. выражение (2.51) разбивается на два:

$$K_{I_b} = K_{I_0} / \sqrt{1 + (\omega \tau_b)^2}, \quad (2.53)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_b = - \omega \tau_b. \quad (2.54)$$

В соответствии с (2.53) частотная характеристика усилительного каскада в области высших частот имеет вид, показанный на рис. 2.34, д, а ее поведение определяется постоянной времени нагрузочной цепи усилительного каскада τ_b : чем меньше τ_b , тем более равномерной оказывается частотная характеристика.

Построим общую АЧХ анализируемого каскада (в области средних, низших и высших частот). Очевидно, она будет иметь максимум на средних частотах и «завалы» в области низших и высших частот. Если по оси ординат отложить не абсолютные, а относительные значения коэффициента усиления, то частотная характеристика усилительного каскада примет вид, показанный на рис. 2.35, где ω_n и ω_b — граничные частоты.

Найдем связь между ω_n , ω_b и параметрами усилительного каскада. В соответствии с (2.49) и (2.53) для АЧХ на рис. 2.35 получим следующие выражения:

в области низших частот

$$\frac{K_{I_n}}{K_{I_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(\omega\tau_n)^2}}; \quad (2.55)$$

в области высших частот

$$\frac{K_{I_b}}{K_{I_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_b)^2}}. \quad (2.56)$$

Для частот ω_n и ω_b (2.55) и (2.56) заменяются такими равенствами:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(\omega_n\tau_n)^2}},$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_b\tau_b)^2}},$$

откуда следует, что

$$1/(\omega_n\tau_n)^2 = 1; \quad \omega_n = 1/\tau_n; \quad (2.57)$$

$$(\omega_b\tau_b)^2 = 1; \quad \omega_b = 1/\tau_b; \quad (2.58)$$

т. е. границы полосы пропускания усилительного каскада определяются постоянными времени нагрузочной и переходной цепей этого каскада и для расширения его полосы пропускания нужно увеличить τ_n и уменьшить τ_b .

Для уточнения вида АЧХ и ФЧХ усилительного каскада как в области низших, так и высших частот подставим в (2.55) и (2.56) выражения для τ_n и τ_b из (2.57) и (2.58). После этого получим

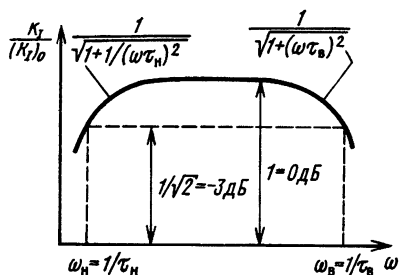


Рис. 2.35. Частотная характеристика усилительного RC-каскада

$$\frac{K_{I_n}}{K_{I_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_n/\omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_n/f)^2}}, \quad (2.59)$$

$$\frac{K_{I_b}}{K_{I_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_b)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_b)^2}}, \quad (2.60)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_n = f_n/f, \quad (2.61)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_b = -f/f_b. \quad (2.62)$$

Выражения (2.59)—(2.62) имеют важное значение. Они показывают, что любые усилительные каскады с одинаковой постоянной времени переходной цепи имеют совершенно одинаковую частотную характеристику в области низших частот, а усилительные каскады с одинаковой постоянной времени нагрузочной цепи — совершенно одинаковую частотную характеристику в области высших частот, т. е. кривая изменения модуля коэффициента усиления и фазового сдвига между входным и выходным токами одинакова для всех усилительных каскадов с одинаковыми τ_n и τ_b .

Усилитель на полевом транзисторе. Принципиальная схема маломощного усилительного каскада на полевом транзисторе, нагруженного на сопротивление R_n , показана на рис. 2.36, а. Пассивными элементами, определяющими его режим по постоянному току, являются резисторы R_3 и R_n и конденсатор C_n , а паразитными параметрами — емкости $C_{вх}$ и $C_{вых}$ транзистора и та же емкость C_m .

Анализ работы каскада на полевом транзисторе проводят тем же способом, что и для биполярного транзистора. Сначала находят эквивалентную схему полевого транзистора. Если снова исходить из активного четырехполюсника, эквивалентная схема полевого транзистора представляется двумя элементами: генератором тока SU_1 и сопротивлением R_i (штриховая линия на рис. 2.36, б), где S — крутизна характеристики полевого транзистора, а R_i — его внутреннее сопротивление. Затем строят эквивалентную схему каскада, после чего отдельно для средних, нижних и высших частот определяют коэффициент его усиления. При построении эквивалентной схемы каскада предполагают, что емкость конденсатора C_n и внутреннее сопротивление источника питания малы; это позволяет считать потенциалы точек E_c и истока по переменному току равными нулю.

Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе показана на рис. 2.36, б, а эквивалентные схемы для средних, низших и высших частот — на рис. 2.36, в, г, д.

В области средних частот напряжение на нагрузке (рис. 2.36, в)

$$U_{вых} = -SU_3(R_c R_n)/(R_c + R_n) = -SU_3(R_c \parallel R_n),$$

откуда коэффициент усиления напряжения анализируемого каскада

$$K_{U_0} = U_{вых}/U_3 = -S(R_c \parallel R_n) = -SR_{эк}. \quad (2.63)$$

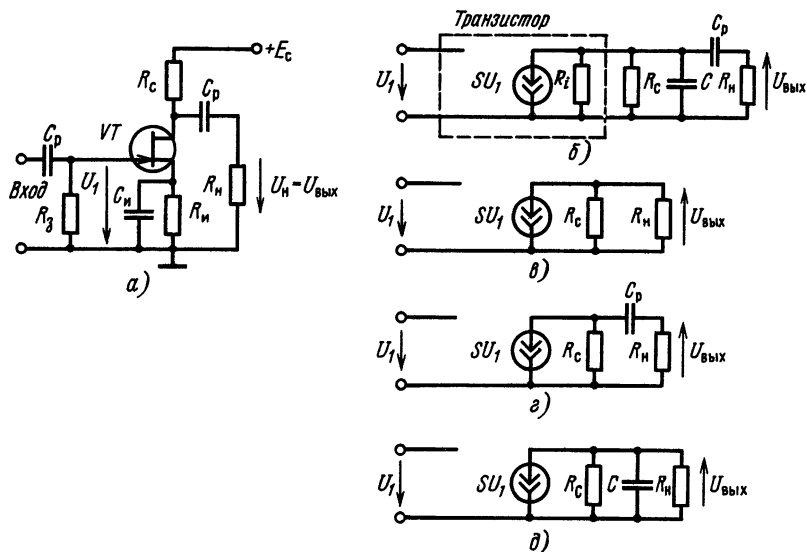


Рис. 2.36. Принципиальная (а) и эквивалентные (б—д) схемы усилительного RC-каскада на полевом транзисторе

В области низших частот напряжение на нагрузке (рис. 2.36, в)

$$\begin{aligned}\dot{U}_{\text{вых}} &= -S\dot{U}_3 \frac{R_c R_n}{R_c + R_n + 1/j\omega C_3} = \frac{-S(R_c \parallel R_n) \dot{U}_3}{1 + 1/j\omega C_3 (R_c + R_n)} = \\ &= K_{U_0} \dot{U}_3 / [1 + 1/j\omega C_3 (R_c + R_n)],\end{aligned}$$

откуда

$$\underline{K}_{U_H} = K_{U_0} / (1 + 1/j\omega \tau_H), \quad (2.64)$$

где

$$\tau_H = (R_c + R_n) C_3 \quad (2.65)$$

— постоянная времени переходной цепи усилительного каскада.

Выражение (2.64) снова распадается на два:

$$K_{U_H} = K_{U_0} / \sqrt{1 + 1/(\omega \tau_H)^2}, \quad (2.66)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_H = 1/\omega \tau_H, \quad (2.67)$$

которые совпадают с (2.49) и (2.50), т. е. частотные характеристики усилительного каскада на полевом и биполярном транзисторах в области низших частот имеют один и тот же вид.

В области высших частот напряжение на нагрузке (рис. 2.36, д)

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -S\dot{U}_3 \frac{R_{3к}/j\omega C}{R_{3к} + 1/j\omega C} = \frac{-SR_{3к} \dot{U}_3}{1 + j\omega CR_{3к}},$$

откуда

$$\underline{K}_{U_B} = K_{U_0} / (1 + j\omega\tau_B), \quad (2.68)$$

где

$$\tau_B = R_{эк} C \quad (2.69)$$

— постоянная времени нагрузочной цепи усилительного каскада.

Выражение (2.68) опять распадается на два:

$$K_{U_B} = K_{U_0} / \sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}, \quad (2.70)$$

$$\operatorname{tg} \varphi_B = -\omega\tau_B, \quad (2.71)$$

которые совпадают с (2.53) и (2.54), т. е. частотные характеристики усилительного каскада на полевом и биполярном транзисторах в области высших частот имеют один и тот же вид.

Однако при сравнении усилительных каскадов на биполярном и полевом транзисторах необходимо иметь в виду, что значения постоянных времени τ_n и τ_B этих каскадов совершенно различны, поэтому будут совпадать только их относительные частотные характеристики.

Заканчивая рассмотрение частотных характеристик простейших каскадов, необходимо заметить, что сравнение их усилительных свойств удобно проводить по значению площади под частотной характеристикой. Так как нижняя граничная частота ω_n обычно мала, эту площадь с достаточной степенью точности можно найти в виде произведения коэффициента усиления напряжения каскада в области средних частот $(K_U)_0$ на верхнюю граничную частоту ω_B .

Для биполярного транзистора в соответствии с (2.46) (2.52) и (2.58)

$$(K_U)_0 \omega_B = h_{213} / r_{вх} C = q, \quad (2.72)$$

а для полевого транзистора в соответствии с (2.58), (2.63) и (2.69)

$$(K_U)_0 \omega_B = S / C = q. \quad (2.73)$$

Обе формулы показывают, что усилительные свойства каскада не зависят от величины сопротивления нагрузки, а определяются только параметрами транзистора. Поэтому величину q называют *добротностью транзистора*, и чем она выше, тем лучше усилительные свойства каскада. Для увеличения добротности биполярного транзистора нужно увеличивать h_{213} , уменьшать $r_{вх}$ и паразитную емкость, а для увеличения добротности полевого транзистора — увеличивать крутизну его характеристики S и также уменьшать паразитную емкость.

Логарифмические частотные характеристики. При анализе усилителей в ряде случаев удобно пользоваться логарифмическими частотными характеристиками: амплитудно-частотной (ЛАЧХ) и фазочастотной (ЛФЧХ).

Строится ЛАЧХ в двойном логарифмическом масштабе: по оси абсцисс откладывается логарифм частоты, а по оси ординат — коэффициент усиления в децибелах (дБ). Естественно, что изменение масштаба принципиально не меняет вид характеристики — максимума в области средних частот и «завала» в области низших и высших частот. Но математическое описание ЛАЧХ оказывается значительно удобнее. В усилительном каскаде как на биполярном, так и на полевом транзисторах в соответствии с (2.49), (2.53), (2.66) и (2.70) ЛАЧХ в области низших и высших частот описывается следующими выражениями:

$$K_n[\text{дБ}] = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{1 + (1/\omega\tau_n)^2} = K_0(\text{дБ}) - 20 \lg \sqrt{1 + 1/(\omega\tau_n)^2}, \quad (2.74)$$

$$K_v[\text{дБ}] = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau_v)^2} = K_0(\text{дБ}) - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau_v)^2}. \quad (2.75)$$

Построение в логарифмической системе координат точной характеристики вида $\lg \sqrt{1 + a^2}$ трудоемко, а построение приближенной характеристики достаточно просто. Поэтому ЛАЧХ обычно строят приближенно, представляя ее в виде сопрягающихся друг с другом прямых. Для этого вводят следующие допущения: если $a < 1$, то $a^2 \leq 1$ и $\sqrt{1 + a^2} \approx 1$; если же $a > 1$, то $a^2 \geq 1$ и $\sqrt{1 + a^2} \approx a$.

Пользуясь отмеченным допущением, построим приближенную ЛАЧХ усилительного каскада для низших и высших частот.

В области низших частот для $\omega < 1/\tau_n$ $20 \lg \sqrt{1 + (1/\omega\tau_n)^2} \approx 20 \lg \omega\tau_n$, а

$$K_n \approx K_0 - 20 \lg \omega\tau_n.$$

Для $\omega > 1/\tau_n$ $20 \lg \sqrt{1 + (1/\omega\tau_n)^2} \approx 0$, а $K_n \approx K_0$, т. е. упрощенная ЛАЧХ усилительного каскада в области низших частот представляется в виде отрезков двух прямых, которые пересекаются при сопрягающей частоте $\omega_n = 1/\tau_n$. Одна из прямых будет горизонтальной, а другая имеет наклон, который легко найти, увеличив частоту в два (октава) и в десять (декада) раз:

$$K_n(\omega) - K_n(2\omega) = -20 \lg 2 = -6 \text{ дБ},$$

$$K_n(\omega) - K_n(10\omega) = -20 \lg 10 = -20 \text{ дБ}.$$

Аналогичное положение будет и в области высших частот. Для $\omega < 1/\tau_v$ $20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau_v)^2} \approx 0$, а $K_v \approx K_0$. Для $\omega > 1/\tau_v$ $20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau_v)^2} \approx 20 \lg (\omega\tau_v)$, а $K_v \approx K_0 - 20 \lg (\omega\tau_v)$, т. е. упрощенная ЛАЧХ усилительного каскада в области высших частот снова представляется в виде отрезков двух прямых. Сопрягающей будет частота $\omega_v = 1/\tau_v$, одна из прямых снова будет горизонтальной, а другая будет иметь наклон -6 дБ/октава или -20 дБ/декада .

Изложенное позволяет легко строить логарифмические частотные характеристики любых усилительных каскадов как в области низших, так и высших частот (рис. 2.37). Для построения ЛАЧХ в области низших частот нужно сначала определить сопрягающую частоту. Так как $\omega_n = 2\pi f_n = 1/\tau_n$ является одновременно граничной частотой усилительного каскада в области низших частот, то для построения ЛАЧХ сначала нужно найти граничную частоту f_n . Затем на уровне K_0 [дБ] провести от частоты f_n в сторону увеличения частоты горизонтальную прямую (для $f > f_n$) и прямую под углом наклона -20 дБ/декада для частот $f < f_n$ (штриховые линии на рис. 2.37, а). Для построения ЛАЧХ в области высших частот необходимо проделать аналогичные построения. Сначала

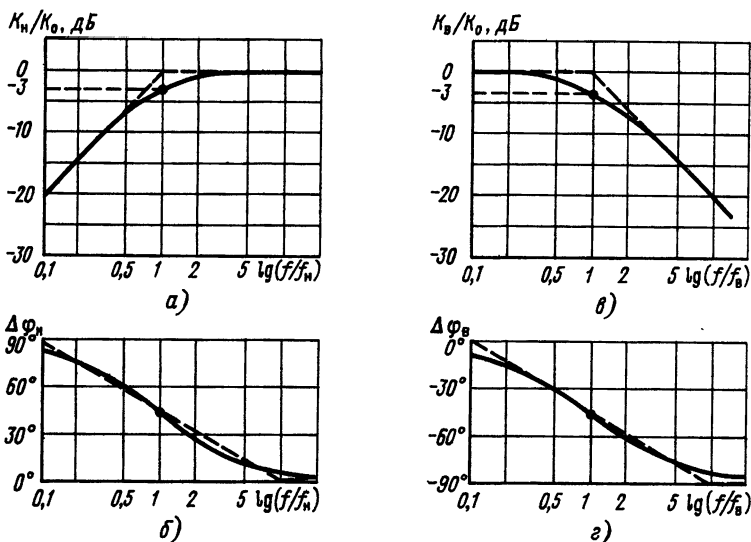


Рис. 2.37. Логарифмические АЧХ и ФЧХ усилительного RC-каскада в области низших (а, б) и высших (в, г) частот

найти граничную частоту усилительного каскада в области высших частот f_v , затем на уровне K_0 [дБ] провести горизонтальную прямую для частот $f < f_v$ и прямую под углом наклона -20 дБ/декада для частот $f > f_v$ (штриховые линии на рис. 2.37, в).

Точная ЛАЧХ отличается от приближенной, на ней нет резкого излома при сопрягающих частотах, а переход от низших частот к средним и от средних к высшим происходит плавно. При этом наибольшее отклонение точной ЛАЧХ от приближенной наблюдается как раз на граничных (сопрягающих) частотах, где коэффициент усиления

$$K_n(f_n) = K_v(f_v) = -3 \text{ дБ}.$$

Чем дальше частота от граничной, тем меньше отличается точная ЛАЧХ от приближенной (на рис. 2.37, а, в точная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика нанесена жирной линией). Поэтому при построении точной ЛАЧХ поступают следующим образом. Сначала строят приближенную ЛАЧХ, затем на частотах f_n и f_v отмечают точки с коэффициентом усиления -3 дБ от K_0 . После этого, используя прямые приближенной ЛАЧХ как асимптоты, строят точную ЛАЧХ усилительного каскада

Логарифмическая фазочастотная характеристика строится в полулогарифмическом масштабе (рис. 2.37, б, г). По оси абсцисс снова откладывается логарифм частоты, а по оси ординат — фазовый сдвиг в градусах. ЛФЧХ является косимметричной относительно точки сопряжения при $f = f_{cp}$, где $\varphi = 45^\circ$. В пределах одной декады в ту и другую сторону от граничной частоты фазовый сдвиг (с погрешностью в несколько градусов) достигает соответственно 0 и $\pm 90^\circ$ и при дальнейшем изменении частоты практически не меняется.

Пример 2.8. Построить приближенную ЛАЧХ трехкаскадного усилителя. 1-й каскад имеет коэффициент усиления в области средних частот $K_0=100$ и граничные частоты $f_{н1}=60$ Гц, $f_{в1}=400$ кГц; 2-й каскад соответственно имеет $K_0=300$, $f_{н2}=70$ Гц, $f_{в2}=70$ кГц; третьим каскадом является повторитель с $K_0=1$, $f_{н3}=30$ Гц, $f_{в3}=2$ МГц.

Решение. Воспользуемся ЛАЧХ и на одном графике построим логарифмические амплитудно-частотные характеристики всех каскадов. Так как $K_{01} [\text{дБ}] = 20 \lg K_{01} = 20 \lg 100 = 40$ дБ, $K_{02} [\text{дБ}] = 20 \lg K_{02} = 20 \lg 300 \approx 50$ дБ, $K_{03} [\text{дБ}] = 20 \lg K_{03} = 20 \lg 1 = 0$ дБ, то ЛАЧХ всех каскадов будут иметь вид, представленный на рис. 2.38 тонкими линиями. В связи с тем, что общий коэффициент усиления трехкаскадного усилителя $K_{\text{общ}} [\text{дБ}] = K_1 + K_2 + K_3$, то, просуммировав ординаты характеристик всех каскадов, получим ЛАЧХ трехкаскадного усилителя (жирная кривая на рис. 2.38). Характерно, что наклон ЛАЧХ трехкаскадного усилителя в области НЧ и ВЧ больше, чем у каждого каскада.



Рис. 2.38. Логарифмическая АЧХ трехкаскадного усилителя

Влияние отрицательной обратной связи на частотную характеристику. Выше показано, что ширина полосы пропускания простейших усилительных каскадов определяется верхней и нижней граничными частотами, которые связаны с параметрами усилительных каскадов простыми соотношениями (2.57) и (2.58).

Если ввести в усилительный каскад отрицательную обратную связь, и полагать, что в цепи обратной связи используется резистивная цепочка, у которой полоса пропускания значительно больше полосы пропускания усилителя, а в пределах этой полосы фазовый сдвиг постоянен, то коэффициент усиления усилителя в области высших частот будет определяться выражением

$$(K_v)_c = \frac{K_v}{1 + K_0 \beta} = \frac{K_0 / (1 + jf/f_v)}{1 + K_0 \beta / (1 + jf/f_v)} = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta + jf/f_v} = \frac{K_0 / (1 + K_0 \beta)}{1 + jf/f_v (1 + K_0 \beta)}.$$

Так как $K_0 / (1 + K_0 \beta) = K_c$, выражение для коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью в области высших частот может быть записано так:

$$(K_v)_c = (K_0)_c / (1 + jf/f_{вс}), \quad (2.76)$$

где

$$f_{вс} = f_v (1 + K_0 \beta) \quad (2.77)$$

— верхняя граничная частота усилителя с отрицательной обратной связью.

Аналогично можно показать, что

$$(K_n)_c = (K_0)_c / (1 + jf_{нс}/f), \quad (2.78)$$

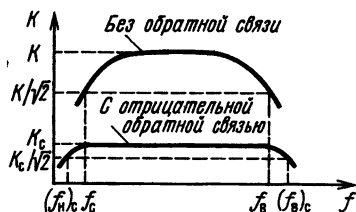


Рис. 2.39. Изменение АЧХ усилительного каскада при введении отрицательной обратной связи

где

$$f_{нс} = f_n / (1 + K_0 \beta) \quad (2.79).$$

— нижняя граничная частота усилителя с отрицательной обратной связью.

Из (2.76) и (2.79) следует, что введение отрицательной обратной связи расширяет полосу пропускания усилителя. Верхняя граничная частота возрастает в $(1 + K_0 \beta)$ раз, а нижняя граничная частота уменьшается также в $(1 + K_0 \beta)$ раз. Но при этом не следует забывать, что усиление на средних частотах тоже уменьшается в $(1 + K_0 \beta)$ раз, что иллюстрируется рис. 2.39.

2.6. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

При проектировании любых устройств часто жертвуют показателями в одной области для достижения лучших показателей в другой. Примером такого подхода могут служить усилительные каскады, в которых за счет уменьшения величины коэффициента усиления увеличивают входное и уменьшают выходное сопротивление, расширяют полосу пропускания, уменьшают искажения, получают большую стабильность коэффициента усиления. Такой эффект достигается с помощью отрицательной обратной связи, которая широко используется не только в усилительных устройствах на ОУ, но и в отдельных усилительных каскадах. Уменьшение коэффициента усиления не является решающим, так как при использовании современных схем уменьшение коэффициента усиления легко компенсируется введением дополнительных каскадов.

Рассмотрим часто встречающиеся усилительные каскады с отрицательной обратной связью. Как отмечено в § 2.2, существует четыре основных варианта схем усилителей с обратной связью: с последовательной обратной связью по напряжению; с последовательной обратной связью по току; с параллельной обратной связью по напряжению и с параллельной обратной связью по току.

В ряде случаев схемы усилителей бывают сложными, и тогда трудно сразу определить, какой вид обратной связи имеется в исследуемой схеме. Для решения

задачи нужно сначала мысленно оборвать нагрузочную цепь, а потом закоротить нагрузку. Если при коротком замыкании нагрузки напряжение обратной связи исчезает, в схеме имеется обратная связь по напряжению. Если напряжение обратной связи исчезает при обрыве нагрузочной цепи, в схеме имеется обратная связь по току. Затем нужно мысленно оборвать цепь источника сигнала, после чего закоротить источник. Если напряжение обратной связи не подается на вход при обрыве цепи источника сигнала, в схеме имеется последовательная обратная связь. Если напряжение обратной связи не подается на вход при замыкании цепи источника сигнала, в схеме имеется параллельная обратная связь.

Усилительный каскад с последовательной обратной связью по току представлен на рис 2.40, а. В этом усилительном каскаде на биполярном транзисторе резистор R_3 не зашунтирован емкостью конденсатора C_3 . В результате этого входное напряжение транзистора $U_{БЭ}$, определяющее его входной ток $I_Б$, оказывается зависящим не только от $U_{вх}$, но и от U_3 :

$$U_{БЭ} = U_{вх} - U_3.$$

Так как напряжения $U_{вх}$ и U_3 включены по отношению к $U_{БЭ}$ последовательно, в рассматриваемом каскаде наблюдается отрицательная последовательная обратная связь. В то же время напряжение $U_3 = R_3 (I_К + I_Б)$ пропорционально току нагрузки $I_К$, следовательно, мы имеем дело с обратной связью по току.

Заменив транзистор его эквивалентной схемой, получим эквивалентную схему усилительного каскада (рис. 2.40, б), из которой имеем

$$\begin{aligned} U_{вх} &= U_{БЭ} + U_3 = r_{вх} I_Б + (I_Б + h_{213} I_Б) R_3 = \\ &= [r_{вх} + (1 + h_{213}) R_3] I_Б. \end{aligned} \quad (2.80)$$

Так как $U_{вых} = -R_К I_К = -h_{213} I_Б R_К$, коэффициент усиления напряжения анализируемого каскада в области средних частот

$$(K_U)_0 = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-h_{213} R_К}{r_{вх} + (1 + h_{213}) R_3}, \quad (2.81)$$

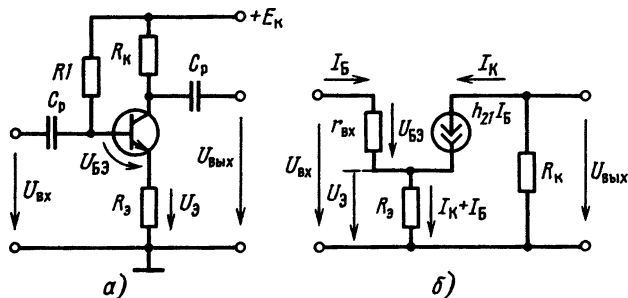


Рис. 2.40. Усилительный каскад с последовательной обратной связью по току (а) и его эквивалентная схема (б)

откуда, пренебрегая единицей по сравнению с h_{213} и учитывая, что $h_{213} R_3 \gg r_{\text{вх}}$, получаем

$$(K_U)_0 = -R_K / R_3. \quad (2.82)$$

Этот же результат, естественно, может быть получен с помощью теории, изложенной в § 2.2. Коэффициент обратной связи β есть отношение напряжения обратной связи к напряжению нагрузки. В нашем случае с учетом знака

$$\beta = R_3 I_3 / (-R_K I_K) \approx -R_3 / R_K.$$

Коэффициент усиления напряжения без обратной связи ($R_3 = 0$)

$$K_U = -h_{213} R_K / r_{\text{вх}}.$$

Для этого же каскада с обратной связью, используя (2.14), имеем

$$(K_U)_0 = \frac{K_U}{1 + K_U \beta} = \frac{-h_{213} R_K}{r_{\text{вх}} + (1 + h_{213}) R_3},$$

что совпадает с (2.81).

Из (2.80) может быть непосредственно получено

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{Б}} = r_{\text{вх}} + (1 + h_{213}) R_3 \approx r_{\text{вх}} + h_{213} R_3. \quad (2.83)$$

Для определения выходного сопротивления воспользуемся изложенной выше теорией. Для отрицательной обратной связи по току

$$R_{\text{вых}} = R_K (1 + K \beta).$$

В нашем случае

$$R_{\text{вых}} = R_K [1 + (-h_{213} R_K / r_{\text{вх}}) (-R_3 / R_K)] = R_K (1 + h_{213} R_3 / r_{\text{вх}}). \quad (2.84)$$

Пример 2.9. Найти коэффициент усиления напряжения, входное и выходное сопротивления каскада, представленного на рис. 2.40, а, с обратной связью и без нее, если $R_3 = 2$ кОм, $R_K = 10$ кОм, $r_{\text{вх}} = 1,5$ кОм, $h_{213} = 50$.

Решение. 1. Без обратной связи

$$K = h_{213} P_K / r_{\text{вх}} = -500;$$

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{вх}} = 1,5 \text{ кОм}, \quad R_{\text{вых}} = R_K = 10 \text{ кОм}.$$

2. С обратной связью

$$\beta = -R_3 / R_K = -2/10 = -0,2;$$

$$K_{\text{о.с.}} = \frac{K}{1 + K \beta} = \frac{-500}{1 + (-500)(-0,2)} = -4,95;$$

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{вх}} + h_{213} R_3 = 1,5 \cdot 10^3 + 50 \cdot 2 \cdot 10^3 = 101,5 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{вых}} = R_K (1 + h_{213} R_3 / r_{\text{вх}}) = 10^3 (1 + 50 \cdot 2 \cdot 10^3 / 1,5 \cdot 10^3) = 67,7 \text{ кОм}.$$

Усилительный каскад с параллельной обратной связью по напряжению (рис. 2.41, а) может быть получен из схемы рис. 2.33, если резистор R_I присоединить не к E_K , а к коллектору

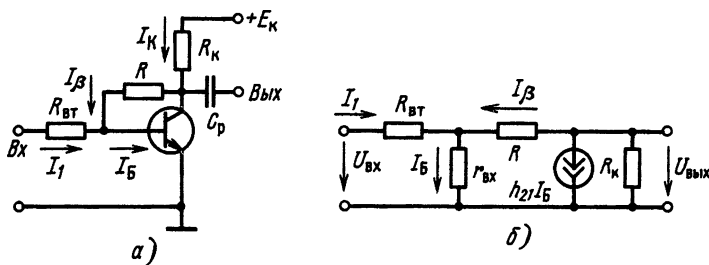


Рис. 2.41. Усилительный каскад с параллельной обратной связью по напряжению (а) и его эквивалентная схема (б)

транзистора. Его эквивалентная схема показана на рис. 2.41, б. Для этой схемы

$$I_B = I_1 + I_\beta,$$

а каждый ток связан с соответствующими напряжениями такими соотношениями:

$$I_1 = (U_{ВХ} - U_{БЭ})/R_i; \quad I_\beta = (U_{ВЫХ} - U_{БЭ})/R;$$

$$I_B = I_K/h_{21Э}.$$

В реальных каскадах обычно соблюдаются условия: $U_{БЭ} = 0$; $R \gg R_K$. Тогда выражения для токов I_1 , I_β и I_B упрощаются:

$$I_1 = U_{ВХ}/R_{БТ}; \quad I_\beta = U_{ВЫХ}/R;$$

$$I_B = -U_{ВЫХ}/h_{21Э}R_K.$$

Суммируя токи, получаем

$$U_{ВХ}/R_{БТ} + U_{ВЫХ}/R = -U_{ВЫХ}/h_{21Э}R_K$$

или

$$-U_{ВЫХ} [(1/h_{21Э}R) + (1/R_K)] = U_{ВХ}/R_{БТ},$$

откуда имеем, что коэффициент усиления рассматриваемого каскада

$$(K_{U_0})_{o.c} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{-R}{R_{БТ}} \frac{h_{21Э}R_K}{R + h_{21Э}R_K} \quad (2.85)$$

или, учитывая, что $h_{21Э}R_K \gg R$,

$$(K_{U_0})_{o.c} = -R/R_{БТ}. \quad (2.86)$$

Усилительный каскад с последовательной обратной связью по напряжению на полевом транзисторе показан на рис. 2.42.

При отсутствии делителя R_1 , R_2 обратной связи не будет и коэффициент усиления такого каскада без обратной связи

$$K = -SR_c.$$

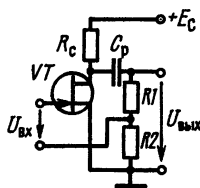


Рис. 2.42. Усилительный каскад с последовательной обратной связью по напряжению

Сопротивления делителя подбирают так, чтобы $(R_1 + R_2) \gg R_c$, а ток стока много больше тока делителя, тогда напряжение ОС

$$U_\beta = R_2 I_1 = -U_{\text{вых}} R_2 / (R_1 + R_2),$$

а

$$\beta = U_\beta / U_{\text{вых}} = -R_2 / (R_1 + R_2). \quad (2.87)$$

Коэффициент усиления каскада при наличии обратной связи

$$K_{o.c.} = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{-SR_c}{1 + SR_c R_2 / (R_1 + R_2)}, \quad (2.88)$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх. ос}} = R_{\text{вх}} [1 + SR_c R_2 / (R_1 + R_2)], \quad (2.89)$$

а выходное сопротивление

$$R_{\text{вых. ос}} = R_{\text{вых}} [1 + SR_c R_2 / (R_1 + R_2)]. \quad (2.90)$$

Пример 2.10. Найти коэффициент усиления напряжения каскада, представленного на рис. 2.42, с обратной связью и без нее. Рассчитать изменения коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений, если $S = 5 \text{ мА/В}$, $R_c = 10 \text{ кОм}$, $R_1 = 90 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$.

Решение.

1. Без обратной связи

$$K = -SR_c = -5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = -50.$$

2. С обратной связью согласно (2.87), (2.88)

$$\beta = \frac{10}{10 + 90} = -0,1; \quad K_{oc} = \frac{-50}{1 + (-50)(-0,1)} = -8,3.$$

3. Так как $1 + K\beta = 6$, коэффициент усиления уменьшится в 6 раз, входное сопротивление увеличится в 6 раз, выходное сопротивление уменьшится в 6 раз.

Повторители напряжения. В заключение рассмотрим работу усилительного каскада, в котором влияние отрицательной обратной связи выражено наиболее резко. Таким, очевидно, будет каскад, в котором все выходное напряжение в обратной фазе подается на вход — каскад со 100%-ной отрицательной обратной связью.

Такие каскады могут быть собраны как на биполярном, так и на полевом (униполярном) транзисторах. Принципиальная

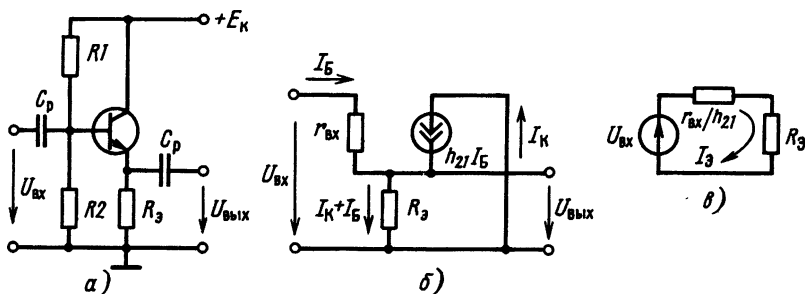


Рис. 2.43. Эмиттерный повторитель (а) и его эквивалентные схемы (б, в)

схема усилительного каскада со 100%-ной отрицательной обратной связью на биполярном транзисторе показана на рис. 2.43, а, а его эквивалентная схема для средних частот — на рис. 2.43, б.

Найдем прежде всего коэффициент усиления напряжения такого каскада. Как следует из эквивалентной схемы,

$$I_B = (U_{вх} - U_{вых}) / r_{вх};$$

$$U_{вых} = h_{21} I_B R_3 = h_{21} (U_{вх} - U_{вых}) R_3 / r_{вх},$$

откуда

$$U_{вых} = U_{вх} h_{21} R_3 / (r_{вх} + h_{21} R_3),$$

а коэффициент усиления напряжения

$$K_{эп} = h_{21} R_3 / (r_{вх} + h_{21} R_3). \quad (2.91)$$

Так как $r_{вх} \ll h_{21} R_3$, то из (2.91) следует, что коэффициент усиления напряжения анализируемого каскада очень близок к единице, но всегда меньше ее. Кроме того, выходное напряжение каскада совпадает с входным по фазе, т. е. усилительный каскад со 100%-ной отрицательной обратной связью просто повторяет входное напряжение. Поэтому схема, представленная на рис. 2.43, а, получила название *эмиттерного повторителя*.

Теперь найдем входное сопротивление эмиттерного повторителя. Оно (без учета сопротивлений делителя R_1, R_2) будет определяться выражением

$$R_{вх. эп} = U_{вх} / I_B.$$

Так как

$$I_B = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{r_{вх}} = \frac{U_{вх} (1 - K_{эп})}{r_{вх}} = \frac{U_{вх}}{r_{вх} + h_{21} R_3} \approx \frac{U_{вх}}{h_{21} R_3},$$

$$\text{то } R_{вх. эп} \approx h_{21} R_3, \quad (2.92)$$

которое с учетом реальных значений h_{21} оказывается достаточно большим (сотни килоом).

Наконец, найдем выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Выражение для $R_{\text{вых. эп}}$ можно найти из следующих соображений. Учитывая, что выходной ток эмиттерного повторителя $I_3 \approx h_{213} I_B$, имеем

$$I_3 \approx h_{213} \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{r_{\text{вх}}} = h_{213} \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}}} (1 - K_{\text{эп}}) = \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}}/h_{213} + R_3}.$$

Последнему выражению соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 2.43, в. Из этой схемы следует, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{\text{вых. эп}} = r_{\text{вх}}/h_{213} \quad (2.93)$$

очень мало.

Пример 2.11. Рассчитать коэффициент усиления напряжения, входное и выходное сопротивления эмиттерного повторителя, если $h_{213} = 50$, $r_{\text{вх}} = 1,5$ кОм, $R_3 = 10$ кОм.

Решение. Согласно (2.91)–(2.93)

$$K_{\text{эп}} = 50 \cdot 10 / (1,5 + 50 \cdot 10) = 0,997;$$

$$R_{\text{вых. эп}} = 1,5 \cdot 10^3 / 50 = 30 \text{ Ом}; \quad R_{\text{вх. эп}} = 50 \cdot 10 \cdot 10^3 = 500 \text{ кОм}.$$

Принципиальная схема усилительного каскада со 100%-ной отрицательной обратной связью на полевом транзисторе показана на рис. 2.44, а, а его эквивалентная схема для средних частот — на рис. 2.44, б.

Сначала найдем коэффициент усиления напряжения. Из эквивалентной схемы следует, что

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{и}} S U_{\text{зи}} = R_{\text{и}} S (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}),$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = \frac{S R_{\text{и}}}{1 + S R_{\text{и}}} U_{\text{вх}},$$

а

$$K_{\text{ип}} = S R_{\text{и}} / (1 + S R_{\text{и}}). \quad (2.94)$$

Из (2.94) следует, что и у этого каскада коэффициент усиления напряжения близок к единице, а выходное напряжение совпадает

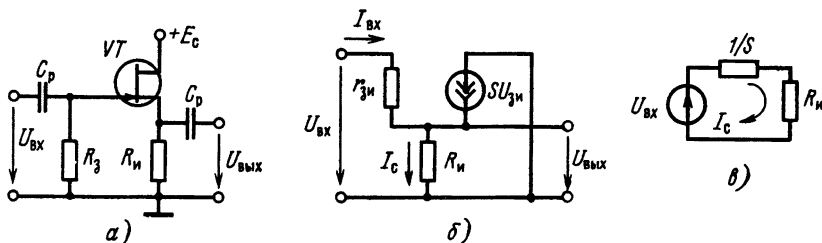


Рис. 2.44. Источковый повторитель (а) и его эквивалентные схемы (б, в)

по фазе с входным, т. е. схема, представленная на рис. 2.44, а, также является повторителем напряжения, но ее называют *истоковым повторителем*.

Входное сопротивление истокового повторителя

$$R_{\text{вх. ип}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх.}}$$

Так как

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{r_{\text{зи}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{зи}}(1 + SR_{\text{и}})} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{зи}}SR_{\text{и}}},$$

то

$$R_{\text{вх. ип}} \approx r_{\text{зи}}SR_{\text{и}}, \quad (2.95)$$

которое оказывается предельно большой величины (10^9 Ом).

Выражение для выходного сопротивления истокового повторителя находят из тех же соображений, что и для эмиттерного повторителя:

$$I_{\text{с}} = SU_{\text{зи}} = S(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) = U_{\text{вх}} \frac{S}{1 + SR_{\text{и}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{(1/S + R_{\text{и}})}.$$

Последнему выражению соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 2.44, б, из которой следует, что

$$R_{\text{вых. ип}} = 1/S. \quad (2.96)$$

Это сопротивление, как и у эмиттерного повторителя, оказывается малым.

Таким образом, эмиттерный и истоковый повторители представляют собой усилительные каскады с большим входным и малым выходным сопротивлениями, но с коэффициентом усиления напряжения хотя и очень близким к единице, но никогда не превышающим ее. Несмотря на малый коэффициент усиления напряжения, эмиттерный и истоковый повторители совершенно так же, как повторитель на ОУ (рис. 2.15, б), находят широкое применение в электронных схемах, позволяя «состыковывать» каскады с различными входными и выходными сопротивлениями. Если снова вернуться к рис. 2.11, б, то эффект, который можно получить от применения, например, эмиттерного повторителя, иллюстрируется следующими цифрами.

Пусть для определенности $R_{\text{вт}} = 10$ кОм, $R_{\text{н}} = 100$ Ом, $R_{\text{вх. эп}} = 100$ кОм, $R_{\text{вых. эп}} = 30$ Ом. При непосредственном присоединении нагрузки к источнику сигнала

$$U_{\text{н}} = R_{\text{н}}E / (R_{\text{вт}} + R_{\text{н}}) = E / 101 \approx 1\% E.$$

При использовании эмиттерного повторителя

$$U_{\text{н}} = \frac{ER_{\text{вх. эп}}}{R_{\text{вт}} + R_{\text{вх. эп}}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вых. эп}}} = \frac{100 \cdot 10^3}{110 \cdot 10^3} \frac{100}{130} E = 0,699 E \approx 70\% E,$$

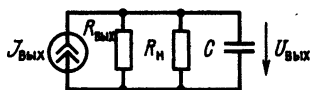


Рис. 2.45. Эквивалентная схема повторителя напряжения в области высших частот

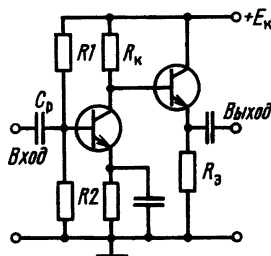


Рис. 2.46. Один из способов повышения входного сопротивления эмиттерного повторителя

т. е. в 70 раз больше, чем в первом случае.

Кроме большого входного и малого выходного сопротивлений «трансформаторы сопротивления» должны иметь широкую полосу пропускания, чтобы не вносить частотных искажений, и обладать большим динамическим диапазоном, чтобы не вносить амплитудных искажений. Последнее особенно важно для предоконечных каскадов многокаскадных усилительных устройств. Всем этим требованиям в полной мере отвечают рассматриваемые повторители напряжения.

Как отмечалось выше (§ 2.5), полоса пропускания усилительного каскада определяется двумя его постоянными времени — переходной τ_n и нагрузочной τ_b цепей, которые определяют нижнюю и верхнюю граничные частоты. Для расширения полосы пропускания нужно увеличить τ_n и уменьшить τ_b .

Для нахождения частотной характеристики повторителей напряжения в области высших частот воспользуемся схемами рис. 2.43, в и 2.44, в. Заменяя в них источник напряжения источником тока, получим с учетом емкости C эквивалентную схему повторителя напряжения (рис. 2.45) в области высших частот. Эта схема аналогична эквивалентной схеме усилительного каскада без обратной связи для тех же частот. Но в отличие от усилителей без обратной связи величина ее постоянной времени

$$\tau_{b. \text{ повт}} = (R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{н}}) C \approx R_{\text{вых}} C \quad (2.97)$$

оказывается очень малой из-за небольшой величины выходного сопротивления. Это говорит о том, что верхняя граничная частота повторителей напряжения очень велика.

Несколько хуже обстоит дело с постоянной времени переходной цепи. В истоковом повторителе, где входное сопротивление чрезвычайно велико, постоянная времени τ_n оказывается очень большой, следовательно, частотная характеристика в области низших частот — хорошей. В эмиттерном повторителе, несмотря на достаточно высокое входное сопротивление собственно по-

вторителя, общее входное сопротивление схемы оказывается малым из-за шунтирующего действия цепей смещения, что приводит к малой величине τ_n . Поэтому в эмиттерных повторителях приходится принимать специальные меры для уменьшения влияния цепей смещения. Один из наиболее удачных способов решения такой задачи показан на рис. 2.46, где благодаря соответствующему выбору сопротивления резистора R_3 удастся создать нужный режим эмиттерного повторителя по постоянному току без резисторов R_1 и R_2 и разделительного конденсатора C_p . В этой схеме общее входное сопротивление просто равно $R_{вх, эп}$, а частотная характеристика эмиттерного повторителя в области низших частот определяется только постоянной времени переходной цепи, которая включается на выходе повторителя (от эмиттера к нагрузке).

Таким образом, повторители напряжения характеризуются весьма широкой полосой пропускания, которая, как правило, значительно превосходит полосу пропускания других усилительных каскадов. Поэтому можно считать, что повторители не вносят никаких частотных искажений.

Еще одно достоинство повторителей напряжения состоит в том, что их амплитудная характеристика имеет большой линейный участок, как говорят, повторители характеризуются большим динамическим диапазоном. Такое положение связано с тем, что напряжение, которое определяет работу транзисторов (база—эмиттер у эмиттерного повторителя, затвор—исток у истокового повторителя), растет значительно медленнее, чем входное напряжение. Это приводит к тому, что нелинейные искажения в повторителях напряжения возникают при значительно больших входных напряжениях, чем в каскадах без обратной связи. Поэтому повторители не вносят амплитудных искажений и часто используются в качестве последнего каскада в предварительных усилителях.

2.7. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КАСКАД

Во всех рассмотренных выше усилительных каскадах используются разделительные (блокировочные) конденсаторы. Они защищают усилительные каскады от внешних постоянных напряжений, поддерживая необходимый режим по постоянному току. Но разделительные конденсаторы ухудшают частотные характеристики каскадов в области нижних частот, приводя к тому, что на нулевой частоте коэффициент усиления оказывается равным нулю. В то же время в измерительных устройствах (электронных вольтметрах, высокочувствительных гальванометрах, осциллографах, приборах для измерения больших сопротивлений), в системах автоматического регулирования, различных

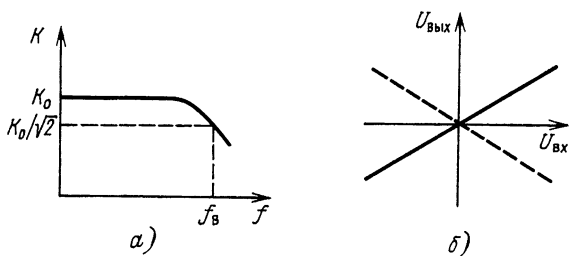


Рис. 2.47. Частотная (а) и амплитудная (б) характеристики УПТ

стабилизаторах, а также во многих физических и промышленных установках требуются усилители, коэффициент усиления которых не равен нулю на частоте $f=0$, т. е. усилители, полоса пропускания которых простирается от частоты $f_n=0$ до некоторой частоты f_b (рис. 2.47, а). Такие усилители называют *усилителями постоянного тока* (УПТ). В связи с тем, что в УПТ усиливается постоянная составляющая сигнала, при $U_{вх}=0$ должно быть равно нулю и выходное напряжение, а при изменении полярности напряжения на входе должна меняться и полярность напряжения на выходе. Поэтому идеальная амплитудная характеристика УПТ должна иметь вид, показанный на рис. 2.47, б.

В усилителях постоянного тока необходимо использовать такие цепи связи между каскадами, частотная характеристика которых не ограничена со стороны низших частот. Так как ни конденсаторы, ни трансформаторы не пропускают постоянный ток, необходимо использовать гальваническую связь между каскадами, т. е. базу или затвор каждого последующего каскада непосредственно соединять с коллектором или стоком предыдущего каскада. Это приводит к появлению определенных трудностей, связанных с необходимостью согласования режимов соседних каскадов по постоянному току.

Согласование режимов соседних каскадов усилителей с непосредственной связью по постоянному току может быть осуществлено несколькими способами.

При **первом способе** (рис. 2.48, а) в цепь межкаскадной связи включают дополнительный источник падения постоянного напряжения, в качестве которого используют стабилитрон. В этом случае напряжение смещения второго транзистора определяется как разность постоянного напряжения на коллекторе первого транзистора и напряжения стабилизации стабилитрона: $E_{см} = E_{к1} - |E_{ст}|$. Подбрав стабилитрон с соответствующей величиной $E_{ст}$, всегда можно получить оптимальную величину напряжения $E_{см}$. Основной недостаток таких схем состоит в том, что в стабилитронах наблюдаются большие внутренние шумы и что величина $E_{ст}$ имеет сравнительно большой разброс от одного экземпляра стабилитрона к другому.

Второй способ — введение источника постоянного напряжения в цепь эмиттера (или истока) (рис. 2.48, б). При указанной на рисунке полярности напряжения

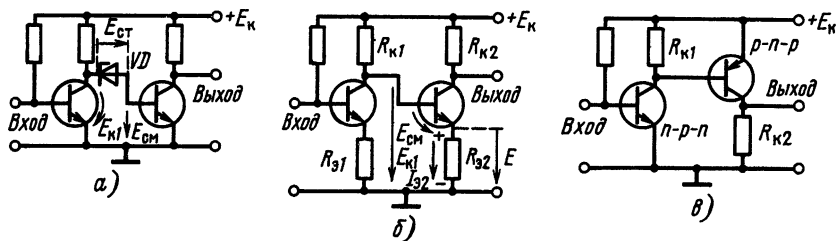


Рис. 2.48. Создание необходимого режима по постоянному току многокаскадных УПТ:

а — с использованием стабилизатора, б — введением источника постоянного напряжения, в — подбором транзисторов типа $n-p-n$ и $p-n-p$

смещение $E_{см} = E_{к1} - E$, и оно снова может иметь необходимую величину за счет подбора напряжения E . Конструктивно этот способ более удобен, так как роль дополнительного источника может играть резистор R_3 , а $E = R_3 I_{32}$. Однако и такая схема не свободна от недостатков. При использовании нескольких каскадов приходится в каждом последующем каскаде уменьшать $R_к$ и увеличивать R_3 , что приводит к уменьшению усиления каждого последующего каскада. Поэтому второй способ согласования режимов соседних каскадов по постоянному току может быть использован в усилителях с непосредственной связью, где число каскадов невелико.

Третий способ состоит в использовании транзисторов различного типа ($n-p-n$ и $p-n-p$) (рис. 2.48, в). Подбирая величины сопротивлений $R_к$ в каждом транзисторе, можно достаточно просто согласовывать режимы соседних каскадов по постоянному току.

Однако все рассмотренные схемы многокаскадных усилителей обладают большой нестабильностью, что является принципиальным недостатком всех усилителей с непосредственной связью. Нестабильность таких усилителей объясняется тем, что в них любые медленные процессы, связанные с колебаниями температуры, напряжения источников питания, изменениями значений сопротивлений резисторов и параметров транзисторов, создают низкочастотные флуктуации напряжения практически на всех элементах усилителя. В результате этого при отсутствии входного сигнала выходное напряжение усилителей с непосредственной связью колеблется около некоторого среднего значения.

Это явление оказывается вредным, так как возникающее при этом выходное напряжение невозможно отличить от полезных сигналов. Его называют *дрейфом нуля* усилителя и всегда принимают специальные меры для его устранения или хотя бы уменьшения. Для уменьшения дрейфа нуля нужно использовать высокостабильные детали, стабилизаторы постоянного напряжения или специальные схемы. Последние дают лучшие результаты. Основной схемой, с помощью которой удастся значительно ослабить дрейф нуля усилителей с непосредственной связью, является дифференциальный каскад.

Схематически любой дифференциальный усилитель можно представить в виде, показанном на рис. 2.49, а. В идеальном усилителе

$$U_{\text{вых}} = K(U_1 - U_2),$$

в реальном $U_{\text{вых}} = K_1 U_1 - K_2 U_2$, где K_1 — коэффициент усиления по первому каналу, а K_2 — по второму каналу.

В дифференциальном усилителе различают два вида сигналов. Если на входах действуют два сигнала, одинаковые по амплитуде и фазе, говорят о *синфазном сигнале* (U_c). Если же на входы подаются одинаковые по амплитуде, но противоположные по фазе сигналы, — о *дифференциальном сигнале* (U_d).

Пусть U_c и U_d определяются выражениями

$$U_c = 0,5(U_1 + U_2), \quad U_d = 0,5(U_1 - U_2),$$

тогда нетрудно получить, что

$$U_1 = U_c + U_d, \quad U_2 = U_c - U_d,$$

а выходное напряжение реального дифференциального усилителя

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= K_1(U_c + U_d) - K_2(U_c - U_d) = \\ &= (K_1 - K_2)U_c + (K_1 + K_2)U_d = K_c U_c + K_d U_d, \end{aligned}$$

где $K_c = K_1 - K_2$ — коэффициент усиления синфазного сигнала, $K_d = K_1 + K_2$ — коэффициент усиления дифференциального сигнала.

В соответствии с введенными обозначениями выходное напряжение можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = K_d U_d \left(1 + \frac{U_c K_c}{U_d K_d} \right). \quad (2.98)$$

Из (2.98) следует, что на выходе дифференциального усилителя наблюдается усиленный дифференциальный сигнал с некоторой «добавкой», величина которой зависит от отношения K_c/K_d . Отношение $|K_d/K_c| = \xi$ называют *коэффициентом подавления синфазного сигнала* и чем больше его величина, тем лучше дифференциальный усилитель, так как любые вредные влияния: изменения напряжения питания, температуры окружающей среды, старение элементов схемы, внешние помехи, приводят к появлению именно синфазных сигналов.

С учетом введения коэффициента подавления синфазного сигнала (2.98) может быть переписано в виде

$$U_{\text{вых}} = K_d U_d \left(1 + \frac{1}{\xi} \frac{U_c}{U_d} \right),$$

откуда следует, что при большом коэффициенте подавления синфазного сигнала ($\xi \gg 1$) выходное напряжение дифференциального усилителя $U_{\text{вых}} \approx K_d U_d$. Поэтому главная задача при проектировании высококачественных дифференциальных усили-

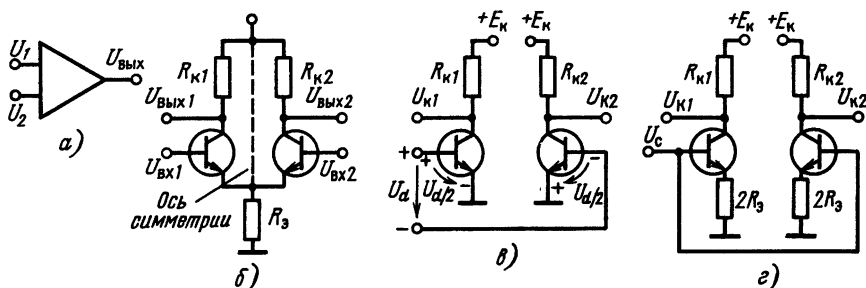


Рис. 2.49. Дифференциальный усилитель (а), его базовая схема на биполярных транзисторах (б) и расчетные схемы (в, г)

телей состоит в обеспечении максимально возможной величины коэффициента подавления синфазного сигнала.

Базовая схема *дифференциального усилительного каскада* на биполярных транзисторах показана на рис. 2.49, б. Входное напряжение в этом каскаде подается на базы транзисторов, а выходное снимается между коллекторами транзисторов. При этом стараются прежде всего обеспечить максимально возможную симметрию схемы, так как при абсолютной симметрии (совершенно одинаковы оба транзистора, $R_{к1} = R_{к2}$) при подведении к его входам одинаковых по амплитуде и фазе сигналов потенциалы коллекторов обоих транзисторов будут тоже одинаковыми и по амплитуде, и по фазе, т. е. выходное напряжение от синфазных сигналов окажется равным нулю. В реальных каскадах абсолютной симметрии не бывает, поэтому необходимо рассмотреть работу такого каскада и выяснить влияние параметров его элементов на величину коэффициента подавления синфазного сигнала.

Для понимания работы рассматриваемого дифференциального каскада очень важно, что режим его работы при усилении дифференциального и синфазного сигналов совершенно различен. Когда на вход подается дифференциальный сигнал, возрастание тока одного транзистора сопровождается практически равным уменьшением тока другого транзистора. В результате этого ток через резистор $R_з$ не меняется. Следовательно, при усилении дифференциального сигнала сопротивление резистора $R_з$ не играет никакой роли и схема анализируемого каскада может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.49, в. При подведении ко входу синфазного сигнала на резисторе $R_з$ появляется переменное напряжение, наличие которого необходимо учитывать при анализе работы каскада, т. е. при усилении синфазного сигнала нужно уже пользоваться схемой на рис. 2.49, г.

Каждая половина схемы на рис. 2.49, в представляет собой обычный усилительный каскад с общим эмиттером, коэффициент усиления которого определяется из выражения (2.46):

$$|K_d| = U_{\kappa} / 0,5 U_d = 2h_{213} R_{\kappa} / r_{\text{вх}}.$$

Каждая половина схемы на рис. 2.49, з является усилительным каскадом с отрицательной последовательной обратной связью по току, коэффициент усиления которой определяется выражением (2.83), поэтому $|K_c| = R_{\kappa} / 2R_3$.

Следовательно, если выходное напряжение снимать с любого коллектора транзистора (однофазный выход), то коэффициент подавления синфазного сигнала в рассматриваемом каскаде будет

$$\xi = \frac{4h_{213} R_3}{r_{\text{вх}}}. \quad (2.99)$$

Если использовать дифференциальный выход (снимать выходное напряжение между коллекторами транзисторов), то выходное напряжение дифференциального сигнала увеличивается вдвое, а выходное напряжение синфазного сигнала становится близким к нулю, что еще больше увеличивает коэффициент подавления синфазного сигнала. Действительно, для схемы рис. 2.49, з имеем $U_{\kappa 1} = R_{\kappa 1} / 2R_3$; $U_{\kappa 2} = R_{\kappa 2} / 2R_3$; $K_c = (U_{\kappa 1} - U_{\kappa 2}) / U_c = (R_{\kappa 1} - R_{\kappa 2}) / 2R_3$; а

$$\xi = \frac{4h_{213} R_3}{r_{\text{вх}}} \frac{R_{\kappa 1} + R_{\kappa 2}}{R_{\kappa 1} - R_{\kappa 2}}. \quad (2.100)$$

При абсолютной симметрии, когда $R_{\kappa 1} = R_{\kappa 2}$, знаменатель выражения (2.100) становится равным нулю, следовательно, коэффициент подавления синфазного сигнала оказывается равным бесконечности, что соответствует идеальному случаю работы дифференциального каскада.

При отсутствии абсолютной симметрии, как это следует из (2.99) и (2.100), коэффициент подавления синфазного сигнала как при однофазном, так и при дифференциальном выходах зависит от величины сопротивления резистора R_3 . Чем оно больше, тем лучше работает схема дифференциального каскада. Однако прямой путь увеличения сопротивления резистора R_3 неприемлем с конструктивной точки зрения, так как при его увеличении возрастает падение напряжения на эмиттерах транзисторов и мощность, рассеиваемая на резисторе R_3 .

Оба эти явления нежелательны. Поэтому в дифференциальных каскадах на дискретных элементах вводят специальные регулировки для симметрирования схемы каскада, что, однако, не позволяет получить большой и стабильный коэффициент подавления синфазного сигнала. Удачное решение найдено в ИС, где в качестве резистора R_3 используют дифференциальное сопротивление дополнительного транзистора. Введение «лишнего» транзистора в ИС не представляет больших неудобств, а его большое дифференциальное сопротивление (см. § 1.10) позволяет получить большой коэффициент подавления синфазного сигнала.

2.8. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Во многих современных усилительных устройствах широко применяют интегральные микросхемы (ИС), с помощью которых создают высококачественные, надежные и малогабаритные усилители. Интегральным микросхемам свойствен ряд отличительных особенностей, обусловленных спецификой их технологии.

Во-первых, отладка производства любой ИС связана с большими затратами, которые окупаются только при их массовом выпуске. Поэтому при разработке и проектировании ИС прежде всего стремятся обеспечить их широкую универсальность и многофункциональность, что существенно расширяет круг применения таких ИС, а значит, позволяет расширить их производство и снизить стоимость.

Во-вторых, при производстве ИС изготовление полупроводниковых приборов оказывается не сложнее изготовления пассивных элементов, что привело к широкому использованию транзисторных структур не только для создания полупроводниковых приборов, но и для выполнения функций пассивных элементов (резисторов, конденсаторов и т. д.).

В-третьих, для увеличения процента выхода годных ИС микросхема должна обладать низкой чувствительностью к разбросам параметров ее элементов. Для этого в ИС широко применяют различные обратные связи как внутри самой схемы, так и внешние. Для последних предусматривают специальные выводы, позволяющие подключать к ИС цепи обратной связи, с помощью которых корректируются различные характеристики усилителя.

В-четвертых, в ИС, как правило, применяют только каскады с непосредственной связью, так как использование блокирующих и разделяющих конденсаторов не только усложняет технологию производства таких схем, но и ухудшает характеристики ИС в области низких частот. Все это приводит к тому, что схемы современных интегральных усилителей оказываются весьма сложными и часто достаточно специфичными, а их анализ — весьма трудным.

Остановимся только на операционных усилителях (ОУ), на базе которых строятся как усилители, так и генераторы, импульсные и другие электронные устройства и в которых в определенной мере сконцентрированы основные преимущества современной микроэлектроники.

Как отмечено в § 2.3, операционный усилитель приближается по своим характеристикам к идеальному, т. е. имеет очень большое входное и очень малое выходное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению, широкую полосу пропускания. Кроме того, он отличается стабильностью всех параметров, низким уровнем шумов и дрейфа нуля. Все основные

электрические параметры ОУ сочетаются с малыми габаритами, высокой надежностью, удобством сопряжения с другими схемами и небольшой стоимостью.

Для выполнения всех указанных требований ОУ выполняют в интегральном исполнении из трех каскадов: входного, промежуточного и выходного.

Входной каскад ОУ. Основные требования, предъявляемые к входному каскаду ОУ, следующие: малый уровень дрейфа нуля, большое входное сопротивление, линейная амплитудная характеристика при большом изменении входного сигнала, широкая полоса пропускания. Этим требованиям удовлетворяют высококачественные дифференциальные каскады на ИС, которые и служат входными каскадами ОУ.

Малый уровень дрейфа нуля будет в дифференциальном каскаде в том случае, когда коэффициент подавления синфазного сигнала окажется большим. В предыдущем параграфе отмечено, что при отсутствии абсолютной симметрии, а добиться такой симметрии на практике невозможно, коэффициент подавления синфазного сигнала будет тем больше, чем больше величина сопротивления резистора R_3 . Прямой путь увеличения сопротивления резистора R_3 связан со следующими недостатками.

Во-первых, при этом возрастает падение напряжения на эмиттерах основных транзисторов дифференциального каскада, что приводит к необходимости увеличения напряжения E_k .

Во-вторых, увеличивается мощность, рассеиваемая на резисторе R_3 , что требует принятия дополнительных мер для отвода тепла.

В-третьих, увеличивается площадь на поверхности кристалла, которая отводится для R_3 . Все эти явления нежелательны. Поэтому в ИС в качестве резистора R_3 вводят дополнительную транзисторную структуру — источник постоянного тока (рис. 2.50, а).

Напомним, что на рабочем участке вольт-амперная характеристика биполярного транзистора при $I_B = \text{const}$ имеет очень малую крутизну, т. е. большие изменения коллекторного напряже-

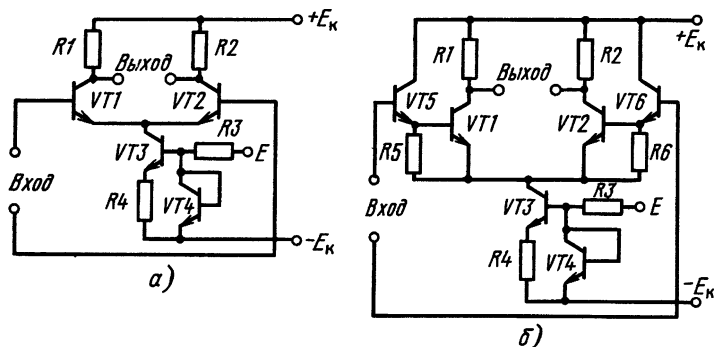


Рис. 2.50. Принципиальные схемы входных каскадов ОУ

ния вызывают незначительные изменения тока коллектора, что эквивалентно большому дифференциальному сопротивлению даже при очень малом падении напряжения на транзисторе. Базовый ток транзистора $VT3$ задается током транзистора $VT4$, и дифференциальное сопротивление транзистора $VT3$ имеет величину порядка 10 МОм, за счет чего достигается значительное подавление дрейфа нуля. В то же время падение постоянного напряжения на транзисторе $VT3$ оказывается незначительным, из-за чего на нем не происходит повышенного рассеяния мощности. Одновременно площадь под транзисторы $VT3$ и $VT4$ на поверхности кристалла оказывается значительно меньшей, чем при использовании резистора с большим сопротивлением.

Для повышения входного сопротивления применяют два способа усовершенствования схем дифференциальных каскадов. Первый из них заключается во введении дополнительных эмиттерных повторителей на транзисторах $VT5$ и $VT6$ (рис. 2.50, б). Входной сигнал подается на базы транзисторов эмиттерных повторителей, с выходов которых он поступает на входы дифференциального каскада. В этом случае входное сопротивление ОУ определяется входным сопротивлением эмиттерного повторителя, а оно достаточно велико.

Второй способ повышения входного сопротивления состоит в использовании так называемых составных транзисторов. Наиболее часто встречается схема Дарлингтона (рис. 2.51, а). Ее можно рассматривать как единый транзистор, базой которого служит база транзистора $VT1$, эмиттером — эмиттер транзистора $VT2$, а коллектором — точка соединения коллекторов обоих транзисторов.

Как следует из схемы включения составного транзистора,

$$I_3 = I_{32} = I_{K2} + I_{B2} = (h_{2132} + 1) I_{B2},$$

где $h_{2132} = I_{K2} / I_{B2}$. Поскольку $I_{B2} = I_{31}$,

$$I_3 = (h_{2132} + 1) I_{31} = (h_{2132} + 1)(h_{2131} + 1) I_{B1} = h_{213} I_{B1},$$

откуда

$$h_{213} = (h_{2131} + 1)(h_{2132} + 1).$$

Так как h_{2131} и h_{2132} значительно больше единицы,

$$h_{213} \approx h_{2131} h_{2132}. \quad (2.101)$$

Последняя формула показывает, что составной транзистор имеет большой коэффициент усиления по току. Это позволяет, включив такие составные транзисторы на входе дифференциального каскада (рис. 2.51, б), уменьшить входной ток ОУ, что эквивалентно увеличению его входного сопротивления. При этом следует заметить, что транзисторы в схеме Дарлингтона работают в совершенно разных режимах — токи вторых транзисторов

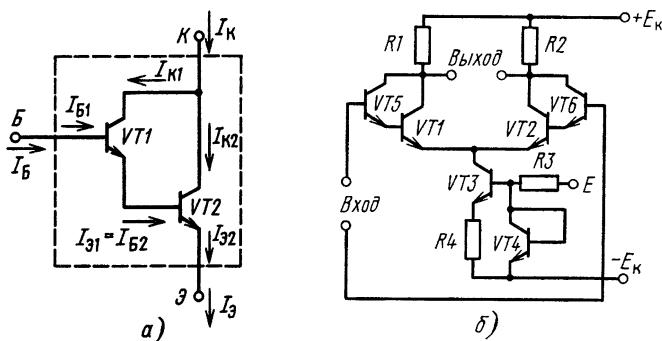


Рис. 2.51. Схема Дарлингтона (а) и принципиальная схема входного каскада ОУ с повышенным сопротивлением (б)

значительно (примерно в h_{2132} раз) превышают токи первых. Для согласования режимов транзисторов по постоянному току требуется использовать транзисторы с существенно различными площадями коллекторов.

Во входных каскадах ОУ используют и униполярные транзисторы. Дифференциальные усилители с униполярными транзисторами на входе обладают очень высоким входным сопротивлением, но имеют сравнительно большие напряжения смещения и значительный температурный дрейф. Поэтому униполярные транзисторы в ОУ применяются реже биполярных.

Промежуточный каскад ОУ обычно выполняет две задачи: обеспечивает основное усиление напряжения и осуществляет сдвиг уровня постоянного напряжения. Уровень шумов и дрейфа нуля не является первостепенным показателем этого каскада: при достаточном коэффициенте усиления входного каскада промежуточный каскад вносит небольшой вклад в уровень шума и дрейф нуля всего операционного усилителя. Необходимость в сдвиге уровня постоянного напряжения связана с универсальностью ОУ. Действительно, если в усилителе используется несколько последовательно соединенных каскадов с непосредственной связью, собранных на биполярных или полевых транзисторах одного типа, то постоянное напряжение каждой последующей базы (или каждого последующего затвора) оказывается выше предыдущей по отношению к «земле». В результате этого при отсутствии входного сигнала постоянное напряжение на выходе ОУ может сильно отличаться от напряжения на входе. Следовательно, при каскадном соединении нескольких операционных усилителей или при введении цепей обратной связи будет происходить нарушение режима каскадов ОУ по постоянному току. Для создания наиболее благоприятных условий включения внешней обратной связи и соединения между собой нескольких операционных усилителей полезно предусмотреть специальные меры, позволя-

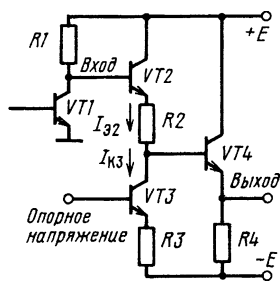


Рис. 2.52. Промежуточный каскод операционного усилителя

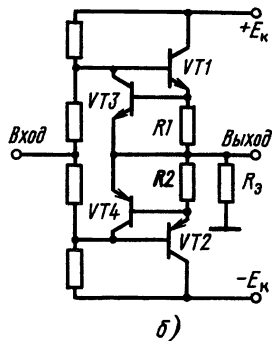
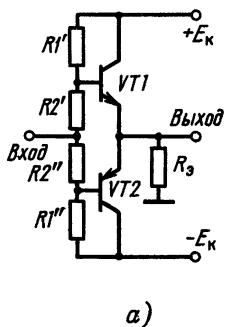


Рис. 2.53. Принципиальные схемы выходных каскодов ОУ на комплементарных транзисторах

ющие подключить к операционному усилителю любые внешние цепи без нарушения режима работы его каскадов по постоянному току. Очень простое и удобное решение этой задачи состоит в создании такого режима каскадов ОУ по постоянному току, при котором в отсутствие сигнала постоянное напряжение на входе и выходе ОУ равно нулю.

Постоянное нулевое напряжение на входе ОУ легко достигается подбором величин напряжений питания ($+E_1$, $-E_2$), а для обеспечения нулевого постоянного напряжения на выходе ОУ необходимо ввести в ОУ специальную схему сдвига уровня постоянного напряжения (рис. 2.52). На транзисторе $VT1$ собран обычный усилительный каскод, служащий промежуточным каскодом ОУ. С его выхода сигнал поступает на схему сдвига уровня, которая состоит из двух эмиттерных повторителей, собранных на транзисторах $VT2$ и $VT4$, и генератора постоянного тока ($VT3$). Параметры эмиттерных повторителей подбирают таким образом, чтобы коэффициенты усиления их были близки к единице. Нагрузкой первого эмиттерного повторителя служит делитель напряжения, состоящий из резистора $R2$ и сопротивления транзистора $VT3$, которое для постоянного тока мало, а для переменного велико. В результате этого оказывается, что постоянное и переменное напряжения между входом и выходом схемы сдвига уровня сильно отличаются друг от друга. Так как напряжение на базе транзистора $VT3$ фиксировано, то $I_{K3} = \text{const}$, а в связи с тем, что $I_{K3} = I_{\Sigma 2}$, падение напряжения на резисторе $R2$ оказывается неизменным, т. е. при отсутствии сигнала постоянное напряжение между входом и выходом схемы сдвига уровня

$$U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} = U_{\text{БЭ}2} + R_2 I_{\Sigma 2} + U_{\text{БЭ}4} \approx R_2 I_{K3} = E = \text{const}. \quad (2.102)$$

Совершенно другое положение будет для переменного напряжения. В связи с тем, что сопротивление транзистора $VT3$ для

переменного напряжения велико (значительно больше сопротивления резистора $R2$), сигнал, поступающий на вход транзистора $VT2$, оказывается полностью приложенным ко входу транзистора $VT4$, т. е. переменное напряжение непосредственно передается на выход сдвига уровня, следовательно,

$$U_{\text{вых}} \sim U_{\text{вх}} - E. \quad (2.103)$$

Изменяя сопротивление резистора $R2$ и величину опорного напряжения на базе транзистора $VT3$, получают необходимое напряжение E и сдвигают уровень постоянного напряжения на такую величину, чтобы на выходе ОУ в отсутствие сигнала было напряжение, равное нулю.

Выходной каскад ОУ должен иметь малое выходное сопротивление, широкую полосу пропускания, отдавать в нагрузку значительную мощность, иметь большой размах выходного напряжения в обе стороны от нуля, малый ток покоя и не оказывать влияния на промежуточный каскад. Желательно также иметь в выходном каскаде защиту схемы ОУ от короткого замыкания нагрузки и перенапряжений на входе.

Этим требованиям удовлетворяют эмиттерные и истоковые повторители. Как отмечено в § 2.6, повторители имеют малое выходное сопротивление, широкую полосу пропускания и большой динамический диапазон. Являясь усилителями мощности, они способны отдавать в нагрузку значительную мощность, а за счет своего большого входного сопротивления мало влияют на предыдущие каскады. В выходных каскадах первых ОУ использовались простые эмиттерные повторители. Такой выходной каскад показан на предыдущей схеме (транзистор $VT4$). Однако при больших изменениях эмиттерного тока в биполярном транзисторе наблюдается эффект ограничения сигнала, что сужает динамический диапазон эмиттерного повторителя. Для устранения этого схемы повторителей усложняют за счет введения второго повторителя на транзисторе противоположного типа. Такие схемы называют *комплементарными*. Пример схемы комплементарного эмиттерного повторителя приведен на рис. 2.53, а. В этой схеме расширение динамического диапазона достигается за счет того, что n - p - n транзистор $VT1$ пропускает положительную полуволну напряжения, а p - n - p транзистор $VT2$ — отрицательную.

Защита ОУ от перегрузок осуществляется с помощью дополнительных резисторов или транзисторов. Последняя более совершенна. Пример схемы такой защиты приведен на рис. 2.53, б. Элементами защиты являются транзисторы $VT3$ и $VT4$. Если ток через эмиттерные резисторы $R1$ и $R2$ превысит некоторую фиксированную величину, на этих резисторах появится напряжение, превышающее 0,7 В, при котором открываются транзисторы $VT3$ и $VT4$, шунтирующие вход эмиттерного повторителя.

Операционные усилители в целом характеризуются теми же основными параметрами, что и обычные усилители с непосредственной связью: коэффициентом усиления по напряжению K_U , входным и выходным сопротивлениями, шириной полосы пропускания и коэффициентом ослабления синфазных входных напряжений $K_{ос.сф.}$. Кроме этого для него важны такие величины, как напряжение смещения $U_{см}$ — постоянное входное напряжение, при котором выходное напряжение равно нулю; входной ток $I_{вх}$ — среднее арифметическое значение входных токов при выходном напряжении, равном нулю; разность входных токов $\Delta I_{вх}$ — разность значений токов, протекающих через входы ОУ при выходном напряжении, равном нулю, и некоторые температурные характеристики.

В интегральных ОУ коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи имеет величину от нескольких тысяч (для первых образцов ОУ) до нескольких миллионов (для последних образцов ОУ), входное сопротивление от единиц килоом до 10^{12} Ом, выходное сопротивление, измеряемое сотнями ом, полосу пропускания в несколько мегагерц и коэффициент ослабления синфазных входных напряжений 60...120 дБ.

В настоящее время промышленно выпускается много интегральных ОУ, которые можно разбить на несколько групп: общего назначения, с повышенным входным сопротивлением, быстродействующие, частного применения и микромощные.

Остановимся только на интегральных ОУ общего назначения, которые представляют собой универсальные многофункциональные усилители, нашедшие наибольшее распространение в РЭА. Они используются в качестве основных узлов в усилителях (широкополосных, прецизионных, избирательных), повторителях напряжения, в различных устройствах, выполняющих математические операции (см. § 2.3). На их основе строят генераторы гармонических и релаксационных колебаний, различные регуляторы, стабилизаторы, измерительные устройства и т. д.

Типичные параметры интегральных ОУ общего применения приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1. Основные электрические параметры интегральных ОУ общего назначения

Параметр	140УД1А	140УД1Б	140УД7	153УД1	153УД2
K_U , 10^3	0,6—4,5	1,6—11,5	50	20—80	50
$K_{ос.сф.}$, дБ	60	60	70	65	70
$R_{вх}$, кОм	4	4	400	100	300
$R_{вых}$, Ом	700	700	150	200	300
$f_{пр}$, МГц	5	20	0,8	5	3
$\pm E_{ин}$, В	6,3	12,6	15	15	15

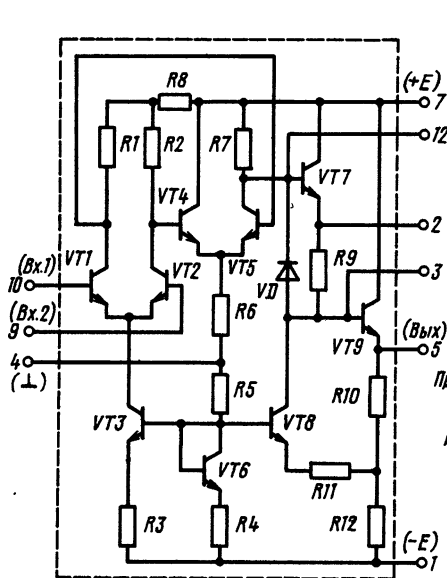


Рис. 2.54. Принципиальная схема ОУ типа 140УД1

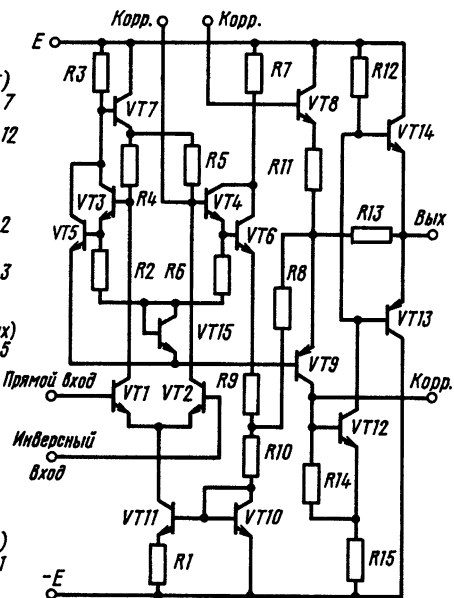


Рис. 2.55. Принципиальная схема ОУ типа 153УД1

Рассмотрим принципиальные схемы только двух ОУ общего назначения: 140УД1 и 153УД1. Подробный анализ большого числа принципиальных схем ОУ нецелесообразен из-за их сложности и очень быстрой эволюции.

Интегральный ОУ 140УД1 является одним из первых ИОУ, схема которого стала в некотором роде классической (рис. 2.54). Операционный усилитель 140УД1 содержит входной каскад (транзисторы $VT1 - VT4$), промежуточный (транзисторы $VT5 - VT8$) и выходной (транзистор $VT9$). Входной дифференциальный каскад построен на транзисторах $VT1$ и $VT2$ с резисторами в коллекторных цепях $R1$, $R2$ и $R8$. Прямым входом служит база транзистора $VT1$, а инверсным — база транзистора $VT2$. Токи эмиттеров входного каскада задаются источником стабилизированного тока, построенного на транзисторе $VT3$. Ток транзистора $VT3$ задается и стабилизируется транзистором $VT4$ в диодном включении. Эта же цепь одновременно используется для задания и стабилизации режима схемы сдвига уровня (транзистор $VT8$). Промежуточный каскад содержит второй дифференциальный усилитель ($VT5$, $VT6$) и схему сдвига уровня напряжения ($VT7$, $VT8$). В качестве выходного каскада используется простой эмиттерный повторитель на транзисторе $VT9$. В диоде используется только его емкость, которая выполняет функции ускоряющего конденсатора, что уменьшает искажения крутых перепадов.

Конструктивно усилитель 140УД1 является полупроводниковой ИС, выполненной на кремниевой пластине размером $1,1 \times 1,1 \text{ мм}^2$, причем выпускается две разновидности ОУ такого типа: 140УД1А и 140УД1Б, основные отличия которых связаны с различными коэффициентами усиления и значением напряжений источников питания (см. табл. 2.1).

Основными недостатками усилителей типа 140УД1 являются сравнительно небольшой коэффициент усиления и низкое входное сопротивление. Более высококачественным является усилитель типа 153УД1, схема которого показана на рис. 2.55. Этот усилитель обладает значительно большим коэффициентом усиления, более высоким входным и более низким выходным сопротивлениями. Входной дифференциальный каскад операционного усилителя 153УД1 собран на транзисторах $VT1$ и $VT2$. Он охвачен глубокой отрицательной обратной связью и работает с малыми эмиттерными токами, благодаря чему удается увеличить его входное сопротивление. Но коэффициент усиления первого каскада оказывается небольшим, из-за чего приходится увеличивать коэффициент усиления промежуточного каскада. В промежуточный каскад входит дифференциальный усилитель на составных транзисторах $VT3$, $VT5$ и $VT4$, $VT6$; схема сдвига уровня постоянного напряжения, построенная на комплементарных транзисторах $VT8$ и $VT9$, включенных по каскодной схеме; усилительный каскад на транзисторе $VT12$. Выходным каскадом в ОУ 153УД1 служит эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах $VT13$, $VT14$. Источник постоянного тока, стабилизирующий работу всей схемы, собран на транзисторах $VT10$, $VT11$.

Рассмотренные выше схемы ИОУ относятся к усилителям первого поколения, ИОУ второго поколения имеют лучшие характеристики, которые достигнуты благодаря применению составных транзисторов и МДП-структур. Вообще ИОУ к настоящему времени достигли высокого совершенства, и сейчас разработчики новых интегральных операционных усилителей все большее внимание уделяют специализированным микросхемам.

Некоторые особенности реальных операционных усилителей.

В идеальном усилителе выходное напряжение точно равно произведению входного сигнала на коэффициент усиления ОУ. В реальном усилителе в выходном напряжении появляется составляющая ошибки, которая связана с различием между реальным и идеальным ОУ. Если ошибка невелика по сравнению с выходным напряжением, ее можно не учитывать. Но если она сравнима с выходным напряжением, ее необходимо устранить или хотя бы уменьшить. При усилении постоянного напряжения наиболее существенны: входное напряжение сдвига, входной ток смещения, входной ток сдвига и дрейф операционного усилителя. При усилении переменного напряжения важна частотная характеристика ОУ и скорость нарастания напряжения.

Если закоротить входы идеального ОУ, его входное напряжение будет равно нулю. В реальном ОУ при закороченных входах выходное напряжение имеет некоторую конечную величину $U_{\text{вых. сдв}}$. Это связано с тем, что коллекторные токи транзисторов входного дифференциального каскада несколько отличаются даже тогда, когда на их базы подано одинаковое напряжение. В результате этого на выходе первого каскада появляется напряжение, которое затем усиливается и увеличивается за счет дополнительных разбалансов в последующих каскадах ОУ. Напряжение $U_{\text{вых. сдв}}$ носит название *выходного напряжения*

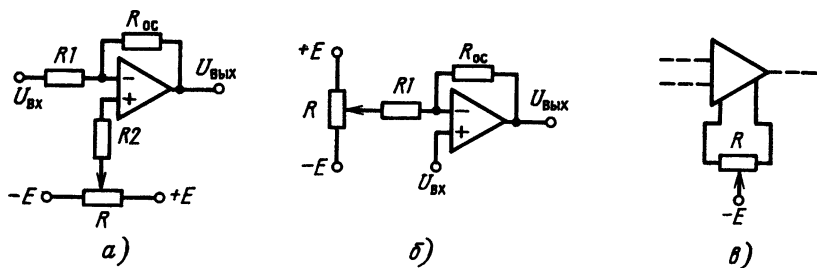


Рис. 2.56. Способы установки нуля ОУ:

а — подачи постоянного напряжения на прямой вход, *б* — на инверсный, *в* — с помощью специальной схемы

сдвига операционного усилителя. Это напряжение зависит как от разбаланса внутри ОУ, так и от коэффициента усиления ОУ в данной конкретной схеме. Поэтому, чтобы охарактеризовать собственно операционный усилитель, вводят понятие о входном напряжении сдвига, под которым понимают такую величину постоянного входного напряжения соответствующей полярности, при которой $U_{\text{вых. сдв}} = 0$. При этом говорят, что усилитель сбалансирован или что в нем установлен нуль.

Установку нуля ОУ проводят различными способами. В наиболее простых ОУ ее осуществляют, подавая дополнительное постоянное напряжение к тому входу ОУ, на который не подается усиливаемый сигнал. В инвертирующем усилителе это будет прямой вход (рис. 2.56, *а*), а в неинвертирующем усилителе — инверсный (рис. 2.56, *б*). В более совершенных ОУ предусматриваются специальные выводы компенсации нуля и тогда установка нуля проводится, например, с помощью схемы, показанной на рис. 2.56, *в*.

В идеальном операционном усилителе ток через входные клеммы равен нулю. В большинстве ОУ во входных каскадах используют биполярные транзисторы, которые управляются базовыми токами. Поэтому в реальном ОУ через оба входа проходят малые постоянные токи — *входные токи смещения*, которые определяются как среднее значение двух базовых токов входного каскада ОУ:

$$I_{\text{см}} = (I_{\text{Б1}} + I_{\text{Б2}}) / 2. \quad (2.104)$$

Так как $I_{\text{Б1}} \approx I_{\text{Б2}}$, то в паспортах ОУ приводится входной ток смещения $I_{\text{см}} \approx I_{\text{Б1}} \approx I_{\text{Б2}}$. Хотя $I_{\text{см}}$ мал (для простых ОУ он составляет единицы микроампер, а для высококачественных ОУ — единицы наноампер), входной ток смещения может оказать серьезное влияние на выходное напряжение, особенно при больших значениях $R_{\text{о.с.}}$. Действительно, как видно из схемы на рис. 2.57, *а*, ток $I_{\text{Б2}}$ не создает никакого падения напряжения на входе ОУ, поэтому потенциал точки 2 будет равен нулю. Ток $I_{\text{Б1}}$, проходя по резисторам $R1$ и $R_{\text{о.с.}}$, создает падение напряжения

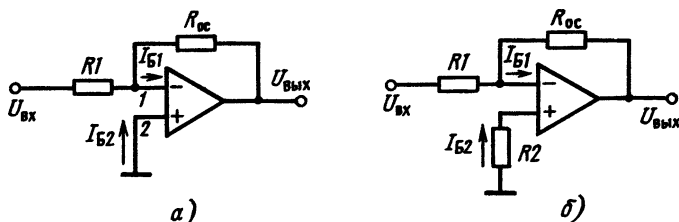


Рис. 2.57. Схемы ОУ без компенсации (а) и с компенсацией тока смещения (б)

$U_- = (R_1 \parallel R_{o.c}) I_{Б1}$, которое оказывается дифференциальным между входами ОУ, вызывает появление дополнительного выходного напряжения

$$U'_{\text{вых}} = K U_1 = \frac{R_{o.c}}{R_1} \frac{R_{o.c} R_1}{R_{o.c} + R_1} I_{\text{см}} \approx R_{o.c} I_{\text{см}} \quad (2.105)$$

и будет, очевидно, тем больше, чем больше $R_{o.c}$.

Влияние входного тока смещения можно свести к минимуму, если последовательно с прямым входом реального ОУ включить резистор R_2 (рис. 2.57, б). Величина сопротивления R_2 должна быть подобрана такой, чтобы падения напряжения $U_{R2} = U_2$ было равно U_1 . Тогда напряжения на обоих входах относительно земли будут одинаковыми, дифференциальное входное напряжение равно нулю, а следовательно, и $U'_{\text{вых}}$ также будет равно нулю. Очевидно, что

$$R_2 = R_1 \parallel R_{o.c} = R_1 R_{o.c} / (R_1 + R_{o.c}). \quad (2.106)$$

Кроме того, что в реальном ОУ имеется входной ток смещения, оказывается, что $I_{Б1} \neq I_{Б2}$. Это, в свою очередь, вызывает появление дополнительного выходного напряжения. Разность базовых токов называют *входным током сдвига ОУ*

$$I_{\text{вх. сдв}} = I_{Б1} - I_{Б2}, \quad (2.107)$$

и для устранения его влияния необходимо вводить несколько другое сопротивление R_2 по сравнению с рассчитанным по формуле (2.106).

Вообще для уменьшения влияния входных токов ОУ (входных токов смещения и сдвига) необходимо, чтобы сопротивление по постоянному току между входами реального операционного усилителя было одинаковым.

Наконец, при усилении постоянных напряжений существенное значение имеет дрейф. Выше мы рассмотрели влияние входных токов ОУ и напряжения сдвига. Но все они с течением времени изменяются, что вызывает колебание величины входного напряжения. Основными причинами являются нестабильность напряжений питания и внешней температуры. Температурные изменения

входных токов обычно даются в спецификации ОУ в наноамперах на градус Цельсия ($\text{нА}/^{\circ}\text{C}$), а изменения входного напряжения в микровольтах на градус Цельсия ($\text{мкВ}/^{\circ}\text{C}$). Нестабильность напряжений питания может быть скомпенсирована применением стабилизированных источников питания. Температурные влияния могут быть ослаблены, если ОУ поместить в термостат.

2.9. МОЩНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Выходная мощность рассмотренных в предыдущих параграфах усилителей колеблется от долей ватта до единиц ватт, но для решения многих задач требуется значительно бóльшая мощность. Например, для приведения в действие громкоговорителей в звуковых усилителях необходима мощность до сотен ватт, для эффективной радиосвязи на большие расстояния нужны высокочастотные сигналы, мощность которых измеряется сотнями киловатт. Сигналы большой мощности требуются и для приведения в действие различных электрических машин, исполнительных механизмов и других мощных устройств. Все эти задачи решаются с помощью усилителей мощности, основным назначением которых является отдача заданной мощности в нагрузку.

Необходимость создания значительной выходной мощности приводит к тому, что не только схемы и режимы работы, но и методы анализа усилителей мощности в сильной степени отличаются от того, что имеет место в усилителях напряжения.

Во-первых, в усилителях мощности все элементы работают в значительно более жестких условиях, чем в усилителях напряжения. В частности, в транзисторах выделяется значительно количество тепла и для поддержания необходимых рабочих условий приходится принимать специальные меры по их охлаждению. Во-вторых, для получения значительной мощности на выходе усилителя нужно подавать на его вход большой сигнал. Это приводит к тому, что рабочая точка выходит за пределы прямолинейного участка динамической характеристики транзистора, используемого в таких усилителях, из-за чего появляются нелинейные искажения. Наконец, для отдачи максимальной мощности в нагрузку необходимо согласовывать внутреннее сопротивление усилителя мощности с сопротивлением нагрузки, что заставляет вводить в каскад усилителя мощности специальные схемы согласования, например согласующие выходные трансформаторы.

Указанные особенности работы усилителей мощности приводят к тому, что при их анализе прежде всего интересуются: величиной выходной мощности $P_{\sim}$, коэффициентом полезного действия η , нелинейными искажениями, которые оцениваются коэффициентом гармонии K_g , схемами согласования сопротивлений, расчетами тепловых режимов транзистора. Наличие боль-

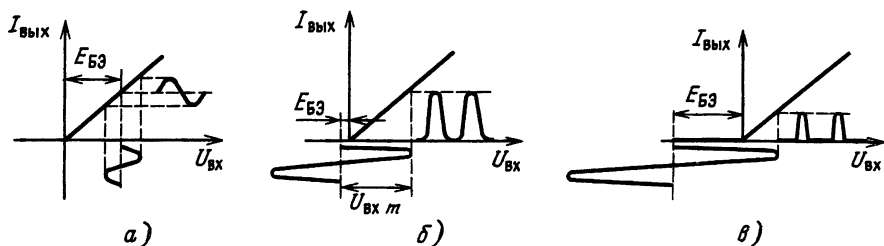


Рис. 2.58. Режимы работы транзистора (классы усиления):

а—режим *A*, *б*—режим *B*, *в*—режим *C*

шого сигнала на входе усилителей мощности не позволяет использовать при анализе таких усилителей эквивалентные схемы транзистора, которые применяют при анализе усилителей напряжения. Основными при анализе усилителей мощности являются графические методы.

Режим работы транзистора (классы усиления). В зависимости от напряжения смещения и амплитуды входного сигнала различают три режима работы транзистора, которые обозначают буквами *A*, *B* и *C*.

В режиме *A* смещение выбирают так, чтобы точка покоя располагалась вблизи середины прямолинейного участка его сквозной динамической характеристики $I_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$, а амплитуда входного напряжения не выходила за пределы прямолинейного участка (рис. 2.58, *а*). В идеальном случае нелинейных искажений не будет, однако мощность на выходе усилителя оказывается малой, так же как и КПД, который определяется отношением мощности $P_{\sim}$ переменного напряжения в нагрузке к мощности $P_{\text{общ}}$, потребляемой от источника питания E :

$$P_{\sim} = 0,5 I_{1m} U_{1m}; \quad P_{\text{общ}} = I_0 E,$$

где U_{1m} —амплитуда переменного напряжения на нагрузке; E —напряжение источника питания; I_{1m} —амплитуда переменного тока в нагрузке; I_0 —постоянная составляющая тока в нагрузке.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{\sim} / P_{\text{общ}} = 0,5 (I_{1m} / I_0) (U_{1m} / E) = 0,5 \gamma \xi, \quad (2.108)$$

где

$$\gamma = I_{1m} / I_0; \quad \xi = U_{1m} / E.$$

Предельные значения токов и напряжений таковы, что $\gamma_{\text{max}} = 1$; $\xi_{\text{max}} = 1$, поэтому

$$\eta_{A \text{ max}} = 50\%. \quad (2.109)$$

В режиме *B* смещение выбирают таким, чтобы точка покоя располагалась вблизи точки перегиба вольт-амперной

характеристики (рис. 2.58, б), а амплитуда входного напряжения значительно превышала $U_{вх.т}$ в режиме *A*. В этом случае выходной ток транзистора наблюдается только для положительных значений входного напряжения, а его форма сильно отличается от формы входного напряжения, т. е. в транзисторе появляются нелинейные искажения. Но при этом резко возрастает КПД транзистора, который достигает теоретической величины

$$\eta_{в.макс} = 0,785 = 78,5\%. \quad (2.110)$$

В режиме *C* смещение выбирают большим, чем в режиме *B* (рис. 2.58, в). В этом случае выходной ток транзистора имеет вид коротких импульсов, появляющихся лишь в те моменты времени, когда входное напряжение близко к $U_{вх.т}$. Теоретическое значение КПД оказывается близким к 100%, но возникающие при этом нелинейные искажения столь велики, что режим *C* не может быть рекомендован для большинства усилительных каскадов.

Сравнение режимов *A* и *B* показывает, что непосредственное их использование не позволяет создать усилители мощности, одновременно имеющие высокий КПД и малые нелинейные искажения. Выход находят в том, что в маломощных усилителях допускают режим *A*, а в мощных используют режим *B*. Возникающие во втором случае нелинейные искажения устраняют либо за счет выбора соответствующей схемы нагрузки, либо за счет специального включения транзисторов. Первый путь решения задачи более простой, но он приемлем только для усиления сигналов, имеющих узкий спектр. Применяя в качестве нагрузки усилителя мощности частотно-избирательные схемы, можно отфильтровать высшие гармонические составляющие. Тогда, несмотря на то, что выходной ток транзистора отличается по форме от входного напряжения, выходное напряжение усилителя может точно соответствовать входному. В идеальном случае нелинейных искажений не будет, а КПД усилителя окажется высоким. Второй путь более сложный, но зато он может служить и для усиления сигналов, имеющих широкий частотный спектр. Он базируется на одновременном использовании четного числа транзисторов. При этом искажения, возникающие в одном транзисторе, компенсируются другим (парным) транзистором. Выходной ток пары таких транзисторов теоретически может в точности соответствовать по форме входному напряжению. Тогда нелинейных искажений в усилителе снова не будет, а КПД каждого транзистора и, следовательно, усилителя в целом опять окажется высоким. Такие усилители получили название *двухтактных*. Их широко используют на практике, так как только они позволяют получить высокий коэффициент полезного действия при малом уровне нелинейных искажений для сигналов сложной формы.

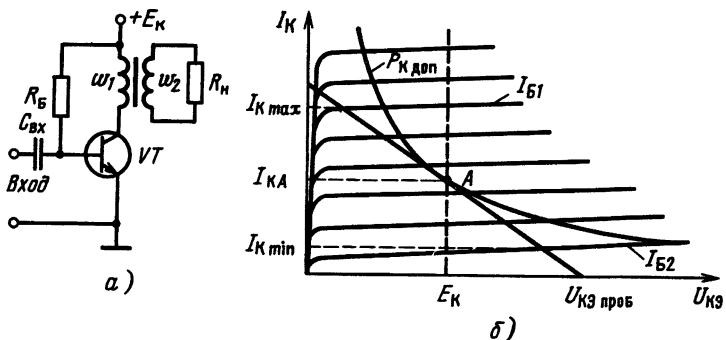


Рис. 2.59. Принципиальная схема однотактного усилителя мощности (а) и выбор рабочей точки биполярного транзистора в этой схеме (б)

В каскадах усиления мощности преимущественно применяют биполярные транзисторы, которые включают как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общей базой. При включении транзистора по схеме с общим эмиттером коэффициент усиления по мощности получается большим, поэтому для таких каскадов требуется сравнительно небольшая мощность на входе. Это позволяет применять в последнем каскаде усилителя напряжения обычный маломощный каскад, что упрощает весь усилитель. При включении транзистора по схеме с общей базой удастся получить меньшие нелинейные искажения (из-за большей линейности семейства выходных характеристик биполярного транзистора в схеме с ОБ). Однако при таком включении входной ток мощного каскада, а следовательно, и его входная мощность часто оказываются достаточно большими, что заставляет вводить в усилитель специальный каскад предварительного усиления мощности, а это, естественно, является недостатком, «утяжеляющим» весь усилитель.

Однотактный каскад усиления мощности. Поскольку основные соотношения для схем с ОЭ и ОБ одинаковы, рассмотрим подробно работу только однотактного транзисторного усилителя мощности, собранного по схеме с общим эмиттером (рис. 2.59, а). Прежде всего выберем такой режим работы транзистора, при котором на его коллекторе выделяется мощность, не превышающая допустимую. Как известно, необходимую энергию усилительный каскад получает от источника питания E_k . Часть мощности источника питания превращается в полезную выходную мощность $P_{\sim}$ и через трансформатор поступает в нагрузку R_n , а часть мощности теряется в каскаде. В рассматриваемом случае уравнение баланса мощностей может быть записано в виде

$$E_k I_k = R_{\sim} I_k^2 + (U_{кэ} I_k + R_{\sim} I_k^2), \quad (2.111)$$

где $R_{\sim} = n^2 R_n$ — сопротивление нагрузки усилительного каскада по переменному току; $R_{\sim}$ — сопротивление коллекторной цепи по постоянному току.

Из (2.111) следует, что мощность, рассеиваемая на транзисторе,

$$P_K = U_{KЭ} I_K = E_K I_K^2 - R_{\sim} I_K^2 - R_{-} I_K^2$$

или с учетом малой величины R_{-}

$$P_K \approx E_K I_K - R_{\sim} I_K^2 = E_K I_K - P_{\sim}. \quad (2.112)$$

Последнее уравнение показывает, что наибольшая мощность рассеивается на транзисторе в режиме покоя, когда $P_{\sim} = 0$, т. е.

$$P_{K_{\max}} \approx E_K I_K. \quad (2.113)$$

Условие (2.113) позволяет определить положение точки покоя анализируемого каскада, которая должна располагаться на гиперболе $P_{K_{\text{доп}}}$ или ниже ее (рис. 2.59, б).

Наличие трансформатора, у которого сопротивление постоянному и переменному току неодинаково, усложняет построение нагрузочной прямой. Сначала строят нагрузочную прямую постоянного тока, которая всегда начинается в точке $(E_K, 0)$ и проходит под углом наклона α , тангенс которого равен $1/R_{\sim}$. В связи с тем, что в анализируемом каскаде сопротивление коллекторной цепи по постоянному току близко к нулю, нагрузочная прямая постоянного тока оказывается вертикальной линией, как это показано штриховой линией на рис. 2.59, б. Пересечение нагрузочной прямой постоянного тока с любой кривой семейства статических характеристик транзистора и определяет точку покоя. В усилителях мощности для максимального использования транзистора выбирают такой ток базы, чтобы точкой покоя была точка пересечения нагрузочной прямой постоянного тока и гиперболы $P_{K_{\text{доп}}}$ (точка А).

Выбрав положение точки покоя, переходят к построению нагрузочной прямой переменного тока. Эта прямая проходит через точку покоя А, а ее наклон определяется величиной сопротивления коллекторной цепи транзистора переменному току $R_{\sim}$. Положение нагрузочной прямой переменного тока должно быть таким, чтобы на выходе каскада создавалась максимальная полезная мощность переменного напряжения и чтобы мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, в любой момент времени не превышала допустимую. Величина полезной мощности определяется площадью треугольника, сторонами которого являются оси координат и отрезок нагрузочной прямой переменного тока, расположенный между этими осями, а для того чтобы мощность, выделяющаяся на коллекторе транзистора, не превышала допустимую, нужно, чтобы нагрузочная прямая переменного тока была касательной к гиперболе $P_{K_{\text{доп}}}$. В то же время из свойств равнобочной гиперболы известно, что площадь между любой касательной и осями координат одинакова. Поэтому

величина полезной выходной мощности анализируемого каскада оказывается одинаковой для любой нагрузочной прямой переменного тока, если эта прямая является касательной к гиперболе. Но кроме этого необходимо так выбрать режим работы транзистора, чтобы напряжение между его коллектором и эмиттером в самый неблагоприятный момент не превышало допустимую величину $U_{КЭ\text{проб}}$, а максимальный ток коллектора $I_{К\text{max}}$ никогда не превышал $I_{К\text{доп}}$. Последние условия будут выполнены, если выбрать величину напряжения E_k равной половине $U_{КЭ\text{проб}}$.

В соответствии с изложенным построение нагрузочной прямой переменного тока в одноконтном транзисторном каскаде усилителя мощности проводят следующим образом. На семействе выходных статистических характеристик транзистора (рис. 2.59, б), на оси $U_{КЭ}$ откладывают величину напряжения $U_{КЭ\text{проб}}$, затем определяют величину напряжения E_k из условия $E_k = (1/2) U_{КЭ\text{проб}}$. Из точки с координатами $(E_k, 0)$ проводят вертикальную прямую. Точка пересечения этой вертикальной прямой (нагрузочной прямой) постоянного тока с гиперболой $P_{К\text{доп}}$ является точкой покоя A . Соединяют прямой линией точку A и точку с координатами $(U_{КЭ\text{проб}}, 0)$ и находят положение нагрузочной прямой переменного тока. В этом случае транзистор будет отдавать максимально полезную мощность, а потери в нем не будут превышать допустимые.

Для обеспечения рассмотренного режима работы одноконтного усилителя мощности необходим выходной трансформатор с коэффициентом трансформации $n = \sqrt{R_{\sim}/R_n}$, где R_n — заданная величина сопротивления нагрузки.

Рассмотрим теперь энергетические соотношения в таком каскаде. Из рис. 2.59, б видно, что при изменении базового тока от величины $I_{Б1}$ до $I_{Б2}$ коллекторный ток будет меняться от $I_{К\text{max}}$ до $I_{К\text{min}}$. Если токи и напряжения изменяются по гармоническому закону, то полезная мощность

$$P_{\sim} = \left(\frac{I_{К\text{max}} - I_{К\text{min}}}{2\sqrt{2}} \right)^2 R_{\sim} = \frac{(I_{К\text{max}} - I_{К\text{min}})^2}{8} R_{\sim}. \quad (2.114)$$

В связи с тем, что потребляемая каскадом мощность $P_{\text{общ}} = E_k I_K$, а в анализируемом случае $E_k/I_K = R_{\sim}$, имеем

$$P_{\text{общ}} = E_k^2 / R_{\sim}.$$

Тогда КПД каскада

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{\text{общ}}} = \frac{1}{8} \frac{(I_{К\text{max}} - I_{К\text{min}})^2}{(E_k/R_{\sim})^2}. \quad (2.115)$$

Как следует из последнего соотношения, КПД зависит от амплитуды выходного сигнала. Для максимально возможного

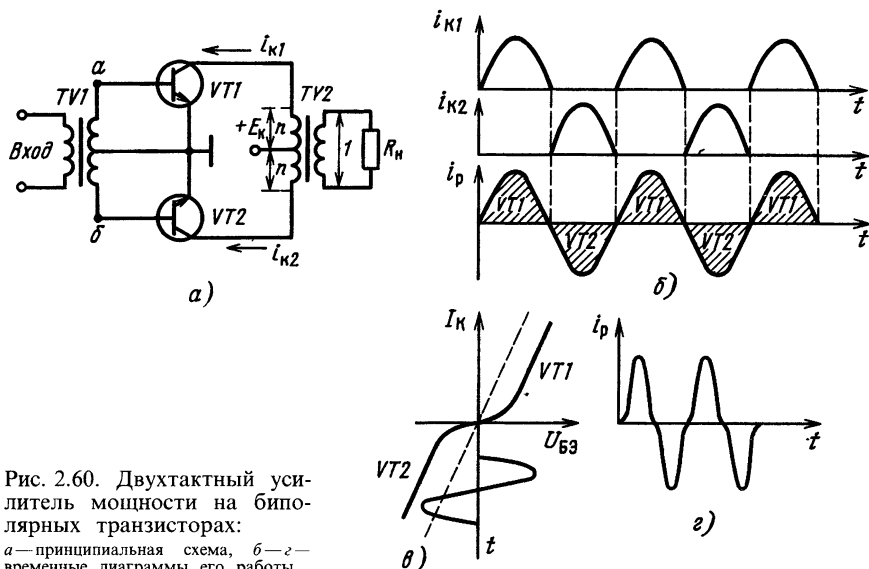


Рис. 2.60. Двухтактный усилитель мощности на биполярных транзисторах:

a — принципиальная схема, *б* — *г* — временные диаграммы его работы

значения, когда рабочая точка перемещается по всей нагрузочной прямой, $I_{K\min}=0$, а $I_{K\max}=2 E_K/R_{\sim}$. Тогда

$$\eta_{\max} = \frac{1}{8} \left(\frac{I_{K\max}}{E_K/R_{\sim}} \right)^2 = \frac{1}{8} \left(\frac{2E_K/R_{\sim}}{E_K/R_{\sim}} \right)^2 = 50\%, \quad (2.116)$$

т. е. теоретически максимальное значение коэффициента полезного действия однотактного трансформаторного каскада, работающего в режиме *A*, равно 50%.

Двухтактный каскад усиления мощности. Основным недостатком однотактных каскадов усиления мощности является низкий коэффициент полезного действия, связанный с необходимостью работать в режиме *A*. Поэтому в усилителях большой мощности переходят к двухтактным схемам, основным достоинством которых является возможность использования режима *B*.

Схема простейшего двухтактного трансформаторного каскада усилителя мощности, работающего в режиме *B*, показана на рис. 2.60, *a*. По существу, это два однотактных усилительных каскада, которые работают на общую нагрузку, присоединенную к ним через выходной трансформатор *TV2*. Входные сигналы, снимаемые со вторичной обмотки входного трансформатора *TV1*, подаются на транзисторы в противофазе. Когда потенциал точки *a* выше потенциала точки *б*, находится в активном режиме и усиливает входной сигнал транзистор *VT1*, а транзистор *VT2* закрыт. Когда потенциал точки *б* выше потенциала точки *a*, в активном режиме находится транзистор *VT2*, и теперь уже

он усиливает входной сигнал, а закрытым оказывается транзистор $VT1$. Так как коллекторные токи транзисторов проходят через первичную обмотку выходного трансформатора в противоположных направлениях, а обе половины первичной обмотки этого трансформатора связаны со вторичной обмоткой общим магнитным потоком, выходное напряжение каскада (напряжение на нагрузке R_n) оказывается пропорциональным разности коллекторных токов транзисторов $i_p = i_{k1} - i_{k2}$. В идеальном случае форма разностного тока в точности совпадает с формой входного напряжения (рис. 2.60, б).

Достоинства двухтактного усилительного каскада:

большой коэффициент полезного действия (что связано с работой каждого транзистора в режиме B);

в режиме покоя в транзисторах $VT1$ и $VT2$ рассеивается малая мощность;

отсутствие постоянной составляющей в разностном токе приводит к тому, что через выходной трансформатор не проходит постоянный ток и, следовательно, в нем отсутствует постоянное подмагничивание. Это позволяет повысить переменную составляющую магнитной индукции в сердечнике выходного трансформатора и уменьшить его размеры;

в проводе питания (между средней точкой $TV2$ и «землей») проходит суммарный ток, который не содержит первую гармонику усиленного напряжения; это позволяет значительно упростить конструкцию фильтров источника питания;

в двухтактных схемах происходит компенсация помех, так как помехи действуют на входе синфазно и составляющие выходного тока, связанные с помехами, компенсируются в первичной обмотке выходного трансформатора.

Недостатки двухтактных схем:

сложность схемы — необходимо иметь по крайней мере два транзистора, причем их характеристики должны как можно меньше отличаться друг от друга;

необходимо использовать трансформаторы с отводом от средней точки, что неудобно с конструктивной точки зрения;

перед двухтактной схемой нужно иметь специальное устройство, «расщепляющее» входной сигнал на два сдвинутых по фазе на 180° , — фазоинвертор, который имеет коэффициент усиления, меньший, чем в обычном усилительном каскаде; это увеличивает размеры и массу всего усилителя.

Отмеченные выше преимущества двухтактных усилительных каскадов могут быть полностью реализованы, если оба транзистора имеют совершенно одинаковые параметры и их сквозные динамические характеристики имеют вид линейно-ломаных, проходящих через начало координат (штриховая прямая на рис. 2.60, в). Характеристики реальных транзисторов отличаются от линейно-ломаной, в результате чего в коллекторном токе

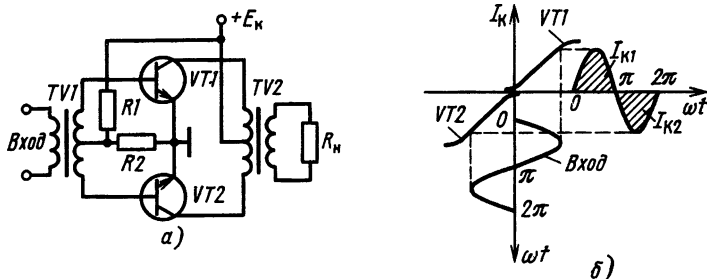


Рис. 2.61. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) усовершенствованного двухтактного усилителя мощности

появляются нелинейные искажения (рис. 2.60, з). Стремление уменьшить эти искажения заставило ввести в схему двухтактного каскада источник дополнительного смещения, который позволяет провести необходимое сопряжение характеристик транзисторов и получить форму разностного тока, более близкую к идеальной форме входного напряжения. Принципиальная схема такого двухтактного каскада и временные диаграммы коллекторных и разностного токов для нее показаны на рис. 2.61.

Анализ двухтактных усилителей мощности проводят тем же графическим методом, что и анализ одноктактных усилителей. Непринципиальное отличие состоит в том, что сначала строят так называемую «составную» характеристику двух транзисторов, на которой проводят нагрузочные прямые для постоянного и переменного токов, находят максимально допустимые изменения выходных напряжений и токов, а затем определяют мощность P_n , выделяемую в нагрузке, мощность $P_{общ}$, потребляемую от источника питания, и коэффициент полезного действия усилительного каскада.

В заключение остановимся на схемах фазоинверторов. Наиболее простой схемой фазоинвертора является трансформатор с выводом средней точки вторичной обмотки (ТВ1 на схемах рис. 2.60, а и 2.61, а). В этих трансформаторах средняя точка соединена с «землей» и при подведении напряжения к первичной обмотке на выходе трансформатора получают два напряжения, сдвинутые по фазе на 180° . Однако такой фазоинвертор имеет два существенных недостатка. Во-первых, в трансформаторе не происходит усиления сигнала. Во-вторых, частотные характеристики трансформатора далеки от идеальных, из-за чего в таком фазоинверторе могут возникать значительные частотные искажения. Более совершенными являются транзисторные схемы фазоинверторов — двухкаскадный усилитель напряжения с делителем между каскадами (рис. 2.62, а) и фазоинвертор с коллекторной и эмиттерной нагрузками (рис. 2.62, б). В последней схеме при возрастании переменного напряжения на входе («+» на базе) одновременно увеличиваются эмиттерный и коллекторный токи транзистора, вследствие чего одновременно понижается напряжение на коллекторе и увеличивается напряжение на эмиттере («-» на коллекторе и «+» на эмиттере). Таким образом, выходные напряжения U'_2 и U''_2 оказываются противоположными по

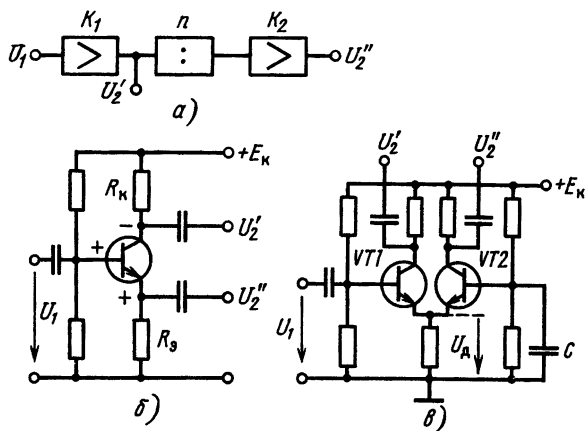


Рис. 2.62. Фазоинверторы с делителем напряжения (а), коллекторно-эмиттерной нагрузками (б) и на дифференциальном каскаде (в)

Рис. 2.63. Двухтактный усилитель мощности, работающий без фазоинвертора

фазе. Подбрав одинаковые значения сопротивлений резисторов R_k и R_3 , можно получить одинаковые амплитуды выходных напряжений.

Наиболее распространенными схемами фазоинверторов являются дифференциальные, к основным достоинствам которых следует отнести их хорошую частотную характеристику, малые искажения сигнала и коэффициент усиления, превышающий единицу. Один из вариантов схемы фазоинвертора на дифференциальном каскаде представлен на рис. 2.62, в. В этой схеме входное напряжение подается на базу левого транзистора ($VT1$), а база правого транзистора ($VT2$) заземлена по переменному току конденсатором C большой емкости. В эмиттерную цепь обоих транзисторов включен резистор R_3 , с помощью которого не только создается отрицательная обратная связь по току, но и снимается напряжение U_3 , являющееся входным напряжением для транзистора $VT2$. При появлении на входе фазоинвертора положительной полуволны переменного напряжения появляется положительная полуволна напряжения на эмиттерах обоих транзисторов и отрицательная полуволна напряжения на коллекторе транзистора $VT1$. Так как потенциал базы транзистора $VT2$ по переменному току равен нулю, возрастание напряжения на его эмиттере вызывает увеличение тока транзистора $VT2$, что приводит к появлению положительной полуволны напряжения на коллекторе транзистора $VT2$. Следовательно, в такой схеме транзисторы $VT1$ и $VT2$ работают в противофазе и напряжения U'_2 и U''_2 оказываются сдвинутыми на 180° .

Амплитуда переменного напряжения U_3 определяется разностью переменных составляющих эмиттерных токов транзисторов $VT1$ и $VT2$. В силу того, что переменная составляющая эмиттерного тока транзистора $VT2$ зависит от переменной составляющей эмиттерного тока транзистора $VT1$, оказывается, что ток I_{31} всегда больше I_{32} . Поэтому при одинаковых параметрах транзисторов $VT1$ и $VT2$ и одинаковых сопротивлениях резисторов R_k в схеме фазоинвертора будет наблюдаться асимметрия ($U'_2 > U''_2$). Для уменьшения

асимметрии необходимо увеличивать сопротивление резистора R_3 , что уменьшает коэффициент усиления фазоинвертора. Подробный анализ показывает, что в таком фазоинверторе при допустимой асимметрии может быть получен коэффициент усиления напряжения, приблизительно вдвое меньший, чем в обычном RC -каскаде с таким же сопротивлением R_4 .

Фазоинверторы усложняют усилительные устройства, ухудшая их потенциальные возможности. Например, при использовании дифференциального каскада коэффициент усиления получается равным $K/2$. Если вместо фазоинвертора применить те же два транзистора в схеме двухкаскадного RC -усилителя, то при той же нагрузке коэффициент усиления станет равным K^2 , т. е. применение фазоинвертора дает потерю в усилении в $2K$ раз. Поэтому желательно разработать схемы усилителей, которые не нуждались бы в фазоинверторах. Реализация такой идеи возможна при использовании в двухтактных усилителях мощности транзисторов разных типов ($n-p-n$ и $p-n-p$). Один из вариантов схемы двухтактного усилителя мощности, который не нуждается в фазоинверсном каскаде, приведен на рис. 2.63. Здесь в одно плечо усилителя включен транзистор типа $p-n-p$ ($VT1$), в другое — транзистор типа $n-p-n$ ($VT2$). Одинаковые изменения напряжений на базах транзисторов $p-n-p$ и $n-p-n$ -типов приводят к противоположным изменениям их коллекторных токов. Значит, если соединить базы транзисторов $p-n-p$ и $n-p-n$ -типов, то положительная полуволна напряжения будет вызывать увеличение коллекторного тока второго транзистора. Отрицательная полуволна напряжения приведет к увеличению коллекторного тока первого транзистора и к одновременному уменьшению коллекторного тока второго транзистора. Таким образом, при подведении однофазного переменного напряжения ко входу усилителя транзисторы $VT1$ и $VT2$ будут работать в противофазе, а режим работы всей схемы окажется двухтактным. Очевидно, что все преимущества двухтактной схемы могут быть полностью реализованы только при абсолютной симметрии схемы. Добиться такой симметрии трудно даже при использовании транзисторов одной марки. Эти трудности возрастают во много раз, когда речь идет об использовании в одной схеме $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов, что ограничивает применение таких двухтактных усилителей.

ГЛАВА 3.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В основе работы любого электронного устройства лежат различные преобразования электрической энергии, поэтому для обеспечения нормального функционирования таких устройств прежде всего необходимы источники энергии. Для этой цели в большинстве случаев используют источники постоянного напряжения, которые называют источниками питания.

На начальном этапе развития радиоэлектроники в качестве источников питания преимущественно использовались гальванические батареи, основными

недостатками которых, особенно при постоянных напряжениях в сотни вольт, являются их громоздкость и малый срок службы. Поэтому вскоре были разработаны более совершенные устройства, в которых осуществляется преобразование переменного напряжения в постоянное. Удобство таких источников питания связано с тем, что в них применяют низкочастотное переменное напряжение. Однако развитие транзисторной электроники, особенно маломощных переносных устройств, для питания которых нужны низковольтные маломощные источники, снова вызвало интерес к гальваническим батареям. Это привело к тому, что сейчас используют оба типа источников питания, в переносной аппаратуре — малогабаритные гальванические батареи и аккумуляторы, а в стационарной аппаратуре — источники питания, в которых происходит преобразование переменного напряжения промышленной частоты в постоянное.

В настоящее время *источниками питания* называют устройства, предназначенные для снабжения электронной аппаратуры электрической энергией и представляющие собой комплекс приборов и аппаратов, которые вырабатывают электрическую энергию и преобразуют ее к виду, необходимому для нормальной работы каждого узла электронной аппаратуры.

В общем случае структурная схема источника питания имеет вид, представленный на рис. 3.1. Ее первым элементом является первичный источник электрической энергии, в котором неэлектрическая энергия (механическая, тепловая, химическая и др.) преобразуется в электрическую. К этим источникам относятся электромашинные генераторы, термогенераторы, солнечные батареи, гальванические элементы, электрические аккумуляторы, атомные источники энергии и т. д. Наиболее часто для стационарной электронной аппаратуры первичным источником энергии служит электрическая сеть промышленного предприятия, летательного аппарата или корабля.

Довольно редко удается осуществить питание электронных устройств непосредственно от первичного источника электроэнергии. В большинстве случаев электрическое напряжение, вырабатываемое в первичном источнике, по характеру, величине, частоте или стабильности оказывается непригодным для питания электронных устройств. Поэтому необходим *источник вторичного электропитания* (ИВЭП), в котором осуществляется преобразование электрической энергии. Если первичный источник энергии создает переменное напряжение, основными узлами ИВЭП являются: выпрямитель, сглаживающий фильтр, стабилизаторы

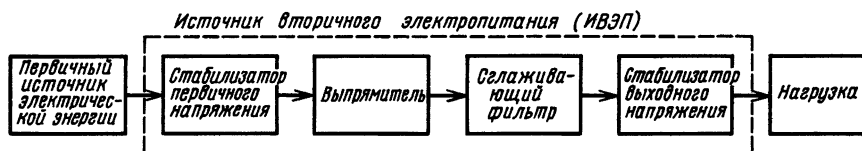


Рис. 3.1. Структурная схема источника питания

входного и выходного напряжений. С помощью выпрямителя переменное напряжение первичного источника преобразуется в пульсирующее постоянное напряжение. Фильтр сглаживает пульсации на выходе выпрямителя. Стабилизатор входного напряжения уменьшает изменения величины (иногда и формы) переменного напряжения первичного источника и тем улучшает работу выпрямителя и следующих за ним узлов ИВЭП. Стабилизатор выходного (постоянного) напряжения поддерживает выпрямленное напряжение на фиксированном, заранее заданном уровне при отклонениях условий работы источника питания от номинальных. Если первичный источник энергии создает постоянное напряжение, величина которого отличается от требуемой для питания электронной аппаратуры, первым узлом ИВЭП служит преобразователь постоянного напряжения в переменное. Остальные узлы остаются прежними.

Основными электрическими параметрами ИВЭП РЭА являются:

1. Номинальное значение постоянного выходного напряжения $U_{\text{ном}}$ и пределы его регулировки. $U_{\text{ном}}$ называют условное, устанавливаемое в технической документации значение постоянного напряжения на выходе ИВЭП, относительно которого устанавливают и определяют его отклонения.

2. Номинальное значение тока нагрузки и допустимые пределы его изменения.

3. Максимальная выходная мощность ИВЭП. Ее определяют выражением

$$P_{\text{max}} \approx U_{\text{ном}} I_{\text{н max}}. \quad (3.1)$$

4. Нестабильность выходного напряжения. На величину выходного напряжения ИВЭП влияют три основных фактора: входное напряжение, ток нагрузки и температура окружающей среды. Поэтому нестабильность выходного напряжения оценивают тремя коэффициентами нестабильности:

коэффициентом нестабильности по напряжению

$$\delta U_{\text{вых}} [\%] = \frac{(\Delta U_{\text{вых}})_U}{U_{\text{ном}}}, \quad (3.2a)$$

который определяют при $I_{\text{н}} = \text{const}$ и $T = \text{const}$;

коэффициентом нестабильности по току

$$\delta U_{\text{вых}} [\%] = \frac{(\Delta U_{\text{вых}})_I}{U_{\text{ном}}}, \quad (3.26)$$

который определяют при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ и $T = \text{const}$;

температурным коэффициентом напряжения

$$\alpha_n [\% / ^\circ\text{C}] = \frac{\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{ном}}}{\Delta T_c} \cdot 100, \quad (3.2\text{в})$$

который определяют при $U_{\text{вх}} = \text{const}$, $I_n = \text{const}$, а $\Delta T_c = T_{c\text{max}} - T_{c\text{min}}$, где $T_{c\text{max}}$ — максимальная, а $T_{c\text{min}}$ — минимальная температура окружающей среды.

На выходе вторичных источников питания никогда не бывает идеального постоянного напряжения. Кроме постоянной это напряжение всегда содержит и переменную составляющую. Последнюю называют *напряжением пульсации*, а параметром, характеризующим отклонение выходного напряжения реального источника питания от постоянного, служит коэффициент пульсации.

Используют два определения этого коэффициента.

Коэффициентом пульсации напряжения по амплитудному значению называют отношение амплитуды напряжения пульсации к номинальному значению постоянной составляющей напряжения:

$$K_{\text{па}} = \frac{\Delta U}{U_0} = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{U_0}, \quad (3.3)$$

который используют, когда имеется возможность визуально наблюдать форму выходного напряжения источника питания.

Коэффициентом пульсации по действующему значению называют отношение действующего значения напряжения пульсации к номинальному значению постоянной составляющей напряжения

$$K_{\text{п}} = U_{\text{пульс}} / U_0. \quad (3.4)$$

При сложной форме выходного напряжения сначала находят (экспериментально или расчетным путем) действующее значение всего выходного напряжения $U_{\text{общ}}$, постоянную составляющую U_0 , а затем определяют действующее значение напряжения пульсации

$$U_{\text{пульс}} = \sqrt{U_{\text{общ}}^2 - U_0^2}.$$

5. Выходное (внутреннее) сопротивление источника питания $R_{\text{вых}}$. Это сопротивление определяет изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ при изменении тока нагрузки ΔI_n . Его находят из внешней характеристики ИВЭП $U_{\text{вых}}(I_n)$, которая на рабочем участке близка к прямой. Поэтому наклон внешней характеристики ИВЭП, равный отношению $\Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_n$, и принимают равным выходному (внутреннему) сопротивлению ИВЭП.

6. Коэффициент полезного действия ИВЭП. Он оценивается отношением выходной мощности постоянного тока к суммарной мощности, отбираемой от первичного источника электрической энергии.

Кроме основных электрических параметров каждый ИВЭП характеризуется рядом конструкторско-экономических и эксплуатационных показателей, к которым в первую очередь относятся: габариты, масса, стоимость и надежность.

Помимо основных устройств источники питания содержат измерительные приборы и ряд вспомогательных устройств: включения, выключения и регулировки режима работы; защиты от различного рода электрических перегрузок; механической и электрической блокировок. Следует также отметить, что структурная схема, показанная на рис. 3.1, соответствует «одноканальному» источнику питания. В настоящее время многие источники питания строят по «многоканальной» схеме, причем разветвление каналов может происходить и после первичного источника питания, и после выпрямителя, а выходные напряжения могут отличаться не только по номинальной величине, но и по величине пульсаций, и по стабильности выходного напряжения. Поэтому общая структурная схема источников питания может быть значительно сложнее схемы, показанной на рис. 3.1.

3.2. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямителем называют устройство, с помощью которого осуществляется преобразование переменного напряжения промышленной частоты в пульсирующее постоянное напряжение. Основными звеньями выпрямителя являются трансформатор и вентиль.

Трансформатор служит для преобразования стандартного переменного напряжения сети в переменное напряжение такой величины, которая необходима для получения на выходе источника питания заданного постоянного напряжения. Трансформатор необходим также для гальванической развязки входа источника питания и сети.

Вентилем называют прибор, обладающий несимметричной характеристикой проводимости — малым сопротивлением для прямого тока и большим сопротивлением для обратного тока. С помощью вентиля осуществляется преобразование переменного напряжения в пульсирующее.

Выпрямители классифицируют по числу фаз первичной и вторичной обмоток трансформатора; схеме соединения вентиля и форме выпрямленного напряжения. В настоящее время в электронных устройствах наиболее распространены однофазные схемы выпрямителей: однополупериодные, двухполупериодные (с нулевым выводом), мостовые и трехфазные: с нулевым выводом, мостовая (схема Ларионова).

Если выходная мощность источника питания не превышает 500 Вт, обычно используют однофазные схемы, при $P_{\text{вых}} > 0,5 \text{ кВт}$ — трехфазные.

Однофазный однополупериодный выпрямитель. Наиболее простая выпрямительная схема однополупериодная (рис. 3.2, а). Она

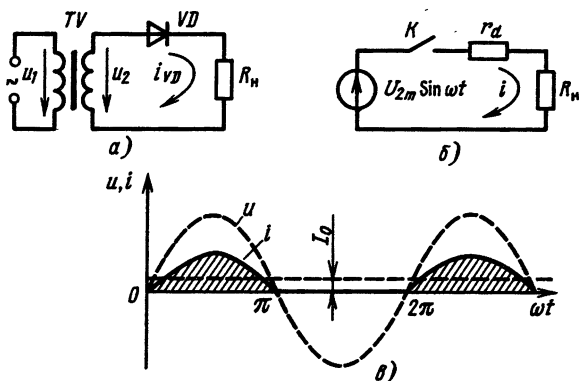


Рис. 3.2. Схема однополупериодного выпрямителя (а), его эквивалентная схема (б) и графики выходного напряжения и тока (в)

состоит из простого трансформатора и вентиля, в качестве которого в настоящее время чаще других используют полупроводниковый кремниевый диод. Первичная обмотка трансформатора присоединяется к сети. Напряжение вторичной обмотки трансформатора является входным напряжением выпрямителя и непосредственно прикладывается к диоду и нагрузке, которые по отношению к входному напряжению включены последовательно. В зависимости от требуемой величины выпрямленного напряжения трансформатор может быть как повышающим, так и понижающим.

Диод проводит в течение половины периода входного напряжения, когда на его аноде наблюдается положительный относительно катода потенциал. На этом отрезке времени через нагрузку протекает ток i , форма которого повторяет форму входного напряжения выпрямителя. В течение следующего полупериода входного напряжения диод закрыт и ток через нагрузку равен нулю. Таким образом, диод в однополупериодной схеме действует как ключ, управляемый входным напряжением выпрямителя: он замкнут в течение положительного полупериода и разомкнут в течение отрицательного (рис. 3.2, б). Выходной ток определяется выражением

$$i = I_m \sin \omega t |_{\geq 0}.$$

Форма напряжения на нагрузке повторяет форму выходного тока (рис. 3.2, в), и это напряжение с помощью преобразования Фурье может быть представлено следующим рядом:

$$u_{\text{вых}} = \frac{U_{2m}}{\pi} + \frac{U_{2m}}{2} \sin \omega t - \frac{2U_{2m}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2U_{2m}}{15\pi} \cos 4\omega t. \quad (3.5)$$

Как видно из (3.5), выходное напряжение однополупериодного выпрямителя содержит постоянную и ряд гармонических

составляющих, причем частота первой гармоники равна частоте сети.

Для определения коэффициента пульсации по действующему значению сначала найдем действующее значение выходного напряжения

$$U_{\text{общ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вых}}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (U_{2m} \sin \omega t)^2 dt} = U_{2m}/2,$$

а затем постоянную составляющую

$$U_0 = U_{2m}/\pi = 0,318 U_{2m}.$$

Тогда действующее значение напряжения пульсации

$$U_{\text{пульс}} = \sqrt{U_{\text{общ}}^2 - U_0^2} = \sqrt{(U_{2m}/2)^2 - (U_{2m}/\pi)^2} = 0,386 U_{2m},$$

откуда коэффициент пульсации по действующему значению

$$K_{\text{п}} = 1,21. \quad (3.6)$$

Величина коэффициента пульсации в однополупериодном выпрямителе оказывается большой, что является существенным недостатком этой схемы. Кроме того, ток во вторичной обмотке трансформатора проходит только в одном направлении, создавая постоянное подмагничивание, что увеличивает размеры и массу трансформатора.

Найдем теперь коэффициент полезного действия как отношение выходной мощности постоянного тока к суммарной мощности на входе выпрямителя. Входная мощность

$$P_{\text{вх}} = I^2 (r_{\text{д}} + R_{\text{н}}), \quad (3.7)$$

а выходная мощность

$$P_{\text{вых}} = I_0^2 R_{\text{н}}, \quad (3.8)$$

где I — действующее значение входного тока.

Так как в однополупериодном выпрямителе $I = 0,5I_m$, $I_0 = I_m/\pi$, то КПД

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{I_0^2 R_{\text{н}}}{I^2 (r_{\text{д}} + R_{\text{н}})} = \frac{0,406}{1 + r_{\text{д}}/R_{\text{н}}}, \quad (3.9)$$

а его максимальное значение оказывается равным только 40,6%.

Однофазный двухполупериодный выпрямитель. Стремление повысить эффективность выпрямителя привело к созданию двухполупериодной схемы (рис. 3.3, а), которая отличается от однополупериодной наличием двух диодов и более сложным трансформатором, вторичная обмотка которого имеет отвод от средней точки. В результате этого ток в нагрузке проходит в течение

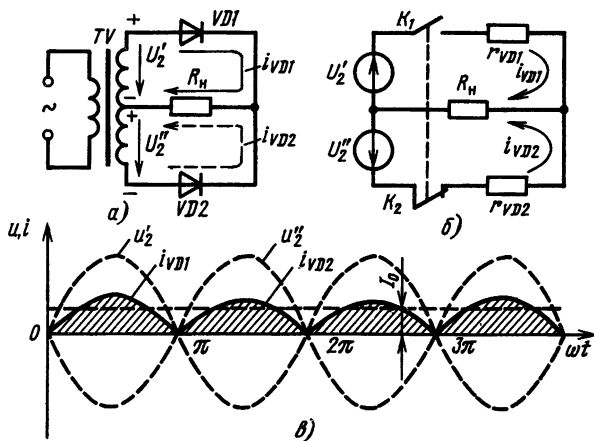


Рис. 3.3. Схема двухполупериодного выпрямителя (а), его эквивалентная схема (б) и графики выходного напряжения и тока (в)

обоих полупериодах входного напряжения. В течение одного полупериода, когда на аноде диода $VD1$ будет положительное по отношению к катоду напряжение, через нагрузку будет проходить ток диода $VD1$, а диод $VD2$ будет закрыт и его ток равен нулю. Когда полярность входного напряжения выпрямителя изменится, диод $VD1$ закроется, а диод $VD2$ откроется и через нагрузку начнет проходить ток диода $VD2$. Таким образом, и в двухполупериодном выпрямителе диоды действуют как ключи, синхронно переключаясь под действием входного напряжения (рис. 3.3, б). Поэтому за один период переменного напряжения на входе выпрямителя в нагрузке появляются два импульса тока (рис. 3.3, в). Ток нагрузки является суммой двух токов — диодов $VD1$ и $VD2$: $i = i_{d1} + i_{d2}$. Форма напряжения на нагрузке, как и в однополупериодном выпрямителе, повторяет форму выходного тока. Это напряжение с помощью преобразования Фурье представляется таким рядом:

$$u_{\text{вых}} = \frac{2U_{2m}}{\pi} - \frac{4U_{2m}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_{2m}}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots, \quad (3.10)$$

где опять будет постоянная и ряд гармонических составляющих, но в отличие от однополупериодной схемы здесь первой будет гармоника, соответствующая двойной частоте сети.

Коэффициент пульсации по действующему значению можно определить так же, как в однополупериодном выпрямителе. Но в двухполупериодном

$$U_{\text{общ}} = U_{2m}/\sqrt{2}, \text{ а } U_0 = 2U_{2m}/\pi,$$

поэтому действующее значение напряжения пульсации

$$U_{\text{пульс}} = \sqrt{(U_{2m}/\sqrt{2})^2 - (2U_{2m}/\pi)^2} = 0,307 U_{2m},$$

откуда коэффициент пульсации по действующему значению

$$K_{\text{п}} = 0,48 = 48\%, \quad (3.11)$$

что значительно меньше, чем в однополупериодном.

Лучше используется и трансформатор. В двухполупериодной схеме ток во вторичной обмотке каждый полупериод протекает в противоположных направлениях, что теоретически устраняет подмагничивание.

Изменится и величина КПД. В двухполупериодном выпрямителе действующее значение тока на входе $I = 0,707 I_m$, $I_0 = 2 I_m / \pi = 0,605 I_m$, поэтому

$$\eta = \frac{I_0^2 R_n}{I^2 (r_d + R_n)} = \frac{0,812}{1 + r_d / R_n}, \quad (3.12)$$

а максимальное значение КПД равно 81,2%.

Однофазная мостовая схема. В однофазном мостовом выпрямителе (рис. 3.4) входное переменное напряжение подводится к одной диагонали моста, а выпрямленное напряжение снимается с другой. Пусть в некоторый момент времени переменное напряжение на вторичной обмотке трансформатора таково, что потенциал точки A выше потенциала точки B . Тогда от точки A («+» источника напряжения) ток пойдет через диод $VD2$ к точке B , далее через нагрузку к точке Γ и через диод $VD4$ к точке B («-» источника напряжения).

В течение следующего полупериода, когда потенциал точки B окажется выше потенциала точки A , ток пойдет через диод $VD3$, нагрузку и диод $VD1$. Для первого полупериода направление тока показано сплошными стрелками, для второго полупериода — штриховыми. Так же, как в простой двухполупериодной схеме, ток через нагрузку в мостовой схеме проходит дважды за период, причем каждый раз в одном и том же направлении.

К достоинствам мостовой схемы следует отнести то, что в ней используется простой трансформатор, и то, что она

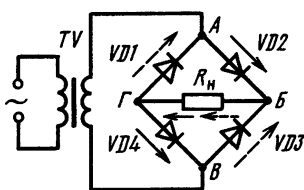


Рис. 3.4. Принципиальная схема мостового выпрямителя

удобна для выпрямления как низкого, так и высокого напряжения. Ее основные недостатки — сложность и то, что в течение каждого полупериода ток проходит через два диода, что увеличивает выходное сопротивление выпрямителя. Однако применение в качестве вентилей полупроводниковых диодов, которые, как известно, имеют малое прямое сопротивление и небольшие размеры, позволило

устранить основные недостатки мостовых схем и привело к их широкому использованию.

Коэффициент пульсаций выходного напряжения в мостовой схеме тот же, что и в обычной двухполупериодной, так же как и величина максимального значения КПД.

3.3. НЕСТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Для нормальной работы большинства электронных устройств необходимо напряжение питания, как можно более близкое к постоянному, так как пульсации напряжения питания резко ухудшают, а иногда и просто нарушают их работу. Так, для задающих каскадов радиопередатчиков допустим коэффициент пульсации выпрямленного напряжения не более 0,0001%, для усилителей высокой частоты — не более 0,1%, для электронно-лучевых трубок — не более 0,5%. Такие значения коэффициента пульсации могут быть обеспечены только с помощью *сглаживающих фильтров*, которые включают между выпрямителем и нагрузкой.

Основными параметрами сглаживающих фильтров являются: *коэффициент сглаживания* K_c — отношение коэффициентов пульсации на входе и выходе фильтра

$$K_c = K_n / K'_n \quad (3.13)$$

и падение постоянного напряжения на фильтре. Последнее важно из-за того, что через фильтр проходит весь ток нагрузки и чем меньше падение напряжения на нем, тем меньшая мощность бесполезно теряется в фильтре, а это повышает КПД источника питания.

Наиболее совершенными являются фильтры, в которых применяют реактивные элементы с малыми потерями. Простейшие сглаживающие фильтры состоят из одного конденсатора или одного дросселя, более совершенные фильтры представляют собой комбинации нескольких дросселей и конденсаторов.

В большинстве вторичных источников питания происходит совместная работа выпрямителя и фильтра. При этом фильтр необходимо рассматривать как часть нагрузки выпрямителя, так как он может существенно влиять на работу выпрямителя. Различают три основных режима работы выпрямителя: на нагрузку с емкостной и индуктивной реакцией и работу на противоЭДС. Нагрузка с емкостной реакцией характерна для сравнительно высоковольтных выпрямителей и выпрямителей малой мощности, с индуктивной реакцией — для низковольтных выпрямителей и выпрямителей большой мощности. Примером работы выпрямителя на противоЭДС может служить зарядка аккумуляторов или питание двигателей постоянного тока.

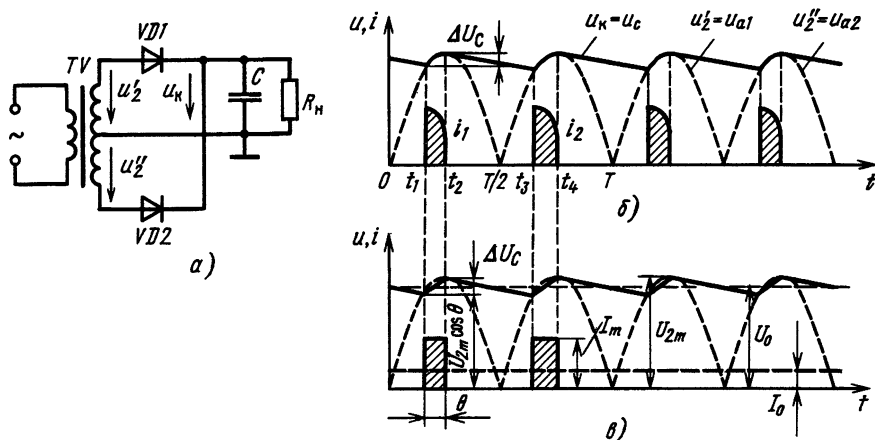


Рис. 3.5. Двухполупериодный выпрямитель с емкостным фильтром (а), точная (б) и приближенная (в) временные диаграммы его напряжений и токов

Работой выпрямителя на нагрузку с емкостной реакцией называют такой режим, когда входное сопротивление фильтра имеет емкостный характер. В простейшем фильтре такого вида используют один конденсатор, который включают параллельно нагрузке. Его фильтрующие свойства основываются на способности конденсатора накапливать электрическую энергию на тех отрезках времени, когда диоды выпрямителя открыты, и возвращать накопленную энергию в нагрузку, когда диоды закрыты. Если $X_C \ll R_n$, то уже за первый период напряжения сети конденсатор зарядится до амплитудного значения входного напряжения выпрямителя и в схеме установится стационарное состояние, при котором конденсатор будет периодически «подзаряжаться» через диоды, а затем разряжаться через нагрузку. Введение простейшего емкостного фильтра приводит к тому, что в выпрямителе начинают действовать как бы два источника энергии. В те моменты времени, когда диоды открыты, источником энергии является сеть, в остальное время — конденсатор. Это приводит к резкому возрастанию постоянного напряжения на нагрузке и одновременно к уменьшению пульсаций. Выходное напряжение и коэффициент пульсации связаны с постоянной времени цепи разряда конденсатора.

Рассмотрим работу выпрямителя с простым емкостным фильтром на примере двухполупериодной схемы (рис. 3.5, а). Временные диаграммы напряжения на выходе такого выпрямителя (рис. 3.5, б) показывают, что наличие конденсатора изменяет работу диодов. Действительно, напряжение на конденсаторе C приводит к тому, что потенциал на катодах диодов становится положительным по отношению к «земле», а так как диоды открыты только в те моменты времени, когда потенциал анода

выше потенциала катода, через оба диода будет проходить ток лишь на тех отрезках времени, когда напряжение между анодом и «землей» будет больше напряжения между катодом и «землей» соответствующего диода. В результате этого, несмотря на положительное по отношению к «земле» напряжение на аноде диода $VD1$, на отрезке времени от 0 до t_1 оказываются закрытыми оба диода. При $t=t_1$ потенциалы анода и катода диода $VD1$ сравняются, диод откроется и начнется заряд конденсатора от верхней половины вторичной обмотки трансформатора. Увеличение напряжения на конденсаторе приводит к одновременному возрастанию потенциала катода диода $VD1$. В момент $t=t_2$ потенциалы анода и катода диода $VD1$ снова сравняются, диод $VD1$ закроется, заряд конденсатора закончится и начнется его разряд через нагрузку R_n со скоростью, определяемой постоянной времени τ . С момента времени $t=T/2$ положительный потенциал появится на аноде диода $VD2$, но на отрезке времени от $T/2$ до t_3 оба диода будут закрыты, так как потенциал катода диода $VD2$ будет выше потенциала его анода. Диод $VD2$ откроется в момент $t=t_3$, когда сравняются потенциалы анода и катода диода $VD2$. Снова начнется заряд конденсатора, но теперь уже от нижней половины вторичной обмотки трансформатора. Диод $VD2$ будет открыт до момента времени $t=t_4$, когда сравняются потенциалы анода и катода диода $VD2$, после чего конденсатор снова начнет разряжаться через нагрузку R_n . В следующий период описанные процессы повторяются.

Для упрощения анализа заменим реальную форму напряжения пилообразной (рис. 3.5, в). Тогда постоянная составляющая выходного напряжения определяется очевидным выражением

$$U_0 = U_{2m} - \Delta U_C / 2,$$

в котором величину ΔU_C можно определить из соображений стационарности процесса заряда и разряда конденсатора.

Заряд, который получает конденсатор за время $t_2 - t_1$,

$$Q_{\text{зар}} = C \Delta U_C.$$

Заряд, который теряет конденсатор за время $t_3 - t_2$,

$$Q_{\text{разр}} = I_0 (t_3 - t_2).$$

Так как емкость конденсатора обычно выбирают достаточно большой, отрезок времени, на котором происходит разряд конденсатора, оказывается близким к половине периода входного напряжения выпрямителя. Поэтому $Q_{\text{разр}} \approx I_0 T/2$. Условие стационарности ($Q_{\text{зар}} = Q_{\text{разр}}$) дает уравнение

$$I_0 T/2 = \Delta U_C C,$$

из которого находим

$$\Delta U_C = \frac{I_0 T}{2C} = U_0 \frac{T}{2R_n C} = \frac{U_0}{2} \frac{T}{\tau}, \quad (3.14)$$

а окончательное выражение для U_0 принимает вид

$$U_0 = U_{2m} / (1 + T/4\tau). \quad (3.15)$$

В рассматриваемом случае действующее значение выходного напряжения

$$U = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \left(U_{2m} - \frac{2\Delta U_C}{T} t \right)^2 dt} = \sqrt{U_0^2 + \Delta U_C^2 / 12} = \sqrt{U_0^2 + U^2},$$

откуда действующее значение напряжения пульсации на выходе простого емкостного фильтра

$$U_{\text{пульс}} = U_{\sim} = \Delta U_C / 2\sqrt{3}. \quad (3.16)$$

Подставляя в (3.16) выражение (3.14), получаем

$$K_n = 0,14T/\tau. \quad (3.17)$$

Выражения (3.15) и (3.17) можно использовать для построения важных зависимостей $U_0/U_{2m} = f_1(\tau/T)$ (кривая 1 на рис. 3.6) и $K_n = f_2(\tau/T)$ (кривая 2), которые достаточно полно характеризуют емкостный фильтр. Из рис. 3.6 следует, что чем больше постоянная времени разряда конденсатора $\tau = R_n C$, тем лучше характеристики простого емкостного фильтра — больше напряжение на выходе и меньше пульсации. Так как сопротивление нагрузки обычно бывает задано, то для увеличения τ можно увеличивать только емкость C конденсатора. Однако увеличение емкости выше некоторого предела недопустимо: чем больше емкость конденсатора, тем медленнее он разряжается и тем меньше отрезок времени, в течение которого он заряжается, т. е. при увеличении емкости конденсатора фильтра сокращается время, за которое передается энергия из сети в конденсатор, а это ведет к возрастанию тока заряда, который проходит через диод. Действительно, если обозначить отрезок времени, в течение которого проводит диод, через θ , измерять его в относительных единицах (градусах от периода T , равного 360°) и называть *углом отсечки*, то, как следует из рис. 3.5, в, ,

$$\Delta U_C = U_{2m} - U_{2m} \cos \theta,$$

откуда

$$\cos \theta = 1 - \Delta U_C / U_{2m}.$$

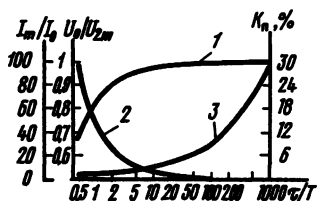


Рис. 3.6. Зависимость выходного напряжения ИВЭП, коэффициента пульсаций и тока диода от постоянной времени емкостного фильтра

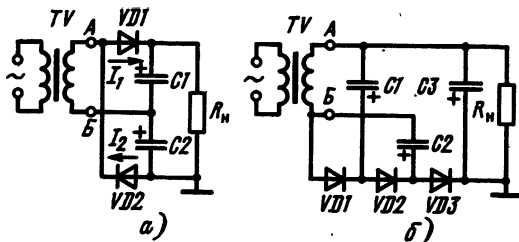


Рис. 3.7. Выпрямители:

а — схема удвоения напряжения; б — схема умножения напряжения

Используя (3.14) и (3.15), получаем

$$\cos \theta = 1 - 2/(1 + 4\tau/T),$$

а

$$\theta = \arccos [1 - 2/(1 + 4\tau/T)].$$

Учитывая, что $I_m \theta = I_0 \pi$, окончательно имеем

$$I_m/I_0 = \pi / \arccos \left[1 - \frac{2}{1 + 4\tau/T} \right]. \quad (3.18)$$

Последнее выражение и кривая 3 на рис. 3.6 показывают, что при чрезмерном увеличении емкости конденсатора фильтра ток через диоды выпрямителя может оказаться столь большим, что они выйдут из строя.

Выбор диодов выпрямителя с простым емкостным фильтром проводят по максимально допустимому току и обратному напряжению. Как видно из рис. 3.5, а, во время отрицательного полупериода напряжение между электродами одного из диодов имеет обратную полярность и равно сумме напряжений на вторичной обмотке трансформатора и нагрузке. В выпрямителях с емкостным фильтром максимальное значение обратного напряжения равно $2U_{2m}$. Поэтому при выборе диодов нужно, чтобы $U_{обр} \approx 2U_{2m}$ не превышало допустимое обратное напряжение того типа диода, который используется в анализируемом выпрямителе.

Применение конденсаторов, способных накапливать и в течение некоторого времени сохранять электрический заряд, позволяет создавать *схемы выпрямителей с умножением напряжения* — схемы, выходное напряжение которых на холостом ходу в два или более раз превышает амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Простейшей схемой такого вида является схема удвоения напряжения (рис. 3.7, а). Пусть в некоторый момент времени

переменное напряжение на вторичной обмотке трансформатора таково, что потенциал точки A выше потенциала точки B . Тогда открытым окажется диод $VD1$, от точки A ток пойдет через диод $VD1$, заряжая конденсатор $C1$. В следующий полупериод ток пойдет через диод $VD2$, заряжая конденсатор $C2$. Полярность напряжений на конденсаторах будет такой, что напряжение, снимаемое с последовательно соединенных конденсаторов, окажется близким к $2U_{2m}$. Если нагрузку подключить между катодом диода $VD1$ и анодом диода $VD2$, а ее сопротивление будет значительно больше выходного сопротивления выпрямителя, то $U_n \approx 2U_{2m}$.

В схеме удвоения напряжения $U_{обр} \approx 2U_{2m}$, подмагничивание в трансформаторе отсутствует, частота пульсаций вдвое выше частоты сети, но такая схема принципиально может работать только в маломощных источниках питания при большом сопротивлении нагрузки, так как в противном случае конденсаторы $C1$ и $C2$ будут каждый в течение соответствующего полупериода разряжаться.

При необходимости большего увеличения выходного напряжения используют схемы умножения напряжения на три, четыре и т. д. (рис. 3.7, б), в которых каждый последующий конденсатор заряжается до более высокого напряжения, чем предыдущий. Если в начальный момент времени напряжение вторичной обмотки трансформатора направлено от точки A к точке B , то в первый полупериод зарядится конденсатор $C1$ до напряжения, равного амплитуде переменного напряжения вторичной обмотки трансформатора. В следующий полупериод будет происходить заряд конденсатора $C2$, ток его заряда будет проходить по цепи: точка A , конденсатор $C1$, диод $VD2$, конденсатор $C2$, точка B . При этом конденсатор $C2$ зарядится до напряжения $U_{C2} = U_{2m} + U_{C1} \approx 2U_{2m}$, так как при заряде конденсатора $C2$ вторичная обмотка трансформатора и конденсатор $C1$ включены последовательно. В следующий полупериод произойдет заряд конденсатора $C3$. Ток заряда конденсатора $C3$ проходит по цепи: точка B , конденсатор $C2$, диод $VD3$, конденсатор $C3$, точка A . Конденсатор $C3$ зарядится до напряжения $U_{C3} = U_{2m} + U_{C2} \approx 3U_{2m}$ и т. д. Итак, на каждом последующем конденсаторе напряжение оказывается кратным U_{2m} , а его кратность соответствует номеру конденсатора.

Работой выпрямителя на нагрузку с индуктивной реакцией называют такой режим, когда входное сопротивление фильтра имеет индуктивный характер. В простейшем фильтре используют один дроссель, который включают последовательно с нагрузкой. Его фильтрующие свойства основываются на способности индуктивности препятствовать любым изменениям тока, проходящего через нее. Это связано с тем, что при возрастании тока в индуктивности происходит накопление магнитной энергии,

а когда ток начинает падать, энергия, накопленная в индуктивности, возвращается в ту цепь, к которой она подключена. Так как в рассматриваемом фильтре через дроссель проходит весь ток нагрузки, то при уменьшении его колебаний одновременно уменьшаются колебания напряжения на нагрузке.

Включение дросселя в схему фильтра приводит к появлению ЭДС самоиндукции, которая влияет на работу не только фильтра, но и выпрямителя. Наиболее значительные ЭДС самоиндукции возникают в однополупериодных выпрямителях, где не только меняется работа вентиля, но и возникают столь значительные напряжения, которые часто приводят к электрическим пробоям. В однополупериодной схеме вентиль оказывается в проводящем состоянии в течение времени, большем половины периода, причем длительность этого отрезка времени зависит от величины индуктивности дросселя. В двухполупериодных и многофазных схемах не происходит таких резких изменений токов, а значит, не возникают большие ЭДС самоиндукции, следовательно, мало меняется работа вентиля и не возникают напряжения, опасные для пробоя. Поэтому дроссели в фильтрах применяют только в двухполупериодных и многофазных схемах.

Рассмотрим работу выпрямителя на нагрузку с индуктивной реакцией на примере мостовой схемы, в которой в качестве сглаживающего фильтра используют дроссель (рис. 3.8, а). В таком выпрямителе ток через нагрузку проходит непрерывно. В течение одного полупериода ток проходит через нечетную группу диодов ($VD1$, $VD3$), а затем через четную группу ($VD2$, $VD4$). Возникающая при этом ЭДС самоиндукции незначительна и мало влияет на работу диодов, вследствие чего форма напряжения на выходе выпрямителя практически остается той же, что и в выпрямителе, работающем на чисто омическую нагрузку (рис. 3.8, в).

При анализе фильтра в таком источнике питания рассматривают делитель, состоящий из X_L и R_n (рис. 3.8, б), на который

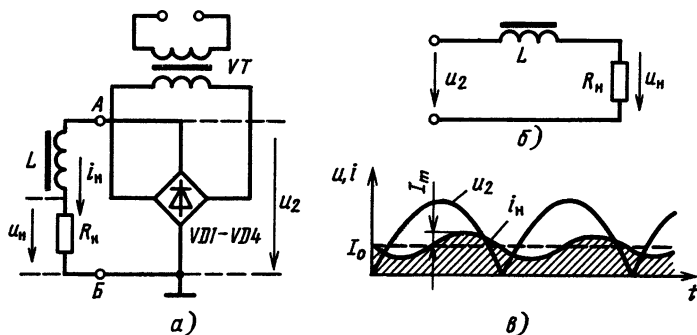


Рис. 3.8. Двухполупериодный выпрямитель с индуктивным фильтром (а), делитель $X_L R_n$ (б) и временная диаграмма токов и напряжений (в)

подается напряжение u_2 с выхода мостовой схемы, а снимается напряжение u_n . Для представления напряжения u_2 на входе фильтра воспользуемся выражением (3.10). Как видно из (3.10), амплитуда второй гармоники составляет всего 20% от амплитуды первой, а амплитуда третьей гармоники лишь 8,6%. Это позволяет пренебречь всеми гармониками, кроме первой, и считать, что на входе исследуемого делителя действует напряжение, состоящее только из двух слагаемых:

$$u_2 = \frac{2U_{2m}}{\pi} - \frac{4U_{2m}}{3\pi} \cos 2\omega t = U_0 - U_m \cos 2\omega t.$$

Если пренебречь омическим сопротивлением дросселя, то постоянная составляющая напряжения не будет теряться при прохождении через фильтр и $U_{н0} = U_0 = 2U_{2m}/\pi$.

Амплитуда переменного напряжения на нагрузке определяется выражением

$$U_{nm} = \frac{U_m}{Z} R_n = \frac{4U_{2m}}{3\pi} \frac{R_n}{Z},$$

где

$$Z = \sqrt{R_n^2 + (2\omega L)^2}.$$

Тогда коэффициент сглаживания простого индуктивного фильтра

$$K_c = \frac{U_m}{U_{nm}} = \frac{Z}{R_n} = \sqrt{1 + \frac{(2\omega L)^2}{R_n^2}}. \quad (3.19)$$

При использовании индуктивного фильтра выпрямленное напряжение стремится к $2U_{2m}/\pi$, что ниже, чем у выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку. Для получения такого же выпрямленного напряжения можно увеличить напряжение на вторичной обмотке трансформатора, что нежелательно, так как это приводит к возрастанию обратного напряжения на диодах. Поэтому более рационально увеличивать выходное напряжение источника питания за счет введения в индуктивный фильтр конденсатора. Наиболее простой фильтр, в котором совместно используют и L , и C , называют Г-образным. В этом фильтре дроссель, имеющий повышенное сопротивление для переменных составляющих, включают последовательно с нагрузкой, а конденсатор, имеющий сравнительно низкое сопротивление для переменных составляющих,—параллельно. В результате этого при выполнении условий $X_C \ll R_n \ll X_L$ напряжение пульсаций на нагрузке будет достаточно малым.

Как и для простого индуктивного фильтра, можно получить, что амплитуда основной гармоники переменного тока, проходящего через дроссель,

$$i_m = \frac{4\dot{U}_{2m}/3\pi}{j(X_L - X_C)}, \quad (3.20)$$

а амплитуда переменного напряжения на выходе фильтра

$$\dot{U}_{m \text{ вых}} = \dot{I}_m (-jX_C).$$

Тогда коэффициент сглаживания Г-образного фильтра

$$K_c = \frac{K_n}{K'_n} = \frac{|jX_L - jX_C|}{|-jX_C|} = (2\omega)^2 LC - 1. \quad (3.21)$$

Г-образный фильтр представляет собой последовательный контур, в котором возможно возникновение колебательного процесса. Если частота напряжения сети окажется близкой к собственной (резонансной) частоте такого контура ω_p , то амплитуда переменного тока I_m , проходящего через дроссель, может оказаться больше постоянной составляющей того же тока I_0 , а это приведет к тому, что напряжение на выходе источника питания будет иметь другую полярность, что совершенно недопустимо. Поэтому параметры Г-образного фильтра обязательно подбирают так, чтобы всегда $I_m \leq I_0$. Значение индуктивности дросселя фильтра, при которой выполняется равенство $I_m = I_0$, называют *критической*. Так как

$$I_0 = U_0 / R_n = 2U_{2m} / \pi R_n,$$

а с учетом того, что $X_L \gg X_C$, $I_m = 4U_{2m} / 3\pi X_L$, условием для определения критического значения индуктивности дросселя будет

$$2U_{2m} / \pi R_n = 4U_{2m} / 3\pi X_L,$$

из которого следует, что

$$L_{кр} = R_n / 3\pi F,$$

где F — частота входного напряжения.

При питании выпрямителя от сети переменного тока с частотой 50 Гц для определения индуктивности дросселя пользуются соотношением

$$L_{кр} = 1,2 \cdot 10^{-3} R_n, \quad (3.22)$$

где R_n — сопротивление нагрузки, Ом.

Для еще большего уменьшения пульсаций напряжения на выходе выпрямителя применяют П-образные фильтры (рис. 3.9). Такой фильтр можно представить в виде двух фильтров: простого емкостного, состоящего из конденсатора $C1$, и Г-образного

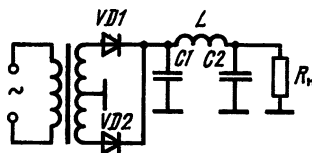


Рис. 3.9. Выпрямитель с П-образным фильтром

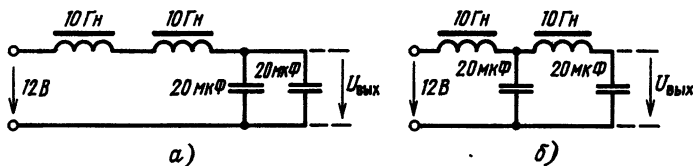


Рис. 3.10. К сравнению фильтров

(дроссель L и конденсатор C_2). Напряжение пульсаций на выходе П-образного фильтра

$$U_{\text{вых}} = K_c U_{\sim} = \Delta U_{C_1} / 2\sqrt{3} [(2\omega)^2 LC_2 - 1]. \quad (3.23)$$

В источниках питания малой мощности для уменьшения размеров и массы фильтра вместо дросселя часто применяют резисторы. Резистивно-емкостные фильтры строят по тем же схемам, что и индуктивно-емкостные фильтры. Это Г- и П-образные фильтры. Рассчитывают такие фильтры так же, как индуктивно-емкостные, только при этом необходимо учитывать, что в RC -фильтрах происходит значительное падение постоянного напряжения.

Данные фильтры позволяют получить пульсации выходного напряжения, значительно меньшие, чем в простых емкостном и индуктивном фильтрах. В случае необходимости дальнейшего уменьшения пульсаций выходного напряжения используют каскадное включение нескольких сглаживающих фильтров. Коэффициент сглаживания такого многозвенного фильтра определяется как произведение коэффициентов сглаживания отдельных звеньев

$$(K_c)_{\text{общ}} = K_{c1} K_{c2} \dots K_{cн}. \quad (3.24)$$

Заметим, что использование многозвенных фильтров часто оказывается значительно более эффективным, чем однозвенных. Это наглядно иллюстрируется таким примером. Имеется два конденсатора емкостью 20 мкФ и два дросселя индуктивностью 10 Гн, которые необходимо использовать в качестве элементов сглаживающего фильтра в двухполупериодном выпрямителе, питающемся от сети переменного тока с частотой 50 Гц. Рассчитаем величину напряжения пульсации для следующих случаев: а) два дросселя включены последовательно, а два конденсатора параллельно (рис. 3.10, а); б) дроссели и конденсаторы используются как два звена Г-образного фильтра (рис. 3.10, б). Действующее значение напряжения на входе фильтра $U_{\text{вх}} = 12$ В.

Так как $U_{\text{вых}} = k_c U_{\text{вх}}$, то на выходе фильтра, показанного на рис. 3.10, а,

$$K_c = \frac{1}{(2\omega)^2 LC - 1} = \frac{1}{(2 \cdot 2\pi \cdot 50)^2 \cdot 20 \cdot 40 \cdot 10^{-6} - 1} = 3,2 \cdot 10^{-3},$$

$$U_{\text{вых}} = K_c U_{\text{вх}} = 3,2 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 38,4 \text{ мВ},$$

а на выходе фильтра, показанного на рис. 3.10, б,

$$K_{c1} = K_{c2} = \frac{1}{(2\omega)^2 LC - 1} = \frac{1}{(2 \cdot 2\pi \cdot 50)^2 \cdot 10 \cdot 20 \cdot 10^{-6} - 1} = 6,4 \cdot 10^{-3},$$

$$U_{\text{вых}} = K_{c1} K_{c2} U_{\text{вх}} = (6,4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 12 = 0,49 \text{ мВ.}$$

В заключение заметим, что нестабилизированные источники питания не позволяют получить постоянное выходное напряжение, мало зависящее от различного рода дестабилизирующих факторов, таких, например, как колебания напряжения сети, температуры, нагрузки и др. Поэтому они применяются только в тех случаях, когда к напряжению питания не предъявляются строгие требования постоянства. Во всех остальных случаях используют стабилизированные источники питания.

3.4. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Современная электронная аппаратура предъявляет жесткие требования не только к пульсациям выходного напряжения источника питания, но и к неизменности (стабильности) его постоянного напряжения. Насколько жестки эти требования, можно судить по таким цифрам. Малой стабильностью считают такую, при которой изменения выходного напряжения источника питания составляют 2...5%, средней стабильностью — 0,5...2%, высокой — 0,1...0,5%, очень высокой — менее 0,1%.

Такие высокие показатели стабильности выходного напряжения источника питания невозможно получить без специального устройства — стабилизатора постоянного напряжения, который включается на выходе источника питания.

Следует заметить, что основными причинами, вызывающими колебания выходного напряжения источника питания, являются изменения напряжения сети и величины нагрузки. Оба дестабилизирующих фактора могут быть двух видов: медленные, длительность от нескольких минут до нескольких часов, и быстрые, длительность которых измеряется долями секунды. Как медленные, так и быстрые изменения постоянного напряжения отрицательно сказываются на работе электронной аппаратуры. Из-за этого стабилизатор должен действовать непрерывно и автоматически. На основании изложенного можно дать такое определение.

Стабилизатором напряжения называют устройство, поддерживающее с требуемой точностью напряжение на нагрузке при изменениях в заданных пределах напряжения сети и сопротивления нагрузки.

Отметим также, что стабилизатор напряжения, уменьшая любые изменения выходного напряжения, в общем случае будет уменьшать и периодические изменения напряжения, т. е.

стабилизатор дает также добавочное снижение пульсаций. Кроме того, уменьшая изменения выходного напряжения, вызываемые изменениями тока нагрузки, стабилизаторы уменьшают и внутреннее сопротивление источника питания. Поэтому стабилизаторы постоянного напряжения широко используются в современной электронной аппаратуре.

Основными параметрами стабилизаторов постоянного напряжения являются: коэффициент стабилизации напряжения—отношение относительного изменения напряжения на входе стабилизатора к относительному изменению напряжения на его выходе:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}}; \quad (3.25)$$

выходное сопротивление, характеризующее изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки:

$$R_{\text{вых}} = |\Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{н}}|; \quad (3.26)$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = U_{\text{вых}} I_{\text{н}} / U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}. \quad (3.27)$$

Стабилизаторы постоянного напряжения разделяют на два вида: параметрические и компенсационные.

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения (рис. 3.11, а) представляют собой последовательное соединение линейного и нелинейного резисторов. Входное нестабилизированное напряжение подается на оба резистора, а выходное стабилизированное напряжение снимается с нелинейного. Непременным условием, при выполнении которого возможна стабилизация напряжения, является наличие на вольт-амперной характеристике нелинейного резистора участка с малой зависимостью напряжения от тока. Действительно, если последовательно включены два таких резистора, то вольт-амперная характеристика всей схемы может быть легко построена путем сложения ординат вольт-амперных характеристик линейного 1 и нелинейного 2 резисторов (рис. 3.11, б). Из общей вольт-амперной характеристики 3 следует, что при изменении входного напряжения на величину $\Delta U_{\text{вх}}$ выходное напряжение $\Delta U_{\text{вых}}$ изменяется в меньших пределах ($\Delta U_{\text{вых}} < \Delta U_{\text{вх}}$).

Принципиальная схема простейшего параметрического стабилизатора постоянного напряжения, состоящая из стабилитрона и резистора $R_{\text{г}}$, называемого гасящим, показана на рис. 3.12, а. Рабочим для такой схемы является режим, когда входное напряжение $U_{\text{вх}}$ больше напряжения стабилизации $U_{\text{ст}}$ и когда на резисторе создается существенное падение напряжения. В таком режиме эквивалентная схема рассматриваемого стабилизатора

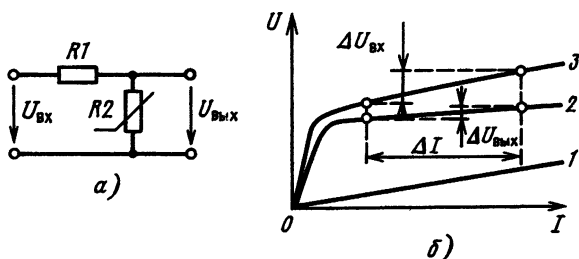


Рис. 3.11. Параметрический стабилизатор напряжения (а) и его вольт-амперная характеристика (б)

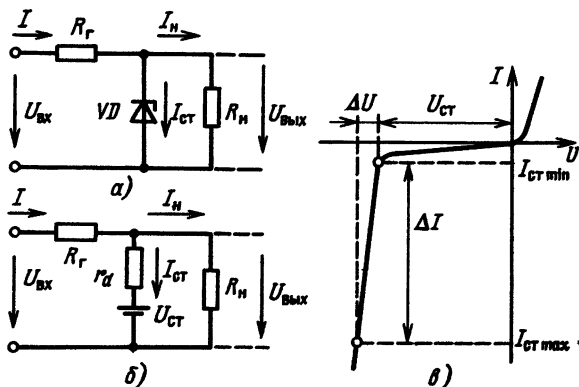


Рис. 3.12. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы параметрического стабилизатора постоянного напряжения и ВАХ стабилизатора

имеет вид, представленный на рис. 3.12,б. (Напряжение стабилизации $U_{ст}$ и динамическое сопротивление стабилизатора $r_d = \Delta U / \Delta I$ находят из вольт-амперной характеристики стабилизатора, рис. 3.12,б).

При фиксированной величине сопротивления нагрузки и изменении входного напряжения меняется ток стабилизатора, за счет чего происходит перераспределение напряжения между резистором R_r и нагрузкой. Если изменение входного напряжения приводит к изменению тока стабилизатора от $I_{ст\ min}$ до $I_{ст\ max}$, то

$$\Delta U_{вх} (1 + R_r / r_d) = \Delta U_{вх},$$

а коэффициент стабилизации анализируемого стабилизатора (с учетом того, что $R_r / r_d \gg 1$)

$$K_{ст} \approx \frac{U_{вх} R_r}{U_{вх} r_d}. \quad (3.28)$$

При неизменности входного напряжения ($U_{вх} = \text{const}$) и изменении сопротивления нагрузки снова будет происходить изменение

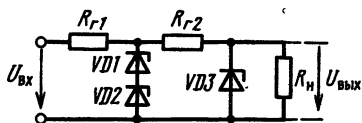


Рис. 3.13. Двухкаскадный параметрический стабилизатор

тока стабилитрона, но теперь ток через резистор R_r не должен меняться — для поддержания неизменного выходного напряжения должно происходить перераспределение токов между нагрузкой и стабилитроном. Для стабилизации выходного напряжения теперь необходимо, чтобы $\Delta I_n = -\Delta I_{ст}$.

Стабилитрон в схеме параметрического стабилизатора постоянного напряжения выбирается по величине $U_{ст}$ и допустимой мощности рассеяния на нем. Последняя определяется выражением

$$P_{ст. доп} = U_{ст} I_{ст max}.$$

Величины $U_{ст}$ и $P_{ст. доп}$ приводятся в паспорте стабилитрона или в соответствующих справочниках.

Для увеличения значения стабилизируемого постоянного напряжения стабилитроны можно включать последовательно. Параллельное включение недопустимо, так как даже небольшая разница в величинах $U_{ст}$ двух стабилитронов, которая всегда имеет место на практике, приводит к неравномерному распределению токов, проходящих через каждый стабилитрон, и быстрому выходу из строя обоих стабилитронов.

Если требуется повысить стабилизацию выходного напряжения, применяют многокаскадные схемы параметрических стабилизаторов (рис. 3.13). Выходной каскад стабилизатора, состоящий из стабилитрона $VD3$ и резистора $R_{г2}$, питается от предварительного стабилизатора, собранного на стабилитронах $VD1$, $VD2$ и резисторе $R_{г1}$. Коэффициент стабилизации такого стабилизатора равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов $K_{ст} = K_{ст1} \cdot K_{ст2}$, но такое включение стабилитронов позволяет уменьшить колебания выходного напряжения только при изменении входного напряжения, но не при изменениях сопротивления нагрузки. Стабильность выходного напряжения при изменениях тока нагрузки остается такой же, как в однокаскадных схемах.

Достоинства параметрических стабилизаторов постоянного напряжения заключаются в простоте схемы. Их основными недостатками являются: низкий КПД, невозможность регулировать выходное напряжение, небольшой коэффициент стабилизации и то, что такие стабилизаторы способны работать только при малых токах нагрузки.

Большую стабильность, большой диапазон стабилизируемых напряжений при больших изменениях тока нагрузки обеспечивают **компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения**, которые к тому же позволяют регулировать величину выходного напряжения. Компенсационные стабилизаторы представляют собой системы автоматического регулирования, которые измеряют выход-

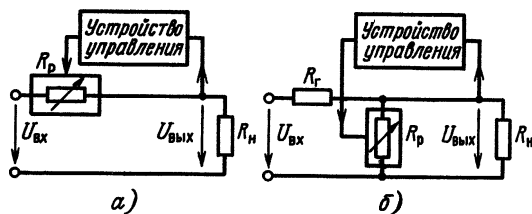


Рис. 3.14. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов непрерывного действия (НСН):

а — последовательная, б — параллельная

ное напряжение, сравнивают его величину с опорным, вырабатывают сигнал рассогласования, который воздействуя на регулирующий элемент, устанавливает заданный уровень выходного напряжения стабилизатора.

В настоящее время используют два типа компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения: непрерывные и импульсные. Первые, в свою очередь, подразделяют на последовательные и параллельные.

Упрощенные структурные схемы компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия (НСН) показаны на рис. 3.14. В их устройства управления входят источник опорного напряжения, в качестве которого в большинстве случаев используют параметрический стабилизатор напряжения, и сравнивающая схема. На вход сравнивающей схемы подается разность выходного и опорного напряжений, а на ее выходе вырабатывается сигнал ошибки, воздействующий на регулирующий элемент. Регулирующим элементом служит мощный транзистор, электронное сопротивление которого меняется под воздействием сигнала ошибки таким образом, что выходное напряжение $U_{вых}$ стабилизируется. В последовательном стабилизаторе (рис. 3.14, а) при возрастании (уменьшении) выходного напряжения сопротивление регулирующего элемента R_p увеличивается (уменьшается), что приводит к увеличению (уменьшению) падения напряжения на нем, а это возвращает выходное напряжение к первоначальному значению — стабилизирует его уровень. В параллельном стабилизаторе (рис. 3.14, б) при возрастании (уменьшении) выходного напряжения сопротивление регулирующего элемента R_p уменьшается (увеличивается), что повышает (уменьшает) падение напряжения на гасящем резисторе R_r , что снова стабилизирует уровень выходного напряжения. Последовательные НСН проще, а их КПД выше по сравнению с параллельными, поэтому они применяются чаще.

Самым простым НСН является стабилизатор, схема которого представлена на рис. 3.15, а. В него входят всего три элемента: транзистор VT , стабилитрон VD и резистор R_r . В качестве источника опорного напряжения служит параметрический стаби-

лизатор, а транзистор одновременно является схемой сравнения и регулирующим элементом.

Рассмотрим работу этого стабилизатора. Допустим, что по какой-то причине увеличилось входное напряжение ($+\Delta U_{\text{вх}}$). В первый момент это приведет к возрастанию выходного напряжения ($+\Delta U_{\text{вых}}$). Однако в связи с тем, что напряжение между базой и эмиттером транзистора VT

$$U_{\text{БЭ}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{вых}},$$

возрастание выходного напряжения вызовет появление на базе более отрицательного напряжения, а это приведет к «подзапиранию» транзистора VT , т. е. к увеличению его сопротивления. Это уменьшит выходное напряжение стабилизатора ($-\Delta U_{\text{вых}}$), приблизив его к первоначальному значению — стабилизирует уровень выходного напряжения. Совершенно такой же процесс произойдет в рассматриваемой схеме при уменьшении тока нагрузки ($-\Delta I_{\text{н}}$). Если же входное напряжение уменьшится ($-\Delta U_{\text{вх}}$) или увеличится ток нагрузки ($+\Delta I_{\text{н}}$), то в стабилизаторе произойдет обратный процесс, когда сопротивление транзистора VT уменьшится, за счет чего выходное напряжение снова окажется более стабильным.

Значительно лучшие результаты могут быть получены в том случае, когда $U_{\text{БЭ}}$ является усиленной разностью напряжений $U_{\text{ст}}$ и $U_{\text{вых}}$. Для этого в схему стабилизатора вводят дифференциальный усилитель, на прямой вход которого подается фиксированное опорное напряжение (вырабатываемое с помощью параметрического стабилизатора постоянного напряжения), а на инверсный вход — выходное напряжение стабилизатора или часть его (рис. 3.15, б). Работа такой схемы принципиально ничем не отличается от предыдущей, только здесь $U_{\text{БЭ}} = K(U_{\text{ст}} - nU_{\text{вых}})$, где K — коэффициент усиления дифференциального усилителя, а n — коэффициент деления делителя (резисторы $R1$, $R2$). За счет этого транзистор VT , часто называемый проходным, реагирует на малейшие изменения выходного напряжения стабилизатора, в результате чего достигается значительно бо́льшая

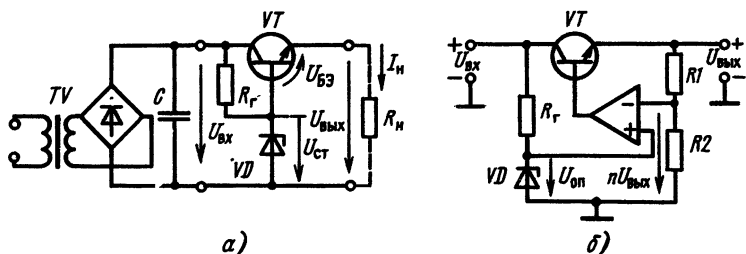


Рис. 3.15. Принципиальные схемы последовательных компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия:

а — простейшая; б — с усилителем

стабильность выходного напряжения по сравнению с простейшей схемой.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия могут быть выполнены на дискретных элементах, что с успехом делалось в недалеком прошлом. В настоящее время в источниках вторичного электропитания, как и в других радиоэлектронных устройствах, широко используют интегральные схемы. В ИВЭП находят применение два вида конструктивного исполнения стабилизаторов: гибридные интегральные стабилизаторы и полупроводниковые стабилизаторы. Последние принято называть просто интегральными стабилизаторами напряжения (ИСН).

Электрические схемы гибридных стабилизаторов не отличаются от схем стабилизаторов на дискретных элементах. Но за счет того, что в гибридных стабилизаторах применяют бескорпусные компоненты (маломощные микросхемы, полупроводниковые приборы, конденсаторы и переменные резисторы), которые размещаются на диэлектрической подложке, где методами пленочной технологии наносятся постоянные резисторы и проводники, они имеют значительные конструктивные преимущества. Однако гибридные стабилизаторы находят ограниченное применение, так как их надежность значительно ниже, а стоимость значительно выше, чем у ИСН.

Интегральные стабилизаторы напряжения за счет использования микросхем, в которые входят дифференциальные усилители с большим коэффициентом усиления, температурно-компенсированные источники опорного напряжения и специальные схемы защиты, имеют весьма высокие электрические параметры. Кроме того, они характеризуются малой массой и габаритами, высокой надежностью и низкой стоимостью. Все это обеспечило широкое внедрение ИСН в современную радиоэлектронную аппаратуру.

Структурная схема ИСН показана на рис. 3.16, а. Как и другие интегральные схемы, ИСН работает только при наличии внешних

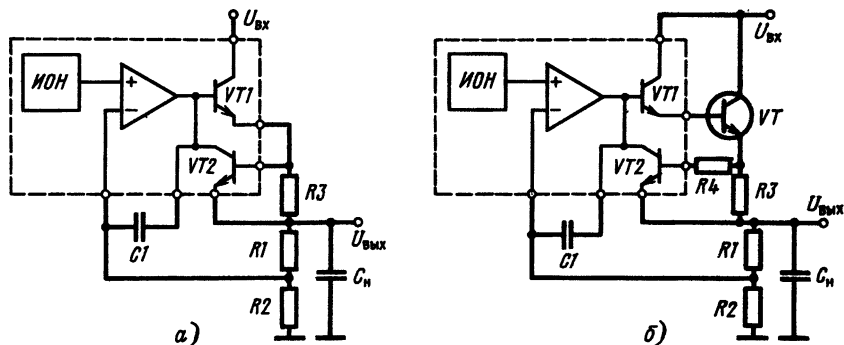


Рис. 3.16. Схемы интегральных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия:

а — маломощного; б — мощного

элементов. В рассматриваемом стабилизаторе таковыми являются делитель постоянного выходного напряжения—резисторы $R1$, $R2$ и резистор схемы защиты от перегрузки по току $R3$. Проходным транзистором, регулирующим выходное напряжение стабилизатора, служит транзистор $VT1$, встроенный в ИС. На его базу подается усиленная разность напряжений $U_{оп}$ и $nU_{вых}$, где n —коэффициент деления делителя $R1$, $R2$. На транзисторе $VT2$ собрана схема защиты. Сопротивление резистора $R3$ подбирают таким, чтобы падение напряжения на нем при максимальном выходном токе не превышало $\sim 0,5$ В. Если выходной ток стабилизатора превышает максимально допустимую величину, транзистор $VT2$ закорачивает базу—эмиттер проходного транзистора $VT1$, что отключает стабилизатор.

Встроенный в ИС транзистор $VT1$ рассчитан на некоторый максимум тока и на определенную максимальную мощность рассеяния. Для обеспечения большего тока нагрузки следует использовать более мощный внешний проходной транзистор VT , который подключают так, чтобы он образовывал с встроенным транзистором $VT1$ пару Дарлингтона (рис. 3.16, б). В остальном схема более мощного стабилизатора не отличается от схемы маломощного ИСН, изображенной на рис. 3.16, а.

Среди микросхем ИСН, выпускаемых отечественной промышленностью, наибольшее распространение получили микросхемы $\bullet$ K142ЕН1, K142ЕН2 (для маломощных стабилизаторов) и микросхемы K142ЕН3 и K142ЕН4 (для стабилизаторов средней мощности).

Принципиальная электрическая схема интегральных стабилизаторов постоянного напряжения непрерывного действия типа K142ЕН1 и K142ЕН2 показана на рис. 3.17, а. Хотя схема относительно проста, она обеспечивает достаточно высокие стабилизирующие и динамические свойства стабилизаторов, собираемых на ее основе. На транзисторах $VT1$ и $VT5$ собран температурно-компенсированный источник опорного напряжения. Его основу составляет стабилитрон $VD1$, который для повышения стабильности создаваемого им напряжения питается током постоянной величины. Стабилизация тока осуществляется с помощью полевого транзистора $VT1$. Постоянное напряжение, выработанное стабилитроном, через развязывающую схему—эмиттерный повторитель (транзистор $VT5$) и делитель $R1$, $R2$ с температурно-компенсирующим диодом $VD2$ поступает на один из входов дифференциального усилителя, собранного на транзисторах $VT6$, $VT7$. Для увеличения коэффициента усиления дифференциального усилителя нагрузкой транзистора $VT7$ служит большое динамическое сопротивление полевого транзистора $VT2$. Регулирующий (проходной) транзистор $VT4$ —самый мощный в рассматриваемой схеме. Его допустимый коллекторный ток достаточно велик (он должен быть больше максимального тока нагрузки), а коэффициент усиления тока мал. Поэтому для согласования транзистора $VT7$ с транзистором $VT4$ в схему введен транзистор $VT3$, образующий с транзистором $VT4$ пару Дарлингтона. Схема стабилизатора содержит дополнительные элементы защиты от электрических перегрузок: по току и короткому замыканию нагрузки

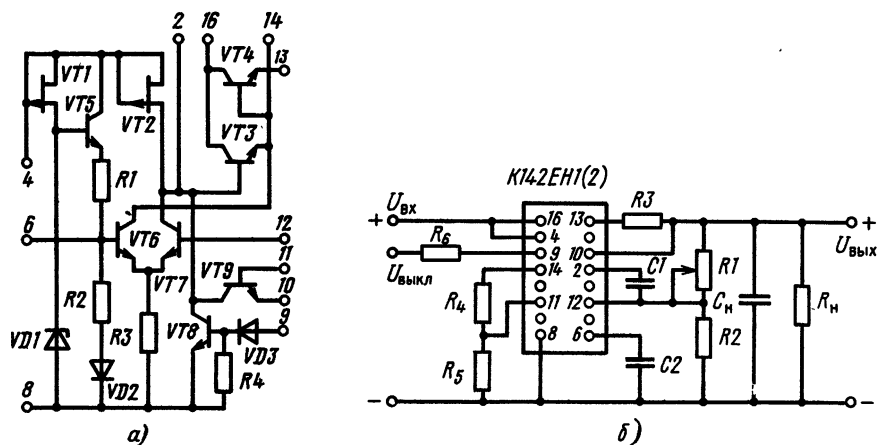


Рис. 3.17. Принципиальная схема интегрального стабилизатора 142ЕН (а) и схема его включения в ИВЭП (б)

(транзистор $VT9$) и схему выключения стабилизатора внешним электрическим сигналом (транзистор $VT8$, диод $VD3$ и резистор $R4$). При срабатывании защиты открывается один из транзисторов защиты ($VT8$ или $VT9$), что закорачивает вход проходного транзистора, отключая стабилизатор.

Типовая схема включения ИСН типа K142EH1 (2) показана на рис. 3.17, б. Она представляет собой функционально законченный последовательный стабилизатор постоянного напряжения непрерывного действия. С ее помощью можно получить стабилизированное постоянное напряжение положительной полярности, требуемое значение которого устанавливается переменным резистором $R1$ внешнего резистивного делителя. Сопротивление второго резистора делителя $R2$ выбирают из условия, чтобы ток через делитель был не менее 1,5 мА. Его обычная величина 1,2 кОм. Конденсаторы вводят в схему для обеспечения ее устойчивой работы. При низких выходных напряжениях ($U_{вых} < 5$ В) типовые значения емкостей этих конденсаторов следующие: $C1 = 0,1$ мкФ, $C_H = 5 \dots 10$ мкФ. При $U_{вых} > 5$ В $C1 \geq 100$ пФ, $C_H \geq 1$ мкФ. Сопротивление резистора $R3$ увеличивает выходное сопротивление стабилизатора и поэтому должно быть минимальной величины (единицы ома).

Компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения непрерывного действия обладают следующими достоинствами: высокой точностью стабилизации выходного напряжения и очень малым выходным сопротивлением. Их основной недостаток — малый КПД, который связан с непрерывным выделением мощности на регулирующем (проходном) транзисторе такого стабилизатора, что увеличивает его объем и массу.

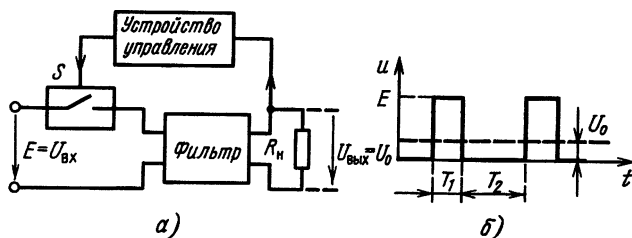


Рис. 3.18. Структурная схема (а) компенсационного импульсного стабилизатора постоянного напряжения и временная диаграмма его работы (б)

В последнее время величина КПД, объем и масса ИВЭП стали сдерживающим фактором уменьшения объема и массы всей электронной аппаратуры, что заставило разработчиков ИВЭП искать новые пути их построения. Одним из вариантов решения указанной проблемы явился переход к импульсным стабилизаторам постоянного напряжения. В импульсном стабилизаторе напряжения (ИСН) регулирующее сопротивление заменяется ключом (рис. 3.18, а), который преобразует постоянное входное напряжение стабилизатора E в периодическую последовательность прямоугольных импульсов. За ключом ставят сглаживающий фильтр, напряжение на выходе которого равно постоянной составляющей U_0 последовательности прямоугольных импульсов (рис. 3.18, б). Для работы ИСН существенно, что напряжение $U_{\text{вых}} = U_0$ определяется не только значением входного постоянного напряжения E , но и соотношением интервалов времени T_1 и T_2 , в течение которых ключ замкнут и разомкнут. Изменяя соотношение между T_1 и T_2 (меняя скважность импульсной последовательности), можно регулировать величину напряжения $U_{\text{вых}}$ или поддерживать выходное напряжение на одном заранее заданном уровне при изменениях как E , так и тока нагрузки I_n .

В устройстве управления ИСН происходит преобразование сигнала рассогласования между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вых.ном}}$ в последовательность импульсов, скважность которых зависит от величины этого рассогласования. При этом работой ключа можно управлять двумя способами. Если формируется импульсная последовательность с постоянным периодом повторения $T = T_1 + T_2$ и меняющейся в зависимости от разности $|U_{\text{вых}} - U_{\text{вых.ном}}|$ длительностью T_1 , то говорят, что такой ИСН работает с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Если же устройством управления замыкает ключ S при напряжении на выходе, меньшем некоторого порогового значения $U'_{\text{пор}} = U_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{вых}}$, и размыкает его при превышении порогового уровня $U''_{\text{пор}} = U_{\text{вых}} + \Delta U_{\text{вых}}$, то режим работы такого ИСН называют релейным.

Основное достоинство импульсных стабилизаторов состоит в том, что на регулирующем (проходном) элементе рассеивается

малая мощность. Действительно, мощность, выделяющаяся на ключе, складывается из трех составляющих: мощности, рассеиваемой ключом в замкнутом состоянии, в разомкнутом состоянии и во время перехода ключа из замкнутого состояния в разомкнутое и обратно. Мощность, выделяющаяся в любом электрическом элементе, равна произведению тока на падение напряжения на нем (UI). В идеальном ключе либо U , либо I равны нулю (в замкнутом состоянии равно нулю падение напряжения, в разомкнутом состоянии равен нулю ток), т. е. в нем не рассеивается никакой мощности. Если же считать, что идеальный ключ еще и переходит из замкнутого состояния в разомкнутое мгновенно, то в таком ключе вообще не будет потерь, следовательно, КПД ИСН в пределе равно 100%. В реальных импульсных стабилизаторах в качестве ключа используют мощный транзистор и обеспечивают такой режим его работы, что рабочая точка транзистора большую часть периода коммутации находится либо в области насыщения, либо в области отсечки, а зону активной области проходит с высокой скоростью только в моменты переключения. Значение средней за период мощности, рассеиваемой на реальном транзисторе, конечно, не равно нулю, но оно намного меньше, чем при его работе в стабилизаторах непрерывного действия. Поэтому импульсные стабилизаторы по сравнению с непрерывными имеют более высокий КПД, а значит, и лучшие массо-габаритные показатели. Кроме того, габариты и масса фильтра ИСН могут быть сильно уменьшены при увеличении частоты коммутации ключа $f=1/T$. Поэтому в современных ИВЭП с ИСН стремятся повысить частоту коммутации до значений, близких к граничным частотам мощных транзисторов, используемых в качестве ключей. Для биполярных транзисторов это частоты, измеряемые десятками килогерц, а для полевых — сотнями килогерц. К недостаткам импульсных стабилизаторов следует отнести сложность как силовой, так и управляющей схем и появление трудно отфильтровываемых импульсных помех.

Известны три основные схемы силовой части ИСН. Они представлены на рис. 3.19.

В *ключевом последовательном стабилизаторе* (рис. 3.19, а) — регулирующий элемент (мощный транзистор) и дроссель L включены последовательно с нагрузкой. Транзистор работает в режиме переключений, поочередно переходя из режима насыщения в режим отсечки. При открытом транзисторе энергия от входного источника постоянного напряжения ($U_{вх}$) передается в нагрузку через дроссель L , в котором накапливается избыточная энергия. Когда транзистор закрывается, накопленная в дросселе энергия через диод передается в нагрузку. Схема управления содержит дифференциальный усилитель (ДУ), источник опорного напряжения (ИОН) и импульсный модулятор (ИМ). На дифференциальный

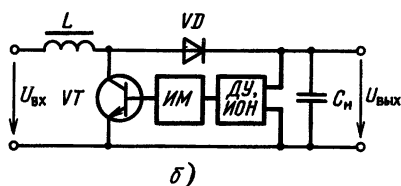
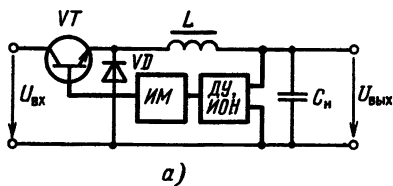
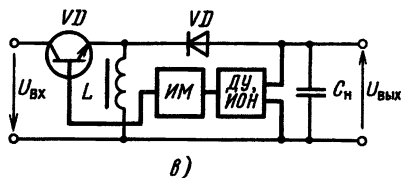


Рис. 3.19. Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения:

а — последовательный, б — параллельный, в — параллельный инвертирующий



усилитель поступает выходное напряжение (или часть его) и опорное напряжение. С его выхода снимается напряжение разбаланса, которое воздействует на импульсный модулятор — наиболее сложную часть схемы управления. На выходе импульсного модулятора формируется последовательность прямоугольных импульсов, скважность которых пропорциональна разбалансу напряжений, воздействующих на вход дифференциального усилителя. В результате этого на выходе рассматриваемого ИСН создается стабилизированное постоянное напряжение, не превышающее входное.

В импульсном параллельном стабилизаторе (рис. 3.19, б) транзистор, работающий в ключевом режиме, подключен параллельно нагрузке. Когда он открыт, ток от источника входного постоянного напряжения проходит через дроссель, запасая в нем энергию. При этом диод VD закрыт и блокирует нагрузку, не позволяя конденсатору C_n разрядиться через открытый транзистор. В это время ток в нагрузку поступает только от конденсатора C_n . Когда транзистор закрывается, ЭДС самоиндукции дросселя открывает диод и энергия, запасенная в дросселе, передается в нагрузку, причем ЭДС самоиндукции суммируется с входным напряжением, за счет чего $U_{\text{вых}}$ оказывается больше, чем $U_{\text{вх}}$. В отличие от импульсного последовательного стабилизатора здесь дроссель не является элементом фильтра — в параллельном ИСН фильтр состоит только из одной емкости C_n . Схема управления содержит те же узлы.

Импульсный параллельный инвертирующий стабилизатор выполняется по схеме, приведенной на рис. 3.19, в. В отличие от предыдущей схемы здесь параллельно нагрузке подключен дроссель. Регулирующий транзистор (ключ) включается последовательно с нагрузкой. Диод снова отделяет конденсатор фильтра C_n и нагрузку от регулирующего транзистора. В зависимости от параметров дросселя в этом стабилизаторе выходное напряжение может быть больше или меньше входного. Но в обоих

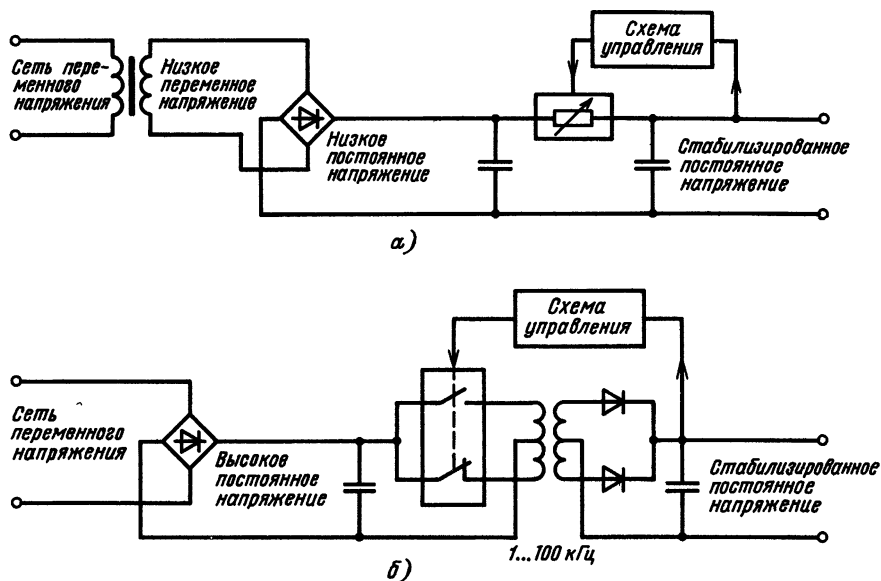


Рис. 3.20. Структурные схемы вторичных источников питания без преобразования (а) и с преобразованием (б) частоты сети

случаях полярность выходного стабилизированного напряжения обратна полярности входного.

Наибольшее применение находит последовательный импульсный стабилизатор, так как только в этом стабилизаторе дроссель входит в фильтр. А, как отмечено выше, одним из основных недостатков ИСН является появление импульсных помех и их фильтрация оказывается одной из главных задач в схемах импульсных стабилизаторов. Поэтому параллельные импульсные стабилизаторы требуют введения дополнительных фильтров, что ухудшает их массо-габаритные показатели по сравнению с последовательным ИСН.

Так же, как и в непрерывных стабилизаторах, в схемах управления ИСН применяют микросхемы, но они значительно сложнее микросхем управления НСН, особенно сложной является схема импульсного модулятора. Кроме того, импульсный режим работы приводит и к более сложным схемам согласования силовой части стабилизатора со схемой управления, т. е. весь импульсный стабилизатор оказывается сложнее непрерывного.

Для максимального использования возможностей импульсных стабилизаторов постоянного напряжения ИВЭП с такими стабилизаторами строят по структурным схемам, отличным от схем с НСН.

Во вторичном источнике питания с НСН (рис. 3.20, а) напряжение сети поступает на низкочастотный силовой трансформатор,

который служит для получения переменного напряжения, необходимого для создания требуемого постоянного напряжения на выходе ИВЭП. В связи с тем, что постоянное напряжение питания транзисторных схем составляет единицы вольт, а стандартное напряжение сети — сотни вольт, силовой трансформатор ВИП для транзисторных схем является понижающим. Низкое переменное напряжение, частота которого равна частоте сети, поступает на выпрямитель, а затем выпрямленное и отфильтрованное напряжение подается на стабилизатор непрерывного действия (он условно изображен в виде переменного резистора). При использовании в ИВЭП импульсного стабилизатора (рис. 3.20, б) сетевое напряжение сразу подается на выпрямитель, с выхода которого снимается высокое постоянное напряжение, поступающее на ИСН. На выходе импульсного стабилизатора создается последовательность прямоугольных импульсов, частота следования которых выбирается значительно выше частоты сети. Эти импульсы поступают на понижающий высокочастотный трансформатор с таким коэффициентом трансформации, чтобы на выходе ИВЭП получить требуемую величину постоянного напряжения. Таким образом, в ИВЭП, построенных по второй структурной схеме, переменное напряжение выпрямляется дважды, но зато во втором выпрямителе используются высокочастотный трансформатор и фильтры, работающие на высокой частоте, что приводит к тому, что ИВЭП с импульсными стабилизаторами оказываются меньше по габаритам и массе по сравнению с ИВЭП с непрерывными стабилизаторами постоянного напряжения.

ГЛАВА 4

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В электронных устройствах различают два принципиально разных режима работы: вынужденный и автоколебательный. В устройствах, работающих в вынужденном режиме, колебания в выходных цепях наблюдаются только при наличии на входах внешних переменных возмущений, поступающих из предшествующих устройств. В устройствах, работающих в автоколебательном режиме, колебания на выходах возникают без каких бы то ни было внешних переменных возмущений. Последние устройства называют генераторами с самовозбуждением, автогенераторами или просто генераторами. В большинстве генераторов происходит преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока.

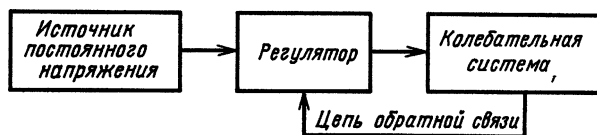


Рис. 4.1. Структурная схема автогенератора

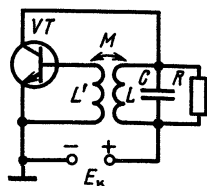


Рис. 4.2. Обобщенная схема LC-генератора

В зависимости от формы выходных колебаний различают генераторы гармонических колебаний и релаксационные генераторы. Первые широко используют в радиотехнических и измерительных устройствах, а вторые — главным образом в импульсной и цифровой технике.

Основным узлом любого автогенератора (рис. 4.1) является колебательная система. Если бы эта система была идеальной (без потерь), то в ней наблюдались бы незатухающие колебания и весь генератор состоял бы только из одной колебательной системы. Однако в любой реальной системе имеются потери. Кроме того, каждый генератор, являясь источником переменного напряжения, должен отдавать часть своей энергии во внешнюю цепь. Поэтому одной, даже идеальной, колебательной системы оказывается недостаточно. Вторым обязательным узлом любого реального генератора является источник энергии, с помощью которого пополняются запасы энергии в колебательной системе. Но непосредственное подключение источника постоянного тока к колебательной системе не приводит к возникновению незатухающих колебаний, так как для поддержания колебаний энергию необходимо подавать отдельными порциями. Для этого в генераторе должно быть еще одно устройство — регулятор, который осуществляет такой режим работы генератора, когда энергия поступает в виде отдельных импульсов синхронно с колебаниями колебательной системы. Для синхронизации между колебательной системой и регулятором включают цепь обратной связи. В качестве регулятора в генераторах можно использовать различные устройства, но наиболее совершенными являются электронные лампы, транзисторы и туннельные диоды.

Если рассматривать генераторы гармонических колебаний, то простейшей колебательной системой может служить одиночный колебательный контур, а одной из возможных схем генератора гармонических колебаний — схема генератора на биполярном транзисторе, представленная на рис. 4.2. Колебательный контур этого генератора состоит из индуктивной катушки L и конденсатора C . Потери энергии в контуре учитываются с помощью сопротивления R . Источником энергии служит источник постоянного напряжения E_k , который отдает часть своей энергии в колебательный контур в те моменты времени, когда в его

внешней цепи, состоящей из колебательного контура и последовательно соединенного с ним транзистора, проходит ток. Регулятором является транзистор, а цепью обратной связи — катушка L' , индуктивно связанная с колебательным контуром.

При правильно выбранных параметрах в таком генераторе через короткий промежуток времени возникают колебания, близкие по форме к гармоническим. Это связано с тем, что после подачи постоянного напряжения E_k в любом реальном генераторе возникают флуктуации напряжения в колебательном контуре, которые через катушку L' передаются на вход транзистора, усиливаются им и снова поступают в колебательный контур. Ввиду того, что контур имеет максимальное сопротивление на резонансной частоте f_p , наибольшая амплитуда переменного напряжения на контуре будет амплитудой частоты f_p , т. е. из-за избирательных свойств колебательного контура в схеме генератора будет «циркулировать» напряжение, близкое к гармоническому и имеющее частоту $f \approx f_p$. В схеме генератора с правильно подобранными параметрами каждый новый цикл будет характеризоваться большей амплитудой, чем предыдущий. Описанный процесс называют самовозбуждением генератора. Он будет развиваться до тех пор, пока из-за нелинейности вольт-амперной характеристики транзистора не начнет уменьшаться его коэффициент усиления, что сначала приведет к замедлению роста амплитуды колебаний в генераторе, а затем к установлению стационарного режима, при котором на выходе генератора будут наблюдаться колебания с постоянной амплитудой, близкие по форме к гармоническим.

Так как генератор представляет собой источник переменного напряжения, при его исследовании интересуются условиями возникновения колебаний, значениями основных параметров стационарных колебаний и в некоторых случаях процессами установления колебаний. Поэтому основными вопросами теории генераторов являются: условия самовозбуждения; определение частоты и амплитуды стационарных колебаний; исследование характера переходных процессов в генераторе.

Подробный анализ работы любого генератора может быть проведен на основе решения его дифференциального уравнения. Однако уравнение генератора является нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка, точного решения которого в настоящее время не существует. Поэтому в теории генераторов приходится пользоваться приближенными методами решения таких уравнений.

Наиболее грубым приближением является линеаризация дифференциального уравнения генератора, которая возможна при рассмотрении начальной стадии процесса возникновения колебаний в генераторе, когда амплитуды токов и напряжений малы, а полупроводниковые приборы, используемые в генераторе, можно рассматривать как линейные элементы. Такое приближение

позволяет решить только один теоретический вопрос — определить условия самовозбуждения генератора.

Следующим приближением является линеаризация свойств генератора только в пределах одной амплитуды колебаний, которая положена в основу квазилинейного метода исследования генератора. В квазилинейном методе генератор снова представляется линейной системой, но такой, параметры которой зависят от амплитуды колебаний. Эта линеаризация будет значительно более тонкой, чем в предыдущем случае, — генератор представляется не одной, а множеством линейных систем. При неизменной амплитуде колебаний генератор рассматривается как линейное устройство, а его действительный нелинейный характер учитывается изменением значений параметров его эквивалентной линейной схемы. Квазилинейный метод позволяет определить амплитуду и частоту стационарных колебаний генератора.

Наконец, наиболее полное исследование генератора может быть проведено с помощью методов, в которых учитывается нелинейность ВАХ полупроводниковых приборов генератора.

Хотя все изложенные теоретические методы исследования процессов, происходящих в генераторах, достаточно хорошо изучены и в настоящее время относятся к числу инженерных методов, мы рассмотрим работу генератора с общих позиций обратной связи, которые позволяют лучше понять физику процессов, происходящих в схеме генератора.

Коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью,

$$K_{\text{пос}} = K / (1 - K\beta).$$

При $K\beta < 1$ введение положительной обратной связи просто увеличивает коэффициент усиления усилителя. Однако, если произведение $K\beta$ приближается к единице, положение меняется — на выходе усилителя начинают наблюдаться колебания даже при отсутствии сигнала на входе. Происходит возбуждение усилителя — превращение усилителя в генератор. Однако если возбуждение усилителя происходит достаточно часто, то получение выходных колебаний заданной частоты и амплитуды оказывается не таким простым, как это кажется с первого взгляда. В реальных устройствах и K , и β зависят от частоты, амплитуды выходных колебаний и температуры окружающей среды. Поэтому проектирование генераторов гармонических колебаний требует определенных навыков и знаний.

Пользуясь теорией обратной связи, схемы многих генераторов можно представить в виде усилителя и цепи положительной обратной связи. Сразу же после включения питания появляется некоторое напряжение на входе усилителя (оно возникает либо из-за бросков тока, появляющихся при включении, либо из-за флуктуаций токов и напряжений во всех элементах реальных

электронных цепей). Это начальное напряжение усиливается и через цепь обратной связи снова подается на вход усилителя. Происходит самовозбуждение генератора, а амплитуда напряжения на выходе усилителя растет до тех пор, пока в транзисторах усилителя не установятся режимы отсечки и насыщения. После этого рост напряжения прекращается, и генератор переходит в стационарный режим. Работа усилителя в нелинейном режиме приводит к тому, что выходные колебания генератора резко отличаются по форме от гармонических.

Для получения гармонических колебаний в нагрузку усилителя или в цепь обратной связи вводят частотно-избирательную систему, подавляющую все гармонические составляющие, кроме одной. Для этой цели чаще всего используют одиночный колебательный контур достаточно высокой добротности Q , который отфильтровывает практически все гармонические составляющие, кроме колебаний с частотой, равной его резонансной частоте f_p . Другой способ состоит в том, что в усилителе принимают специальные меры для того, чтобы не допустить работу его транзисторов ни в режиме отсечки, ни в режиме насыщения. Первый способ используют в генераторах гармонических колебаний высокой частоты, второй — низкой частоты.

При таком подходе к анализу генераторов ясно, что в усилительной части могут использоваться и электронные лампы, и транзисторы, и туннельные диоды. Различными могут быть и схемы обратной связи. Но для того чтобы схема стала генератором, необходимо выполнение двух обязательных условий. Отношение напряжения, поступающего из цепи обратной связи на вход усилительной части генератора, к вызвавшему его входному напряжению должно быть близко к единице; фазовый сдвиг между этими напряжениями должен быть близким к нулю (или кратным 360°).

Оба условия записываются в виде комплексного уравнения

$$\underline{K\beta} = 1, \quad (4.1)$$

которое разбивается на два:

$$\operatorname{Re} [\underline{K\beta}] = 1, \quad (4.2)$$

$$\operatorname{Im} [\underline{K\beta}] = 0. \quad (4.3)$$

Первое уравнение называют *условием баланса амплитуд*, а второе — *баланса фаз*. Эти условия определяют частоту генератора и такие значения параметров его схемы, при которых наблюдаются стационарные гармонические колебания.

4.2. АНАЛИЗ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Рассмотрим трансформаторную схему генератора гармонических колебаний на биполярном транзисторе (рис. 4.3, а). В этой схеме резисторы R_1 , R_2 , R_3 и конденсаторы C_3 и $C_{\text{бл}}$ определяют

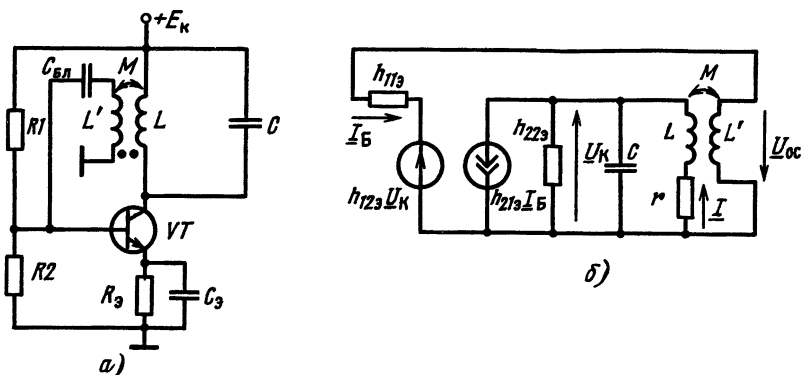


Рис. 4.3. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы генератора гармонических колебаний на биполярном транзисторе

режим транзистора по постоянному току и выбираются из тех же соображений, что и элементы, обеспечивающие режим транзисторов по постоянному току в усилителях. Специфическими элементами для генератора являются L , C , L' и M , параметры которых необходимо найти.

Упрощенный анализ генератора сводится к определению частоты его стационарных колебаний и значений параметров схемы, при которых эти колебания возникают. Для этого обратимся к эквивалентной схеме генератора (рис. 4.3, б), где транзистор заменен эквивалентной схемой, состоящей из входного сопротивления $h_{11э}$, выходной проводимости $h_{22э}$, источника тока $h_{21э}I_Б$ и источника ЭДС $h_{12э}U_к$, а сопротивление r характеризует потери в колебательном контуре L , C . Представленная схема является линейной, но она справедлива только для одной амплитуды колебаний. Рассмотрим ее для амплитуды стационарных колебаний (значения всех величин, входящих в эквивалентную схему транзистора, будут справедливы только для этой амплитуды).

Для эквивалентной схемы рис. 4.3, б коэффициент усиления напряжения без обратной связи

$$K = \frac{-h_{21э}Z_к}{h_{11э} + \Delta h Z_к}, \quad (4.4)$$

где $\Delta h = h_{11э}h_{22э} - h_{12э}h_{21э}$.

Напряжение на контуре

$$U_к = I(r + j\omega L), \quad (4.5)$$

а напряжение обратной связи, снимаемое с катушки L' ,

$$U_{о.с} = I(-j\omega M).$$

Отношение $\dot{U}_{oc}$ к $\dot{U}_k$ определяет коэффициент обратной связи

$$\underline{\beta} = -j\omega L / (r + j\omega L). \quad (4.6)$$

Подставляя (4.4) и (4.6) в (4.1), получаем

$$\frac{-h_{213}\underline{Z}_k - j\omega M}{h_{113} + \Delta h \underline{Z}_k} \frac{1}{r + j\omega L} = 1. \quad (4.7)$$

Так как

$$\underline{Z}_k = \frac{r + j\omega L}{1 - \omega^2 LC + j\omega rC}, \quad (4.8)$$

то выражение (4.7) принимает вид

$$\frac{j\omega M h_{213}}{h_{113}(1 - \omega^2 LC + j\omega rC) + \Delta h(r + j\omega L)} = 1.$$

Оно разбивается на две части: действительную и мнимую. Проведя такое разбиение и используя условие баланса фаз, получим

$$h_{113}(1 - \omega^2 LC) + \Delta h r = 0,$$

откуда

$$f_{ген} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{\Delta h r}{h_{113}}}. \quad (4.9)$$

Используя условие баланса амплитуд и равенство (4.9), имеем

$$h_{113}r\omega C + \Delta h\omega L = \omega M h_{213},$$

откуда следует, что для создания незатухающих колебаний в генераторе необходимо выполнить условие

$$M \geq \frac{h_{113}rC + \Delta hL}{h_{213}}. \quad (4.10)$$

Выражения (4.9) и (4.10) показывают, что как частота генератора, так и коэффициент связи между входом и выходом усилительной части генератора зависят от параметров схемы и транзистора.

Если рассматривать генераторы, с помощью которых создаются колебания относительно невысоких частот (в несколько раз меньших максимальной частоты транзистора), то выражение (4.9) упрощается. В этом случае не учитывают внутреннюю обратную связь в транзисторе, т. е. полагают, что $h_{123} = 0$. Тогда, имея в виду, что $h_{223} = 1/r_{вых}$, получаем

$$f_{ген} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{r}{r_{вых}}}. \quad (4.11)$$

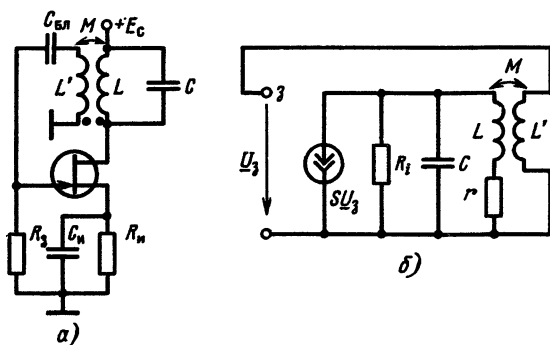


Рис. 4.4. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы генератора гармонических колебаний на полевом транзисторе

Так как $r_{\text{вых}} \gg r$, то частота колебаний генератора оказывается близкой к резонансной частоте контура

$$f_{\text{ген}} \approx 1/2\pi \sqrt{LC} = f_p \quad (4.12)$$

и при расчетах частоты генераторов обычно пользуются формулой (4.12), а поправку $\sqrt{1+r/r_{\text{вых}}}$ учитывают только при расчетах стабильности частоты генераторов, когда важны самые незначительные отклонения частоты от номинального значения.

Неравенством (4.10) на практике пользуются редко. Обычно в конструкции генератора предусматривают возможность изменения величины M , и после монтажа схемы генератора необходимый коэффициент обратной связи подбирают экспериментально.

Теперь рассмотрим трансформаторную схему генератора гармонических колебаний на полевом транзисторе (рис. 4.4, а). Анализ такого генератора проводится так же, как анализ генератора на биполярном транзисторе. На эквивалентной схеме (рис. 4.4, б) полевой транзистор представлен в виде генератора тока SU_3 и внутреннего сопротивления R_i .

Коэффициент усиления напряжения без обратной связи

$$\underline{K} = -SR_i \underline{Z}_\kappa / (R_i + \underline{Z}_\kappa), \quad (4.13)$$

где $\underline{Z}_\kappa$ определяется по формуле (4.8).

Коэффициент обратной связи β определяется выражением (4.6), а условие (4.1) записывается в виде

$$\frac{SR_i \frac{r+j\omega L}{1-\omega^2 LC+j\omega rC}}{R_i + \frac{r+j\omega L}{1-\omega^2 LC+j\omega rC}} \frac{j\omega M}{r+j\omega L} = 1+j0$$

или после преобразований

$$j\omega MSR_i = R_i (1 - \omega^2 LC) + r + j\omega R_i rC + j\omega L. \quad (4.14)$$

Выражение (4.14) разбивается на два равенства (для действительной и мнимой части), из которых получаем

$$f_{\text{ген}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{r}{R_i}}, \quad (4.15)$$

$$M \geq \frac{R_i r C + L}{SR_i}. \quad (4.16)$$

Учитывая, что $r \ll R_i$, снова получаем

$$f_{\text{ген}} \approx 1/2\pi \sqrt{LC} = f_p. \quad (4.17)$$

4.3. СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

До сих пор рассматривались общие вопросы работы генераторов гармонических колебаний в предположении, что между входом и выходом транзистора имеется трансформаторная обратная связь. Такая схема генератора не является единственной. В современной электронике используются различные схемы генераторов гармонических колебаний, которые целесообразно классифицировать по нескольким признакам: по типу используемого в схеме полупроводникового прибора—генераторы на биполярных и полевых транзисторах и генераторы на туннельных диодах; по виду обратной связи—генераторы с внутренней и внешней обратной связью; по типу колебательных систем—генераторы LC и RC ; по схеме питания—генераторы последовательного и параллельного питания.

Характер процессов, происходящих в генераторах на биполярных и полевых транзисторах, принципиально один и тот же. Однако при их проектировании необходимо учитывать различия значений параметров биполярных и полевых транзисторов, которые приводят к некоторым различиям и в схемах. Главные из них связаны с разными величинами входных и выходных сопротивлений биполярного и полевого транзисторов и с тем, что инерционность биполярных транзисторов проявляется на частотах, значительно меньших, чем у полевых транзисторов. Так, в генераторе на полевом транзисторе из-за малого тока затвора можно считать, что сопротивление участка затвор—исток бесконечно велико, и поэтому не учитывать шунтирующего действия входной цепи полевого транзистора. В генераторе на биполярном транзисторе из-за тока базы (он принципиально не может работать без I_B) сопротивление участка база—эмиттер всегда оказывается малым, поэтому в таком генераторе обязательно нужно учитывать шунтирующее действие входной цепи транзистора и в ряде случаев принимать специальные меры для уменьшения этого эффекта.

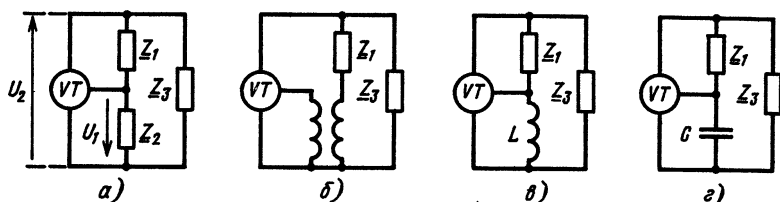


Рис. 4.5. Обобщенные схемы генераторов гармонических колебаний:

а — с внешней обратной связью, *б* — трансформаторной, *в* — автотрансформаторной; *г* — емкостной

Внутреннее сопротивление полевого транзистора, как правило, больше резонансного сопротивления контура, поэтому оно мало шунтирует колебательный контур и в схеме генератора на полевом транзисторе можно использовать полное включение контура в цепь стока полевого транзистора. Выходное сопротивление биполярного транзистора на порядок меньше резонансного сопротивления контура, поэтому в генераторах на биполярном транзисторе принимают специальные меры для их согласования — используют неполное включение контура в коллекторную цепь транзистора.

Относительно большое время продвижения неосновных носителей зарядов через базу многих биполярных транзисторов приводит к тому, что уже на частотах порядка сотен килогерц их коллекторный ток запаздывает во времени относительно напряжения $U_{БЭ}$ — в таких транзисторах проявляется инерционность. Запаздывание тока коллектора относительно напряжения база — коллектор можно рассматривать как дополнительный фазовый сдвиг в транзисторе. Это приводит к тому, что баланс фаз в генераторе на биполярном транзисторе выполняется на частоте, отличной от резонансной частоты контура. Для компенсации дополнительного фазового сдвига вводят либо подстройку частоты, либо специальные фазосдвигающие цепочки.

Начнем рассмотрение транзисторных генераторов со схем с внешней обратной связью. Обобщенная схема таких генераторов имеет вид, представленный на рис. 4.5, *а*. Для того чтобы в этой схеме существовали незатухающие гармонические колебания, необходимо выполнить условие баланса амплитуд и фаз. Выполнение условия баланса амплитуд обычно не вызывает затруднений, так как при правильно выбранном режиме транзистора по постоянному току легко получить коэффициент усиления, при котором выполняется условие $K\beta > 1$. Условие баланса фаз выполняется, если напряжение $\dot{U}_1$, приложенное ко входу транзистора, вызывает появление напряжения $\dot{U}_2$, которое, пройдя через сопротивление Z_1 , создает новое напряжение $\dot{U}'_1$, совпадающее по фазе с первоначальным. Поскольку генераторы всегда работают на частотах, близких к собственной частоте колебательной системы, состоящей из сопротивлений Z_1 , Z_2 и Z_3 ,

то напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ оказываются сдвинутыми по фазе на 180° . Если частота напряжения $\dot{U}_1$ совпадает с собственной частотой колебательной системы генератора, нагрузка имеет чисто активный характер. При этом переменное напряжение на коллекторе биполярного транзистора будет противоположно по фазе напряжению на базе, а переменное напряжение на стоке полевого транзистора — напряжению на затворе. Следовательно, во всех генераторах с внешней обратной связью баланс фаз будет выполняться, если напряжение $\dot{U}_1$ окажется противоположным по фазе напряжению $\dot{U}_2$. Иными словами, делитель $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$ должен обеспечить фазовый сдвиг между напряжениями u_1 и u_2 , равный $\pm\pi$. Указанный фазовый сдвиг может быть получен с помощью трех схем: *трансформаторной* (рис. 4.5, б), *автотрансформаторной* (рис. 4.5, в) и *емкостной* (рис. 4.5, г), каждой из которых соответствуют различные схемы генераторов.

Правильные фазовые соотношения в трансформаторной схеме обеспечиваются выбором знака коэффициента взаимной индукции M , в двух других схемах генераторов (называемых трехточечными) — выбором характера всех трех сопротивлений $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$.

Последний вопрос рассмотрим подробнее. В большинстве реальных схем используют катушки индуктивности и конденсаторы с малыми потерями, поэтому для простоты будем полагать, что

$$\underline{Z}_1 = jX_1; \quad \underline{Z}_2 = jX_2; \quad \underline{Z}_3 = jX_3.$$

Так как генератор работает на частоте, близкой к собственной частоте колебательной системы, выполняется равенство

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (4.18)$$

Коэффициент передачи делителя (коэффициент обратной связи)

$$\underline{\beta} = X_2 / (X_1 + X_2)$$

или с учетом (4.18)

$$\underline{\beta} = -X_2 / X_3. \quad (4.19)$$

Для того чтобы фазовый сдвиг в цепи обратной связи был равен $|\pi|$, величина β должна быть действительной и отрицательной. Это будет иметь место, если реактивные сопротивления $\underline{X}_2$ и $\underline{X}_3$ будут одного характера (либо L , либо C). Тогда для выполнения равенства (4.18) характер сопротивления X_1 должен быть противоположен характеру сопротивлений X_2 и X_3 . Эти условия и соблюдаются в основных вариантах трехточечных схем генераторов: *индуктивной* и *емкостной*. Чтобы подчеркнуть необходимость правильной фазировки в цепи обратной связи, трехточечные схемы обычно изображают так, как показано на рис. 4.6, а, б.

В более общем случае между электродами транзистора вместо любого чисто реактивного сопротивления может оказаться включенным колебательный

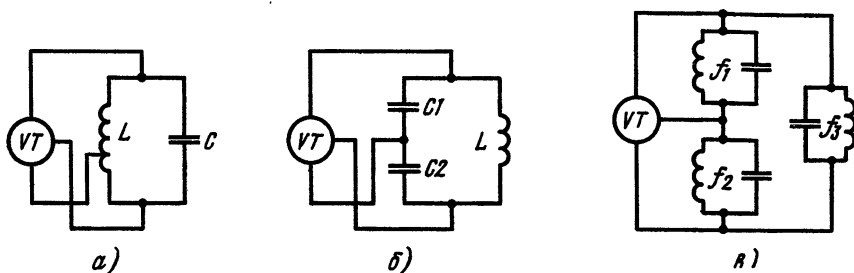


Рис. 4.6. Трехточечные схемы генераторов гармонических колебаний:

а — индуктивная; *б* — емкостная; *в* — трехконтурная

контур, как параллельный, так и последовательный. Например, в генераторах часто оказываются включенными параллельные колебательные контуры. Наиболее сложная схема подобного вида (трехконтурная) приведена на рис. 4.6, *в*. Самовозбуждение трехконтурного генератора возможно при условии, что на частоте генерации характер реактивного сопротивления колебательного контура, включенного между входом и выходом транзистора, противоположен характеру реактивного сопротивления двух других контуров. Это условие будет выполнено, если один контур расстроен в одну сторону по отношению к генерируемой частоте ($f_1 < f_{\text{ген}}$), а два других — в другую ($f_2 > f_{\text{ген}}$, $f_3 > f_{\text{ген}}$).

Перейдем теперь к рассмотрению способов питания генераторов на примере генератора с трансформаторной связью. До сих пор мы анализировали схемы, где транзистор и колебательный контур включены последовательно по отношению к источнику питания. Такие схемы называют *схемами последовательного питания*. В генераторах с самовозбуждением такая схема питания используется наиболее часто, так как она содержит минимальное число элементов и позволяет получить наибольшую стабильность частоты.

В некоторых специальных случаях более удобной может оказаться *схема параллельного питания* (рис. 4.7), где транзистор и колебательный контур включены параллельно по отношению к источнику питания. В этой схеме добавлены два элемента: блокировочный конденсатор $C_{\text{бл}}$ и разделительный дроссель L_p . Введение $C_{\text{бл}}$ и L_p разделяет постоянные и переменные токи во внешних относительно транзистора участках схемы генератора. Постоянный ток I_{K-} проходит от источника питания E_k через разделительный дроссель L_p и промежуток коллектор-эмиттер транзистора. В колебательный контур постоянный ток не проходит, так как этому препятствует конденсатор $C_{\text{бл}}$. Переменный ток $I_{K\sim}$ проходит через промежуток коллектор-эмиттер, конденсатор $C_{\text{бл}}$ и колебательный контур. В источник питания переменный ток не попадает, так как параметры

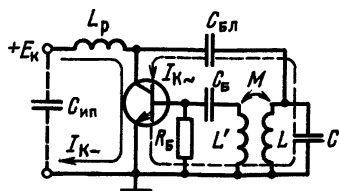


Рис. 4.7. Схема параллельного питания генератора

дросселя подбирают таким образом, чтобы сопротивление дросселя для частоты $f_{\text{ген}}$ было очень большим ($2\pi f_{\text{ген}} L_p \gg R_{\text{эк}}$). Поэтому емкость источника питания $C_{\text{ип}}$ не шунтирует колебательный контур. Введение двух дополнительных элементов ($C_{\text{бл}}$, L_p) уменьшает стабильность частоты и надежность генератора. Поэтому схему параллельного питания целесообразно использовать только в тех случаях, когда необходимо выполнить дополнительные конструктивные требования: удобство сопряжения генератора с другими схемами, необходимость устранения постоянного напряжения на элементах контура и др.

Все рассмотренные выше LC -генераторы можно привести к эквивалентной схеме, в которой отдельно представлены цепь усиления и цепь положительной обратной связи. Однако современная электроника располагает такими полупроводниковыми приборами, при использовании которых нет надобности во внешней положительной обратной связи. Эти полупроводниковые приборы имеют падающие участки вольт-амперных характеристик, где внутреннее сопротивление таких полупроводниковых приборов отрицательно.

Найдем некоторые количественные соотношения для генераторов гармонических колебаний с внутренним отрицательным сопротивлением. Пусть элемент R_- с падающим участком вольт-амперной характеристики подключен параллельно колебательному LC -контур (рис. 4.8, а). Напряжение источника питания E выбирают таким, чтобы рабочая точка P оказалась на середине падающего участка ВАХ элемента R_- (рис. 4.8, в). Эквивалентная схема, приведенная на рис. 4.8, а, может быть легко преобразована в эквивалентную схему (рис. 4.8, б), где

$$r_- = \rho^2 / R_-; \quad \rho = \sqrt{L/C}.$$

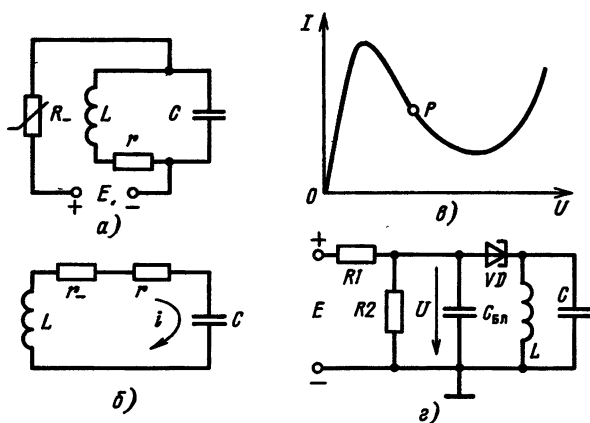


Рис. 4.8. Генератор гармонических колебаний на туннельном диоде:
 а, б — эквивалентные схемы; в — ВАХ туннельного диода; з — принципиальная схема LC -генератора

Для последней схемы справедливо дифференциальное уравнение

$$L \frac{di}{dt} + (r + r_-)i + \frac{1}{C} \int i dt = 0,$$

которое после преобразования может быть приведено к виду

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{r + r_-}{L} \frac{di}{dt} + \omega_p^2 i = 0. \quad (4.20)$$

Из (4.20) следует, что условием самовозбуждения генератора с внутренним отрицательным сопротивлением будет неравенство

$$|r_-| = \left| \frac{\rho^2}{R_-} \right| > r. \quad (4.21)$$

В начальный момент колебания в генераторе имеют малую амплитуду, не выходят за пределы падающего участка вольт-амперной характеристики и имеют форму, близкую к гармонической. По мере роста амплитуды колебаний начинают использоваться участки вольт-амперной характеристики с положительным сопротивлением, что приводит к уменьшению отрицательного сопротивления, а значит, к установлению в конечном счете стационарной амплитуды колебаний, при которой выполняется равенство $|r_-| = r$. Процесс установления колебаний в генераторе с внутренним отрицательным сопротивлением полностью совпадает с процессом установления колебаний в генераторе с внешней положительной обратной связью, только в первом случае меняется отрицательное сопротивление, а во втором — крутизна характеристики.

В стационарном режиме форма тока элемента R_- отличается от гармонической. Однако при достаточно высокой добротности контура форма напряжения на нем близка к гармонической.

В качестве примера рассмотрим схему LC -генератора на туннельном диоде (рис. 4.8, *г*), в которой используется колебательный контур LC . За счет делителя напряжения $R1, R2$ рабочая точка устанавливается на середине падающего участка вольт-амперной характеристики диода. Для того чтобы туннельный диод по высокой частоте был подключен параллельно колебательному контуру, между его анодом и «землей» включается конденсатор большой емкости $C_{бл}$, сопротивление которого на частоте $f_{ген}$ близко к нулю. Эквивалентная схема такого генератора в точности соответствует рис. 4.8, *б*.

4.4. ГЕНЕРАТОРЫ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

В генераторах, рассмотренных в предыдущих параграфах, основным узлом является колебательный LC -контур, существенно влияющий на все процессы, происходящие в генераторе. В частности, один из основных параметров выходного колебания генератора — частота как раз и определяется резонансной частотой этого контура. Если требуются гармонические колебания, частота которых составляет герцы или доли герца, то их генерация с помощью LC -генераторов оказывается затруднительной. Действительно, для уменьшения генерируемой частоты $f_{\text{ген}} = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ необходимо увеличивать индуктивность и емкость колебательного контура, что связано с уменьшением добротности контуров и возрастанием их габаритов и массы. Поэтому реальные LC -генераторы имеют минимальную частоту, измеряемую десятками килогерц, а в диапазоне более низких частот используют специальные низкочастотные генераторы гармонических колебаний.

Наиболее распространены два вида низкочастотных генераторов: генераторы на биениях и RC -генераторы.

Структурная схема генератора на биениях приведена на рис. 4.9. В таком генераторе выходной низкочастотный сигнал возникает в результате биений двух высокочастотных колебаний, создаваемых маломощными высокочастотными генераторами — гетеродинами. Один из них работает на фиксированной частоте f_1 , а другой может перестраиваться в небольших пределах около частоты $f_2 \approx f_1$. Выходное напряжение каждого гетеродина через усилитель передается на специальный каскад — преобразователь частоты, работающий таким образом, что на его выходе образуется сложный спектр частот, среди которых есть и полезное гармоническое колебание с частотой $F = f_1 - f_2$. Это колебание выделяется с помощью фильтра нижних частот и затем усиливается выходным усилителем. Так как частота гетеродинов может быть выбрана достаточно высокой ($f_1 \gg F$ и $f_2 \gg F$), относительно небольшое изменение частоты f_2 позволяет изменять выходную частоту генератора F в достаточно широких пределах без коммутации элементов колебательных контуров гетеродинов, что является существенным достоинством таких генераторов. Второе достоинство генераторов на биениях заключается в том, что в них форма выходного низкочастотного напряжения близка к гармонической (в выходном колебании малы нелинейные искажения).

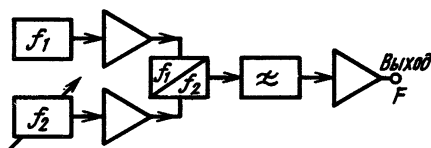


Рис. 4.9. Структурная схема низкочастотного генератора на биениях

Основной недостаток генераторов на биениях связан с низкой стабильностью выходной частоты F . Очевидно, что изменение частоты любого гетеродина приводит к такому же абсолютному изменению частоты F , а так как $f \gg F$, то относительная нестабильность выходной частоты получается во много раз больше относительной нестабильности частоты гетеродинов. Если для простоты полагать, что изменяется только частота одного гетеродина, например, второго, т. е. $\delta_1 = \Delta f_1 / f_1 = 0$, а $\delta_2 = \Delta f_2 / f_2 \neq 0$, то относительная нестабильность выходной частоты

$$\delta_F = \Delta F / F = (\delta_2 f_2 - \delta_1 f_1) / F \approx \delta_2 f_2 / F \gg \delta_2. \quad (4.22)$$

Поэтому при проектировании генераторов на биениях основное внимание уделяют выбору оптимальных частот гетеродинов и методам повышения стабильности их частоты. Для повышения стабильности выходной частоты генератора на биениях, как следует из (4.22.), желательно уменьшать частоту гетеродинов. Но при этом возрастают требования к фильтру нижних частот и ухудшается амплитудно-частотная характеристика всего генератора, поэтому идут на компромисс и обычно выбирают $f_{\text{гет}} \approx 10 F_{\text{max}}$.

Основной причиной нестабильности частоты гетеродинов, как и всех LC -генераторов, является изменение параметров их колебательных контуров. Однако в генераторах на биениях не всякое изменение частоты гетеродинов приводит к нестабильности выходной частоты. Даже при больших, но одинаковых отклонениях частоты гетеродинов стабильность выходной частоты может оказаться высокой. Поэтому в колебательных контурах гетеродинов не только применяют высококачественные детали, но и стараются сделать эти контуры совершенно одинаковыми. Кроме того, в генераторах на биениях важна кратковременная стабильность частоты гетеродинов, для чего обычно предусматривают меры по ее повышению — вводят подстройку частоты первого гетеродина (так называемую установку нулевых биений). При наличии установки нулевых биений перед работой генератора сначала подстраивают частоту первого гетеродина под частоту второго, затем меняя частоту f_2 , получают необходимое значение выходной частоты F . Сокращая время между установками нулевых биений, можно значительно увеличить кратковременную стабильность частот гетеродинов, что позволяет получить более стабильное значение частоты F .

Кроме тщательного подхода к конструированию гетеродинов необходимо также обращать внимание на конструкции остальных узлов генератора на биениях: усилителей и фильтра нижних частот. Требуемые параметры получаются только при достаточно сложных устройствах, что приводит к тому, что генераторы на биениях оказываются громоздкими и сложными.

Более простыми и удобными являются RC -генераторы низкочастотных гармонических колебаний. Структурная схема RC -генератора изображена на рис. 4.10, а, где K — низкочастотный усилитель с коэффициентом усиления K , β_1 — цепь положительной обратной связи, β_2 — цепь отрицательной обратной связи.

Начнем рассмотрение работы такого генератора, полагая, что в нем имеется только цепь положительной обратной связи.

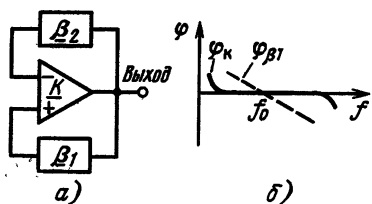


Рис. 4.10. Структурная схема RC -генератора (а) и фазовые характеристики усилительной цепи и цепи обратной связи (б)

зи равномерны в полосе частот, равной или превышающей полосу пропускания усилителя, а условия баланса фаз и амплитуд выполняются хотя бы на одной частоте в полосе пропускания усилителя, то они одновременно будут выполняться для всех частот от f_n до f_v . При этом на выходе генератора будут наблюдаться колебания, отличающиеся по форме от гармонических (будет одновременно генерироваться большое число гармонических колебаний). Если же амплитудно- или фазочастотная характеристика цепи обратной связи такова, что для одной частоты создаются преимущественные условия, то в RC -генераторе будут генерироваться колебания, близкие по форме к гармоническим. Например, если в качестве четырехполюсника положительной обратной связи использовать такую схему, в которой нулевой фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями будет только на одной частоте f_0 (рис. 4.10, б), тогда условие баланса фаз будет соблюдаться только для этой частоты f_0 и в таком RC -генераторе возникнут гармонические колебания с частотой f_0 .

Наиболее распространенной схемой RC -генераторов такого типа является генератор с мостом Вина (рис. 4.11). Его основу составляет низкочастотный усилитель, в цепь положительной обратной связи которого (между выходом и неинвертирующим входом) включена последовательно-параллельная RC -цепь — мост Вина.

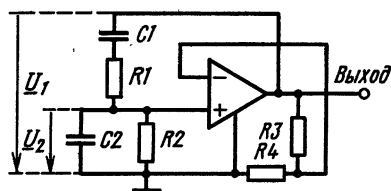


Рис. 4.11. Принципиальная схема RC -генератора с мостом Вина

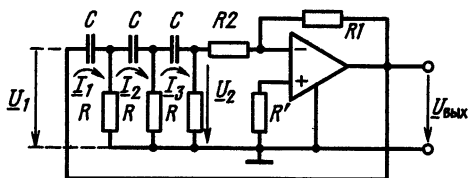


Рис. 4.12. Принципиальная схема RC -генератора с фазосдвигающей цепью

Если $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$, то

$$\beta_1 = 1/[3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)]. \quad (4.23)$$

Используя условие баланса фаз, получаем $\omega_0 RC - 1/\omega_0 RC = 0$, откуда следует, что генерируемая частота

$$f_{\text{ген}} = \omega_0/2\pi = 1/2\pi RC. \quad (4.24)$$

Для выполнения баланса амплитуд необходимо, чтобы коэффициент передачи цепи положительной обратной связи был $|\beta_1(f_0)| = 1/3$, т. е. коэффициент усиления усилителя $K \geq 1/\beta_1(f_0) = 3$, что обычно не вызывает затруднений.

Однако, если использовать только одну цепь обратной связи (положительной), колебания на выходе RC -генератора все-таки окажутся негармоническими. Это объясняется тем, что при возрастании амплитуды колебаний начинают использоваться нелинейные участки вольт-амперных характеристик транзисторов, что приводит к появлению значительных нелинейных искажений в выходном напряжении. Отсутствие колебательной системы с высокой добротностью не позволяет отфильтровывать эти высшие гармонические составляющие. Для получения в RC -генераторах колебаний, близких по форме к гармоническим, необходимо ввести вторую цепь отрицательной обратной связи — R_3 , R_4 , с помощью которой изменяется коэффициент усиления усилителя в зависимости от амплитуды генерируемых колебаний. Наиболее эффективно работает цепь отрицательной обратной связи, когда одним из ее элементов служит нелинейное сопротивление, например термистор, сопротивление которого зависит от приложенного к нему напряжения. Изменение сопротивления термистора приводит к изменению глубины отрицательной обратной связи и, следовательно, коэффициента усиления усилителя K . При правильном выборе элементов схемы усилителя и цепей обратной связи RC -генератор с мостом Вина позволяет генерировать низкочастотные колебания с достаточной стабильностью частоты и амплитуды в диапазоне частот от единиц герц до сотен килогерц.

Кроме RC -генераторов с мостом Вина достаточно широко используют RC -генераторы с фазосдвигающей цепочкой, которая включается между выходом усилителя и инвертирующим входом. Подбирая параметры фазосдвигающей цепочки таким образом, чтобы на некоторой частоте f_0 фазовый сдвиг был равен $\pm\pi$, можно получить на этой частоте незатухающие колебания, близкие по форме к гармоническим. Вариант схемы такого RC -генератора показан на рис. 4.12. Резисторы R и конденсаторы C образуют трехзвенную RC -цепь обратной связи, которая создает положительную обратную связь только на частоте f_0 . Цепь из резисторов R_1 , R_2 и R составляет цепь отрицательной

обратной связи, такую же, как $R3$, $R4$ в RC -генераторе с мостом Вина, которая нужным образом меняет коэффициент усиления усилителя и позволяет получать гармонические колебания. Коэффициент положительной обратной связи β_1 определяется выражением

$$\frac{1}{\beta_1} = 1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + j \left[\frac{1}{(\omega RC)^3} - \frac{6}{\omega RC} \right].$$

Используя условие баланса фаз и проводя элементарные преобразования, получаем

$$f_{\text{ген}} = 1/2\pi \sqrt{6 RC}, \quad (4.25)$$

$$|\beta_1| = 1/29, \quad (4.26)$$

т. е. для выполнения баланса амплитуд коэффициент усиления усилителя должен быть $K \geq 29$.

В заключение заметим, что в RC -генераторах максимальная частота генерации ограничена — не превышает единиц мегагерц. Из (4.24) и (4.26) следует, что для увеличения генерируемой частоты необходимо уменьшить величину сопротивления резистора R и емкости C в цепи положительной обратной связи. Пределом уменьшения емкости C являются паразитные емкости схемы, а пределом уменьшения R — коэффициент усиления усилителя (малое сопротивление R шунтирует нагрузку усилителя, что приводит к уменьшению его коэффициента усиления).

4.5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ LC -ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Во время работы любого генератора частота его колебаний не остается постоянной, а изменяется по случайному закону и оценивается абсолютной и относительной нестабильностью. *Абсолютной нестабильностью* частоты генератора называют разность Δf между текущим f и номинальным f_0 значениями частоты, *относительной* — отношение $\Delta f/f_0 \approx \Delta f/f$.

Стабильность частоты является одним из важнейших электрических показателей не только генератора, но и всей электронной системы, в которой он используется. Например, в любой радиолинии стабильность частоты генератора передатчика определяет надежность и бесперебойность работы радиолинии, а стабильность частоты генератора промышленных установок — такой важнейший параметр, как точность технологического процесса. Поэтому требования, предъявляемые к стабильности частоты генераторов, необычайно высоки (относительная нестабильность до 10^{-9}), а при создании высокостабильных по частоте генераторов допускается значительное удорожание и усложнение схемы.

Прежде чем рассматривать механизмы изменения частоты в генераторе, полезно провести аналогию между электрическим и механическим генераторами. Механическим аналогом LC -генератора является маятник с «подталкивающим» механизмом (источником энергии). Для того чтобы использовать колебания маятника, к нему присоединяют второе устройство — нагрузку, которой маятник передает часть своей энергии. Очевидно, что стабильность колебаний такой механической системы будет определяться эталонностью маятника, свойствами источника энергии и нагрузки. При этом стабильность колебаний маятника будет тем выше, чем более постоянны во времени параметры маятника и чем меньшая энергия за один раз вводится в маятник и отбирается от него. Следовательно, для получения в рассматриваемой механической системе незатухающих колебаний с высокой стабильностью частоты необходимо, чтобы маятник обладал высокой эталонностью и малыми потерями (высокой добротностью).

Роль электрического маятника в LC -генераторе играет колебательная система, поэтому стабильность частоты генератора прежде всего зависит от ее свойств, которые определяются как свойствами колебательного контура, так и параметрами других элементов схемы. Наиболее существенными факторами, влияющими на стабильность частоты генератора, являются: внешние условия (температура, влажность, механические воздействия), непосредственно влияющие на параметры колебательного контура; изменения нагрузки генератора и напряжения источников питания; шумы. Для получения высокостабильных колебаний необходимо не только обеспечить высокую эталонность и добротность колебательной системы генератора, но и добиться слабого влияния на ее параметры указанных выше факторов.

В настоящее время наиболее распространены два метода стабилизации частоты генераторов. Первой заключается в использовании обычных схем, в которых предусматриваются специальные конструкторские меры: в качестве элементов LC -контуров используют высокостабильные катушки индуктивности и конденсаторы; помещают генератор в термостат; между нагрузкой и генератором ставят специальный буферный каскад; используют высокостабильные источники питания. С помощью указанных мер удается получить стабильность частоты генераторов порядка 10^{-4} . Если необходима нестабильность частоты менее 10^{-5} , то используют второй метод — вместо LC -контуров применяют электромеханические колебательные системы, из которых наиболее часто используют кварцевые резонаторы.

Если из кристалла кварца SiO_2 вырезать прямоугольную пластину, грани которой определенным образом ориентированы относительно осей кристалла, то в ней будет наблюдаться прямой и обратный пьезоэлектрические эффекты (пьезоэффекты).

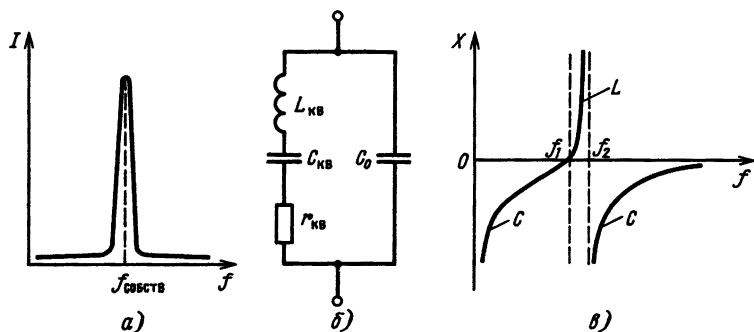


Рис. 4.13. Эквивалентная схема (б) и частотные характеристики (а, в) кварцевого резонатора

Прямой пьезоэффект состоит в том, что при механическом воздействии (сжатии или растяжении) на гранях пластины появляются электрические заряды. Обратный пьезоэффект выражается в деформации кварцевой пластины под воздействием электрического поля. При статических воздействиях пьезоэффект выражен очень слабо, но при переменных он значительно возрастает.

Когда частота переменного воздействия далека от собственной частоты кварцевой пластины, возникающий в ней ток будет мал. С приближением частоты внешнего переменного напряжения к собственной частоте кварцевой пластины обратный пьезоэффект возрастает и амплитуда ее механических колебаний резко увеличивается. Это приводит к возрастанию прямого пьезоэффекта и значительному росту тока через пластину, который достигает максимума при совпадении частоты внешнего переменного напряжения с собственной частотой кварцевой пластины (рис. 4.13, а). Такую кварцевую пластину можно рассматривать как электромеханическую колебательную систему и сравнивать ее свойства с обычным колебательным контуром. Так как частотная характеристика кварцевой пластины оказывается такой же, как у последовательного колебательного контура, ее можно представить в виде эквивалентной схемы последовательно соединенных индуктивности $L_{кв}$, емкости $C_{кв}$ и сопротивления $r_{кв}$. В связи с тем, что резонансные свойства кварцевой пластины выражены очень резко, необходимо считать, что ее параметры $L_{кв}$, $C_{кв}$ и $r_{кв}$ имеют такие значения, которые соответствуют очень высокой добротности эквивалентного контура: $L_{кв}$ —сотни миллигенри, $C_{кв}$ —сотые доли пикофарады, $r_{кв}$ —единицы ом. Поскольку кварцевая пластина независимо от своих пьезоэлектрических свойств ведет себя как обычный конденсатор, емкость C_0 которого определяется геометрическими размерами пластины, общая эквивалентная схема кварцевой пластины принимает вид, показанный на рис 4.13, б. Добротность кварцевых пластин до-

стигает сотен тысяч, тогда как добротность обычных LC -контуров не превышает сотен единиц. При этом высокая механическая прочность и слабая зависимость свойств кварца от температуры обуславливают высокую эгалонность собственной частоты кварцевой пластины.

В реальных электронных устройствах используют кварцевые пластины, вырезанные из кристалла кварца (природного или искусственно выращенного) под разными углами относительно его кристаллографических осей. Ориентация пластины относительно этих осей называется срезом. Кварцевая пластина определенного среза, контакты для подключения к внешней цепи и специальная конструкция, на которой она крепится (кварцедержатель), образуют кварцевый резонатор. Электрические свойства кварцевого резонатора определяются свойствами кварцевой пластины, а его электрическая схема не отличается от электрической схемы кварцевой пластины, только к емкости C_o добавляется емкость кварцедержателя.

Частотная характеристика кварцевого резонатора $X(f)$ (рис. 4.13, в) имеет два резонанса: последовательный и параллельный. В последовательном резонансе участвуют элементы $L_{кв}$ и $C_{кв}$, следовательно,

$$f_1 = f_{кв} = 1/2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}}. \quad (4.27)$$

В параллельном резонансе участвуют все реактивные элементы кварцевого резонатора

$$f_2 = 1/2\pi\sqrt{L_{кв}\frac{C_oC_{кв}}{C_o+C_{кв}}}.$$

Учитывая, что $C_o \gg C_{кв}$, получаем

$$f_2 \approx 1/2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}} = f_{кв}. \quad (4.28)$$

Так как $L_{кв}$ и $C_{кв}$ определяются только геометрическими размерами кварцевой пластины, частоты последовательного и параллельного резонанса будут очень стабильны и могут использоваться в качестве эталонных.

Для любых частот, кроме узкой полосы частот $f_2 - f_1$, сопротивление кварцевого резонатора имеет емкостный характер и лишь для узкой полосы частот (практически только на одной частоте $f_{кв}$ — индуктивный. Поэтому кварцевые резонаторы в схемах генераторов можно использовать не только как эталонные фильтры, но и как эталонные индуктивности. Примером первого способа использования кварцевого резонатора является обобщенная схема кварцевого генератора с кварцем в цепи обратной связи (рис. 4.14, а). В этой схеме на всех частотах, кроме частоты последовательного резонанса, сопротивление кварцевого резонатора велико. Значит, коэффициент обратной связи для всех

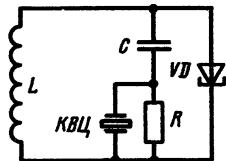
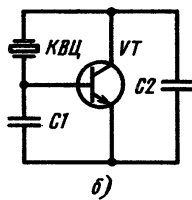
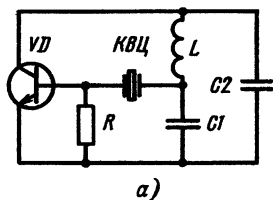


Рис. 4.14. Обобщенные схемы кварцевого генератора на биполярном транзисторе: а — с кварцем в цепи обратной связи; б — индуктивная трехточка

Рис. 4.15. Кварцевый генератор на туннельном диоде

частот, кроме $f_{\text{кв}}$, будет небольшим и в схеме генератора не будет выполняться условие баланса амплитуд. Только на частоте $f_1 = f_{\text{кв}}$ сопротивление кварцевого резонатора оказывается малым, а коэффициент обратной связи большим, т. е. только на частоте, равной собственной частоте кварцевого резонатора, в схеме будет выполняться условие баланса амплитуд и в генераторе возможно возбуждение незатухающих колебаний.

Примером второго способа использования кварцевого резонатора являются трехточечные схемы генераторов, где кварцевый резонатор играет роль индуктивности и включается в соответствующий участок схемы: либо между базой и эмиттером, либо между коллектором и эмиттером биполярного транзистора в индуктивной трехточечной схеме; либо между базой и коллектором в емкостной трехточечной схеме (рис. 4.14, б). В трехточечных схемах самовозбуждение возможно только в том случае, когда происходят колебания кварцевого резонатора на частоте $f = f_{\text{кв}}$. Колебания на частотах $f \neq f_{\text{кв}}$ невозможны, так как кварцевый резонатор на частотах $f \neq f_{\text{кв}}$ представляет собой емкостное сопротивление, а при этом в схеме генератора не будет выполняться условие баланса фаз.

Используют кварцевые генераторы и на туннельных диодах (рис. 4.15). Колебательная система такого генератора образована индуктивностью L , емкостью C , сопротивлением R и кварцевым резонатором. Сопротивление кварцевого резонатора для всех частот, кроме $f_{\text{кв}}$, велико, оно слабо шунтирует резистор R и в контур генератора вносится большое сопротивление. Из-за больших потерь в контуре на частотах $f \neq f_{\text{кв}}$ возбуждения генератора не происходит. Лишь на частоте последовательного резонанса сопротивление кварцевого резонатора оказывается малым, оно сильно шунтирует резистор R , потери в контуре становятся незначительными, и в схеме генератора возбуждаются колебания на частоте, близкой к $f_{\text{кв}}$.

В заключение отметим, что современный высокостабильный кварцевый генератор представляет собой достаточно сложное устройство, в которое кроме собственно генератора входят буферный каскад, термостат, стабилизированные источники пита-

ния, системы амортизации и влагозащитные устройства. К узлам, входящим в такое устройство, предъявляются жесткие требования. Например, изменения температуры на резонаторе не должны превышать сотых долей градуса, а стабильность напряжений питания должна быть не хуже 10^{-3} — 10^{-5} . Поэтому в последнее время в качестве кварцевых генераторов применяют только транзисторные или генераторы на туннельных диодах, которые могут быть изготовлены в интегральном исполнении и целиком помещены в термостат. Примером подобной схемы служит кварцевый генератор на биполярном транзисторе (рис. 4.16), где резисторы $R1$ — $R4$ и конденсатор $C4$ служат для создания необходимого режима транзистора по постоянному току, а остальные элементы определяют режим схемы по переменному току.

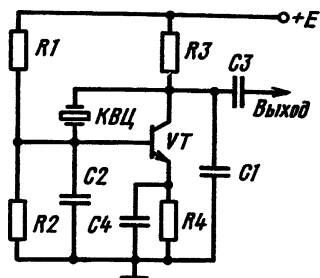


Рис. 4.16. Транзисторный кварцевый генератор

Основные недостатки кварцевых генераторов связаны с тем, что их нельзя перестраивать в процессе работы, так как $f_{кв}$ определяется геометрическими размерами кварцевой пластины, и с тем, что собственные частоты кварцевых резонаторов лежат в определенном диапазоне, расширить который практически невозможно, так как для этого требуется изготовить или слишком тонкую, или слишком толстую пластину кварца.

ГЛАВА 5

ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В настоящее время в радиотехнике используют сигналы двух видов: аналоговые и дискретные. Аналоговые сигналы имеют непрерывный характер и в заданном диапазоне уровней могут принимать любые значения напряжений или токов. Дискретные сигналы имеют прерывистый характер, в общем случае как по времени, так и по уровню.

Устройства, использующие дискретные сигналы, работают в импульсном режиме, при котором чередуются рабочие моменты и паузы. Наибольшее распространение получили следующие импульсы: прямоугольный, трапецеидальный, пилообразный, эк-

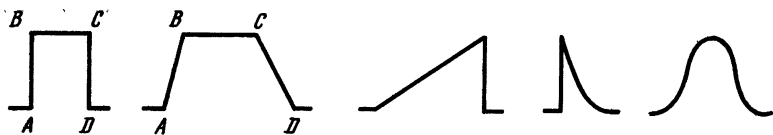


Рис. 5.1. Идеализированные формы импульсов

споненциальный и колоколообразный (рис. 5.1), а в каждом из них обычно выделяют характерные участки. Так, в прямоугольных и трапецеидальных импульсах говорят о фронте, срезе и плоской вершине импульса. *Фронтом* идеализированного импульса называют участок (AB), где происходит отклонение напряжения (тока) от исходного значения до максимального, *срезом импульса* — участок (CD), на котором напряжение (ток) возвращается к исходному значению. *Вершина импульса* (BC) обычно определяет время, в течение которого радиоэлектронное устройство находится в рабочем состоянии.

При переходе от аналогового сигнала к дискретному проводят дискретизацию первого как по времени, так и по уровню (последнюю называют квантованием). Дискретизация по времени состоит в том, что сигнал передается не непрерывно, а только в отдельные моменты времени, следующие, как правило, через одинаковые промежутки времени Δt . Квантование заключается в том, что вместо мгновенного значения аналогового сигнала передаются ближайшие разрешенные значения по заранее установленной шкале дискретных уровней (см. рис. В.4). Если вместо разрешенных значений сигнала через интервалы времени Δt передаются номера соответствующих уровней (цифры), говорят о *цифровых сигналах*.

При разработке каждой радиоэлектронной системы приходится делать выбор между аналоговым и цифровым сигналами, рассматривая два вопроса: влияние помех и точность обработки сигнала. При прохождении любого сигнала через реальное устройство на него всегда накладываются помехи и на выходе имеют дело с колебанием, представляющим собой сумму полезного сигнала и помехи. При обработке аналогового сигнала точность представления выходного тока или напряжения ограничивается достижимой точностью изготовления элементов и узлов, входящих в соответствующее устройство. При обработке цифрового сигнала принципиально можно получить большую точность за счет увеличения количества разрядов в изображении чисел. При этом требования к точности изготовления элементов, служащих для представления каждого разряда числа, будут значительно ниже, чем для элементов, используемых при об-

работке аналоговых сигналов. Поэтому часто оказывается более рациональным использовать дискретные сигналы. Заметим, однако, что при дискретизации по уровню всегда с самого начала в сигнал замешивается помеха, называемая помехой квантования (ξ на рис. В4), но зато потом, при передаче, приеме и особенно обработке сигналов, влияние помех оказывается значительно меньшим.

В современных радиоэлектронных устройствах, производящих обработку дискретных сигналов, цифры представляют в двоичной системе. Сами устройства называются *цифровыми*, они имеют ряд преимуществ конструктивно-технологического порядка.

Во-первых, достоинством двоичной системы счисления является возможность использования элементов, имеющих только два резко различных устойчивых состояния—работающих по принципу «да», «нет». Создание элементов, имеющих больше двух устойчивых состояний, значительно труднее.

Во-вторых, основные математические операции в двоичной системе счисления достаточно просты и для их проведения требуется небольшое число однотипных элементов, что позволяет осуществлять широкую унификацию. Цифровые устройства представляют собой набор большого числа стандартных схем, каждую из которых нужно изготавливать в больших количествах. Это создает благоприятные условия для массового производства элементов цифровых устройств, что значительно улучшает такие их показатели, как надежность, габариты, масса и стоимость.

В-третьих, высокая точность, как это отмечено выше, достигается за счет увеличения количества разрядов в изображении числа. При этом требования к точности изготовления и стабильности работы самих элементов не повышаются. Достаточно, чтобы у этих элементов лишь сохранялись резко выраженными фиксированные состояния, соответствующие «1» и «0» (например, проводимость и непроводимость, замыкание и размыкание контакта и т. д.), т. е. цифровые устройства, производящие вычисления с высокой точностью, могут быть построены из элементов, имеющих относительно невысокую точность работы и не требующих высокой точности изготовления деталей.

Наконец, важным фактором является экономическая эффективность цифровых устройств: простота эксплуатации, регулировки и настройки; технологичность изготовления отдельных элементов; возможность широкого использования новейших достижений микроэлектроники.

Проектирование цифровых устройств довольно специфично. Дело не только в том, что основная информация в цифровых устройствах представляется в виде двоичных чисел, оперирование с которыми требует определенных навыков, но и в том, что эти устройства состоят из очень большого числа элементов, часто соединенных между собой весьма сложным образом.

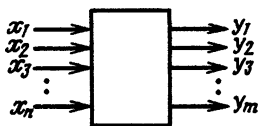


Рис. 5.2. Структурная схема цифрового устройства

Поэтому проектирование начинается с представления всего цифрового устройства или его отдельных узлов в виде некоторого «черного ящика» (рис. 5.2), в котором имеется n входов ($x_1, x_2, \dots, x_n$) и m выходов ($y_1, y_2, \dots, y_m$). Так как операции цифровой обработки информации сводятся к реализации функциональных зависимостей $y_i = f(x_1, \dots, x_n)$, ставящих в соответствие каждой комбинации двоичных переменных $x_1 \dots x_n$ значение двоичной переменной y_i , то функционирование цифровых устройств удобно представлять в виде таблиц переключательных функций (таблиц истинности). В таких таблицах в одной части (обычно левой) представляются переменные x , называемые аргументами, а в другой части (правой)—переменные y —функции, причем в одной таблице могут приводиться несколько функций одних и тех же аргументов. Аналитическую форму описания таких таблиц особенно удобно представлять в виде булевых функций—функций хорошо разработанного раздела математики алгебры логики, или булевой алгебры (по имени ее основателя Буля). В булевой алгебре, как и в цифровых устройствах, переменные могут принимать только два значения (1 и 0) и над этими переменными можно производить действия, называемые логическими операциями. Как и в других разделах математики, в булевой алгебре существуют свои теоремы, функции и математические преобразования. Переход от логики работы практически любого цифрового устройства к соответствующим булевым функциям несложен, а дальнейшие преобразования позволяют достаточно просто синтезировать такое цифровое устройство.

5.2. ОСНОВЫ БУЛЕВОЙ АЛГЕБРЫ

Проектирование цифровых устройств и выбор наиболее оптимальных вариантов их построения, как отмечено в § 5.1, проводится с помощью алгебры логики, или булевой алгебры, разработанной в середине XIX века ирландским математиком Дж. Булем.

Алгебра логики есть раздел математики, изучающий закономерности и взаимосвязи между простыми высказываниями, образующими сложные высказывания. При этом алгебру логики не интересует информация, которую несет то или иное высказывание. С точки зрения алгебры логики важно лишь, что любое простое высказывание может быть либо истинным, либо ложным, т. е. принимать только два значения. На основе простых высказываний можно построить сложные, истинность или ложность которых находится в определенной связи от истинности или ложности простых высказываний. Эти зависимости описыва-

ются алгеброй логики, и их называют булевыми функциями $Y=F(X_1, X_2, \dots, X_n)$, где, как и в других математических функциях, различают аргументы (X) и функции (Y). Так как сложные высказывания снова могут быть либо истинными, либо ложными, булевы функции тоже могут иметь лишь два значения. Если истинности приписать значение 1, а ложности 0, то окажется, что все аргументы и функции в алгебре логики могут принимать только два значения: 0 и 1.

Над переменными в булевой алгебре можно производить только три действия: **дизъюнкцию** (логическое сложение), **конъюнкцию** (логическое умножение) и **инверсию** (логическое отрицание).

Логической суммой событий X_i (дизъюнкцией или операцией ИЛИ) называют событие Y , которое состоит в наступлении одного из событий X_i или нескольких событий X_i одновременно (ИЛИ событие X_1 , ИЛИ событие X_2 , ..., ИЛИ событие $X_1 + X_2 + \dots$).

Операция логического сложения записывается в одной из форм

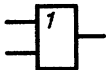
$$Y = X_1 \vee X_2 \vee \dots \text{ или } Y = X_1 + X_2 + \dots$$

Для двух переменных она дает такие результаты:

$$1+0=1; 0+1=1; 1+1=1; 0+0=0,$$

которые, как и другие логические операции, удобно изображать с помощью таблиц истинности, в которых приводятся все возможные сочетания значений аргументов и значения функции для данной комбинации логических переменных. Таблица истинности операции ИЛИ для двух аргументов представлена табл. 5.1 (существуют таблицы истинности для трех, четырех и т. д. аргументов). Условное обозначение логического элемента, выполняющего операцию ИЛИ, показано в той же таблице.

Таблица 5.1. Таблица истинности операции ИЛИ

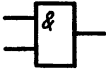
X_1	X_2	Y	Обозначение
0	0	0	
1	0	1	
0	1	1	
1	1	1	

Логическим произведением событий X_i (конъюнкцией или операцией И) называют событие Y , которое состоит в одновременном наступлении всех событий X_i (событие X_1 , И событие X_2 , И, ..., И событие X_n).

Операция логического умножения записывается в одной из форм

$$Y = X_1 \wedge X_2 \wedge \dots \text{ или } Y = X_1 \cdot X_2 \cdot \dots$$

Таблица 5.2. Таблица истинности операции И

x_1	x_2	y	Обозначение
0	0	0	
1	0	0	
0	1	0	
1	1	1	

В случае двух переменных операция И дает такие результаты:

$$0 \cdot 0 = 0; 0 \cdot 1 = 0; 1 \cdot 0 = 0; 1 \cdot 1 = 1.$$

Таблица истинности операции И для двух аргументов и условное обозначение логического элемента, выполняющего операцию И, показано в табл. 5.2.

Логическим отрицанием события X (инверсией) называют событие Y , противоположное событию X (событие Y НЕ событие X).

Операция логического отрицания записывается в виде черточки над аргументом

$$Y = \bar{X}$$

и читается так: « Y равно НЕ X ».

Выполняется эта операция над одной переменной, таблица истинности операции НЕ приведена в табл. 5.3. Условное обозначение инверсии состоит во введении кружка в разрыв контура логического элемента у выхода Y (см., например, рис. 5.3).

Таблица 5.3. Таблица истинности операции НЕ

x	y
1	0
0	1

Рассмотренные правила выполнения логических операций можно использовать для выполнения более сложных логических преобразований. Учитывая правила выполнения операции ИЛИ, получают следующие соотношения для произвольной логической переменной X :

$$\begin{aligned} X + 0 &= X; \\ X + 1 &= 1; \\ X + X &= X; \\ X + \bar{X} &= 1. \end{aligned} \tag{5.1}$$

Применяя правила выполнения операции И, получаем

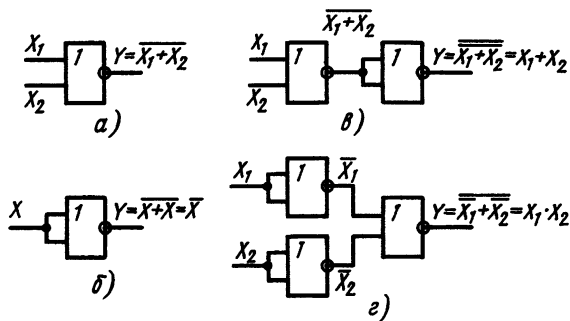


Рис. 5.3. Цифровые схемы на логическом элементе ИЛИ — НЕ:

а — условное обозначение, *б* — инвертор; *в* — схема выполнения операции дизъюнкции, *г* — схема реализации операции конъюнкции

$$\begin{aligned}
 X \cdot 0 &= 0; \\
 X \cdot 1 &= X; \\
 X \cdot X &= X; \\
 X \cdot \bar{X} &= 0.
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Из сопоставления таблиц истинности для операций И и ИЛИ можно выявить следующую закономерность: операции И и ИЛИ можно поменять местами, если аргумент, равный 1, заменить на аргумент, равный 0, 0 на 1, а знак «+» на знак «·». Это свойство отражает принцип двойственности в булевой алгебре.

Из правила выполнения инверсии следует, что

$$X = \bar{\bar{X}}. \tag{5.3}$$

Кроме того, для двух и более переменных справедливы следующие правила и теоремы булевой алгебры (приведены без доказательства).

Переместительный закон:

$$\begin{aligned}
 X_1 + X_2 &= X_2 + X_1; \\
 X_1 \cdot X_2 &= X_2 \cdot X_1.
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Сочетательный закон:

$$\begin{aligned}
 X_1 + X_2 + X_3 &= X_1 + (X_2 + X_3) = (X_1 + X_2) + X_3; \\
 X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 &= X_1 \cdot (X_2 \cdot X_3) = (X_1 \cdot X_2) \cdot X_3.
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

Распределительный закон:

$$\begin{aligned}
 X_1 \cdot (X_2 + X_3) &= X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3; \\
 X_1 + X_2 \cdot X_3 &= (X_1 + X_2) \cdot (X_1 + X_3).
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$

(Вторая форма распределительного закона специфична и справедлива только в булевой алгебре.)

Закон поглощения:

$$\begin{aligned}
 X_1 + X_1 \cdot X_2 &= X_1; \\
 X_1 \cdot (X_1 + X_2) &= X_1.
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

Закон склеивания:

$$\begin{aligned} X_1 \cdot X_2 + \bar{X}_1 \cdot X_2 &= X_2; \\ (X_1 + X_2) \cdot (\bar{X}_1 + X_2) &= X_2. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Правила де Моргана:

$$\begin{aligned} \overline{X_1 + X_2} &= \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2; \\ \overline{X_1 \cdot X_2} &= \bar{X}_1 + \bar{X}_2. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Выражения (5.1)—(5.9) используют при преобразованиях логических функций. При этом вводится важное понятие о функционально полной системе—таком наборе логических элементов, с помощью которого можно реализовать любую логическую функцию.

Поскольку любая логическая функция представляет собой комбинацию логических операций сложения, умножения и отрицания, набор логических элементов трех типов (ИЛИ, И, НЕ), очевидно, является функционально полным. Однако это не единственный функционально полный набор. В алгебре логики доказано, что функционально полных систем много и среди них есть такие, которые состоят всего из одного типа логических элементов, реализующих логические операции, отличные от простейших. В частности, такими функционально полными являются системы, реализующие логические операции ИЛИ—НЕ и И—НЕ.

Логический элемент ИЛИ—НЕ, реализующий логическую операцию $Y = X_1 + X_2$ отрицания логического сложения, называют *стрелкой Пирса* (иногда ее обозначают $Y = X_1 \downarrow X_2$). Операция ИЛИ—НЕ характеризует сложное высказывание, которое истинно только тогда, когда ложны все простые высказывания, и ложно, когда истинно хотя бы одно простое высказывание. Таблица истинности операции ИЛИ—НЕ для двух аргументов представлена в табл. 5.4, а его условное обозначение—на рис. 5.3, а.

Для доказательства того, что стрелка Пирса является функционально полной системой, обратимся к рис. 5.3, где показаны схемы инвертора, дизъюнктора и конъюнктора, выполненных на одном типе логических элементов (ИЛИ—НЕ). Схема на рис. 5.3, б представляет собой инвертор, так как в соответствии с третьей строчкой (5.1) при объединении входов логического элемента ИЛИ—НЕ получим $X + X = \bar{X}$, т. е. $Y = \bar{X}$. Для выполнения операции дизъюнкции (логического сложения) необходимо последовательно включить два элемента ИЛИ—НЕ, причем второй в режиме инвертора (рис. 5.3, в). Наиболее сложно с помощью элементов ИЛИ—НЕ реализуется операция конъюнкции, когда надо использовать три элемента (рис. 5.3, г). Так как все три основные логические операции реализуются с помощью элемента ИЛИ—НЕ, следовательно, этот логический элемент один позволяет реализовать любую сколь угодно сложную логическую функцию, т. е. он является функционально полным.

Логический элемент И—НЕ, реализующий логическую операцию $Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$ отрицания логического умножения, называют *штрихом Шеффера* (иногда его обозначают $Y = X_1 | X_2$). Операция И—НЕ характеризует сложное высказывание, которое истинно только тогда, когда ложно хотя бы одно простое высказывание, и ложно, когда истинны все простые высказывания. Таблица истинности операции И—НЕ для двух аргументов представлена в табл. 5.5, а его условное изображение—на рис. 5.4, а.

Для доказательства того, что штрих Шеффера является функционально полной системой, обратимся к рис. 5.4, где показаны схемы инвертора, конъюнктора и дизъюнктора, выполненных на одном типе логических элементов (И—НЕ). Схема на рис. 5.4, б представляет собой инвертор, так как в соответствии с третьей строчкой (5.2) при объединении входов логического элемента И—НЕ имеем $\overline{X \cdot X} = \bar{X}$, т. е. $Y = \bar{X}$. Для выполнения операции конъюнкции нужно последовательно включить два элемента И—НЕ, причем второй элемент в режиме инвертора (рис. 5.4, в). Наиболее сложно с помощью элементов И—НЕ реализуется операция дизъюнкции, когда надо использовать три элемента (рис. 5.4, г). Так как все три основные логические операции реализуются с помощью элемента И—НЕ, следовательно, и этот элемент позволяет реализовать любую сколько угодно логическую функцию, т. е. он является функционально полным.

Таблица 5.4. Таблица истинности операции ИЛИ—НЕ

X_1	X_2	Y
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Таблица 5.5. Таблица истинности операции И—НЕ

X_1	X_2	Y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Однако то обстоятельство, что один логический элемент (ИЛИ—НЕ или И—НЕ) составляет функционально полную систему, не означает, что на практике

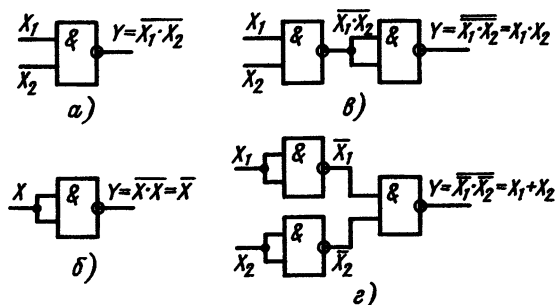


Рис. 5.4. Цифровые схемы на логическом элементе И—НЕ:

а — условное обозначение; б — инвертор; в — схема выполнения операции конъюнкции; г — схема реализации операции дизъюнкции

нужно ограничиваться только одним логическим элементом. При проектировании одних устройств может оказаться более удобным элемент ИЛИ—НЕ, а при проектировании других — элемент И—НЕ. Например, как видно из рис. 5.3 и 5.4, даже при реализации дизъюнктора и конъюнктора один из элементов оказывается предпочтительнее другого.

5.3. ПОСТРОЕНИЕ КОМБИНАЦИОННОЙ ЛОГИЧЕСКОЙ СХЕМЫ ПО ЗАДАННОЙ ФУНКЦИИ. МИНИМИЗАЦИЯ ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ

Все логические элементы можно разделить на два класса — собственно логические элементы и элементы памяти. В зависимости от класса используемых элементов различают *комбинационные логические устройства*, в которые входят только логические элементы, и *последовательные логические устройства*, которые кроме логических элементов содержат еще и элементы памяти. В комбинационных логических устройствах выходной сигнал зависит только от значений входных сигналов в рассматриваемый момент времени, а в последовательностных логических устройствах — от значений входных сигналов в рассматриваемый момент времени и от выходных сигналов элементов памяти, которые являются результатом логической обработки сигналов, поступивших в предшествующие моменты времени. Мы рассмотрим в этом параграфе построение только комбинационных логических схем.

Перед проектированием логической схемы в цифровых устройствах, как отмечено выше, бывает задана таблица переключений — таблица истинности устройства, в которой даны входные сигналы и соответствующие каждому сочетанию входных сигналов выходные сигналы. Первый этап проектирования состоит в отыскании такой логической функции, которая соответствует таблице истинности устройств. При этом поступают следующим образом:

1. В таблице истинности выделяют строки, в которых выходная переменная Y имеет значение 1.

2. Для каждой такой строки составляют произведение всех входных логических переменных, записывая сомножитель X_i , если рассматриваемая переменная имеет значение 1, и сомножитель $\bar{X}_i$, если эта переменная имеет значение 0.

3. Получив столько произведений, сколько имеется строк с $Y=1$, записывают логическую функцию устройства в виде суммы всех найденных произведений.

Рассмотрим этот способ нахождения логической функции на примере таблицы истинности 5.6.

В строках 4, 6, 7, 8 выходная переменная $Y=1$. Соответствующие произведения для этих строк будут:

$$K_4 = \bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3;$$

Таблица 5.6. Таблица истинности мажоритарного элемента

Строка	X_1	X_2	X_3	Y	Выходная логическая функция
1	0	0	0	0	—
2	0	0	1	0	—
3	0	1	0	0	—
4	0	1	1	1	$\bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3$
5	1	0	0	0	—
6	1	0	1	1	$X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3$
7	1	1	0	1	$X_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3$
8	1	1	1	1	$X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$

$$K_6 = X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3;$$

$$K_7 = X_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3;$$

$$K_8 = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3.$$

Искомая логическая функция записывается в таком виде:

$$Y = \bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3. \quad (5.10)$$

Если в таблице истинности в столбце выходной переменной Y стоит много единиц, требуется составить большое число произведений, что неудобно. Поэтому, когда число нулей меньше единиц, составляют логическую функцию для переменной $\bar{Y}$.

Для создания логического устройства, выполняющего логическую обработку сигналов X_1 , X_2 , X_3 по формуле (5.10), нужны все три типа логических элементов: НЕ, ИЛИ и И. В (5.10) входит три инверсии сигналов X_1 , X_2 , X_3 , поэтому требуется три элемента НЕ. Затем нужно четыре элемента И, которые обеспечат операцию конъюнкции каждого слагаемого (называемого в булевой алгебре минтермом), и один логический элемент ИЛИ на четыре входа, который осуществляет операцию логического суммирования всех минтермов. В результате этого логическая схема, выполняющая обработку входных сигналов X_1 , X_2 , X_3 согласно функции (5.10), примет вид, показанный на рис. 5.5, а.

Прямой способ построения логического устройства, рассмотренный выше, не всегда приводит к наилучшему результату, так как остается невыясненным вопрос об оптимальности такого устройства с точки зрения минимума числа логических элементов. Дело в том, что многие логические функции, такие, например, как (5.10), с помощью булевой алгебры могут быть преобразованы в эквивалентные логические функции, тождественные по своей логической структуре, но содержащие значительно меньшее число логических элементов. Задача проектирования того или иного цифрового устройства состоит не только в том, чтобы подобрать логические элементы, выполняющие заданную логическую операцию, но и в том, чтобы выбрать наилучший вариант устройства с наименьшим числом логических элементов. Для этого после получения аналитической формы записи логической функции $Y = F(X_1, X_2, \dots, X_n)$ необходимо провести ее минимизацию.

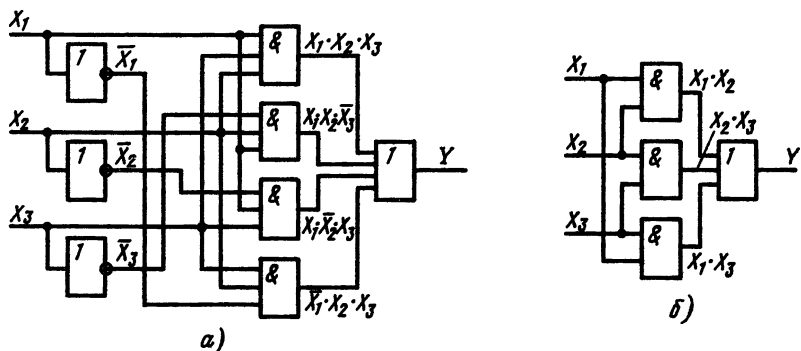


Рис. 5.5. Цифровые схемы мажоритарного элемента

Первый путь минимизации, называемый алгебраическим, состоит в последовательном применении выражений (5.1)—(5.9) для сокращения избыточных членов в первоначальной логической функции Y .

В качестве примера минимизируем функцию (5.10). Для этого сначала добавим еще два таких же слагаемых, как последнее. Это в соответствии с третьей строчкой (5.1) не изменит функцию (5.10). Тогда получим

$$Y = \bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \times \\ \times X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot X_3.$$

Затем воспользуемся распределительным законом и произведем следующую группировку членов:

$$Y = X_2 \cdot X_3 \cdot (\bar{X}_1 + X_1) + X_1 \cdot X_3 \cdot (\bar{X}_2 + X_2) + X_1 \cdot X_2 (\bar{X}_3 + X_3).$$

Так как $\bar{X} + X = 1$ (последняя строчка (5.1)), то окончательно имеем

$$Y = X_1 \cdot X_2 + X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_3,$$

которая может быть гораздо проще реализована (рис. 5.5, б).

Минимизация логических функций алгебраическим методом требует определенных навыков. При большом числе аргументов и большом числе слагаемых логические формулы получаются труднообозримыми и их преобразование затруднительно. В таких случаях применяют специальные способы, позволяющие как бы «автоматизировать» процедуру минимизации. Один из таких способов связан с применением карт Карно — таблиц, разбитых на ячейки, в которых помещаются наборы всех минтермов данной логической функции, расположенных в таком порядке, что соседние минтермы можно «склеить». Поэтому первый этап сводится просто к систематическому расположению всех минтермов, входящих в минимизируемую сложную логическую функцию. После этого «соседние» минтермы преобразуются, в результате чего они сокращаются на одну или две единицы.

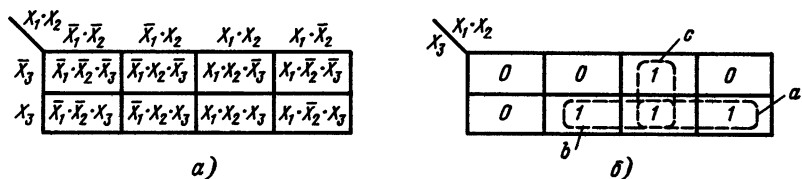


Рис. 5.6. Карта Карно для функций трех аргументов (а) и операция «склеивания» (б)

Для пояснения работы с картами Карно минимизируем с их помощью функцию (5.10).

Карта Карно для функций трех аргументов показана на рис. 5.6, а. Все минтермы минимизируемой функции отметим в соответствующих ячейках карты Карно в виде 1, в остальных ячейках поставим 0 (рис. 5.6, б). «Склеивание» осуществляется между теми минтермами, которые записаны в виде 1 в соседних ячейках. Соседними считаются ячейки как по вертикали, так и по горизонтали, а также ячейки верхнего и нижнего ряда карты и ячейки крайнего левого и крайнего правого ряда (карту Карно следует представлять в виде развертки цилиндра, ось которого следует принимать либо вертикальной, либо горизонтальной). В рассматриваемом случае соседними оказались минтермы, объединенные контурами a , b и c .

Объединение, соответствующее контуру a , позволяет провести следующее «склеивание»:

$$X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3 = X_1 \cdot X_3 \cdot (X_2 + \bar{X}_2) = X_1 \cdot X_3.$$

Объединение, соответствующее контуру b ,— «склеивание»:

$$X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + \bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3 = X_2 \cdot X_3 (X_1 + \bar{X}_1) = X_2 \cdot X_3.$$

Объединение, соответствующее контуру c ,— «склеивание»:

$$X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + X_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3 = X_1 \cdot X_2 (X_3 + \bar{X}_3) = X_1 \cdot X_2.$$

В результате применения карты Карно получаем

$$Y = X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3 + X_2 \cdot X_3,$$

что совпадает с результатом, полученным ранее, но сейчас это удалось сделать быстрее и удобнее.

При минимизации можно склеивать и соседние минтермы, отмеченные 0, сумма которых дает функцию $\bar{Y}$. Иногда этим свойством булевых функций оказывается целесообразно воспользоваться, так как, имея логическую функцию $\bar{Y}$, легко построить функцию Y , добавив один элемент НЕ на выходе. Так поступают в тех случаях, когда число логических элементов для реализации функции $\bar{Y}$ оказывается меньше, чем для функции Y .

5.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

Одним из основных элементов цифровых устройств является электронный ключ, главное назначение которого состоит в коммутации цепи нагрузки с помощью управляющих электрических сигналов.

Основу любого электронного ключа составляет полупроводниковый прибор (диод, биполярный или полевой транзистор), работающий в нелинейном, ключевом режиме. По аналогии с механическим ключом качество электронного ключа определяется следующими параметрами: падением напряжения на ключе в замкнутом состоянии; током через ключ в разомкнутом состоянии; скоростью перехода ключа из одного состояния в другое.

Диодные ключи. Применение диодов в ключевых схемах связано с их способностью проводить ток только в одном направлении. Из идеализированной вольт-амперной характеристики диода, приведенной на рис. 5.7, а, следует, что диод можно рассматривать как сопротивление, величина которого зависит от полярности приложенного к нему напряжения. Когда к диоду приложено прямое напряжение («плюс» на аноде относительно катода), сопротивление диода r_d оказывается малым (для полупроводникового диода $r_d = U_1/I_1$ имеет величину от 10 до 100 Ом). Когда к диоду приложено обратное напряжение («минус» на аноде относительно катода), сопротивление диода $R_{добр}$ будет большим (для полупроводникового диода $R_{добр} = U_2/I_2$ лежит в пределах от десятков килоом до десятков мегаом).

В зависимости от схем соединения диода и нагрузки различают последовательный и параллельный диодные ключи.

Простейшая схема последовательного диодного ключа приведена на рис. 5.7, б. В этой схеме сопротивление нагрузки R_n включается с диодом последовательно. Эквивалентные схемы последовательного диодного ключа при положительном и отрицательном напряжениях на его входе даны на рис. 5.6, в, г, где r_d — прямое, а $R_{добр}$ — обратное сопротивление диода.

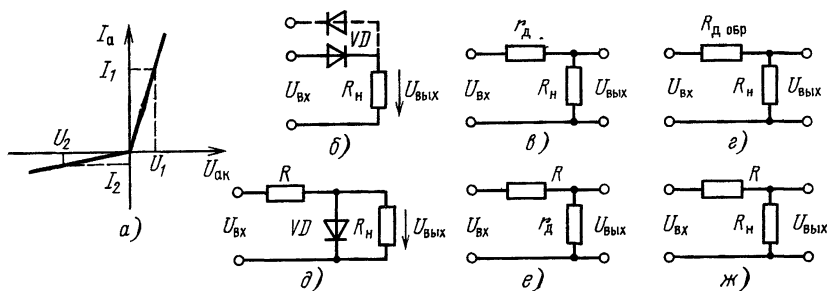


Рис. 5.7. ВАХ диода (а), принципиальные и эквивалентные схемы последовательного (б—г) и параллельного (д—ж) диодных ключей

Если выполняются условия $r_d \ll R_n \ll R_{\text{добр}}$, то при положительном напряжении на входе

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_n}{r_d + R_n} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 + r_d/R_n} \approx U_{\text{вх}}, \quad (5.11)$$

а при отрицательном

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_n}{R_{\text{добр}} + R_n} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 + R_{\text{добр}}/R_n} \approx 0, \quad (5.12)$$

т. е. положительное напряжение «проходит» через рассматриваемый диодный ключ, а отрицательное — нет. Если же изменить полярность включения диода, как это показано на рис. 5.7, б штриховой линией, то эквивалентная схема на рис. 5.7, в будет соответствовать отрицательному напряжению, а схема на рис. 5.7, г — положительному. Следовательно, через такой диодный ключ будет «проходить» отрицательное напряжение и не будет «проходить» положительное.

Простейшая схема параллельного диодного ключа показана на рис. 5.7, д. В этой схеме сопротивление нагрузки включено с диодом параллельно. Эквивалентные схемы параллельного диодного ключа при положительном и отрицательном напряжениях на его входе даны на рис. 5.7, е и ж, где снова r_d — прямое, $R_{\text{добр}}$ — обратное сопротивление диода.

Если выполняются условия $r_d \ll R_n \ll R_{\text{добр}}$, $R \gg r_d$, то при положительном входном напряжении

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{r_d}{R + r_d} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 + R/r_d} \approx 0, \quad (5.13)$$

а при отрицательном

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_n}{R + R_n} = U_{\text{вх}} \frac{1}{1 + R/R_n} > 0, \quad (5.14)$$

т. е. при полярности диода, показанной на схеме 5.7, д, через параллельный диодный ключ «проходит» отрицательное напряжение и не «проходит» положительное. Если снова изменить полярность диода, то будет «проходить» положительное и не «проходить» отрицательное напряжение.

Диодные ключи достаточно широко применяют в логических элементах. Их основным достоинством является простота. Если оценивать основные параметры диодных ключей, то для уменьшения падения напряжения на ключе в замкнутом состоянии необходимо уменьшать r_d , а для уменьшения тока в разомкнутом состоянии — увеличивать $R_{\text{добр}}$, т. е. в ключевых схемах желательно использовать такие диоды, у которых r_d минимально, а $R_{\text{добр}}$ максимально. Третий основной параметр — скорость перехода ключа из одного состояния в другое — зависит как от

диода, так и от остальной схемы. Реальные полупроводниковые диоды обладают определенной инерционностью. Для включения диода нужно некоторое время $t_{\text{вкл}}$, в течение которого его база насыщается носителями, а для выключения диода — время $t_{\text{выкл}}$, в течение которого происходит рассасывание заряда в базе. Наиболее существенными параметрами схемы, влияющими на ее быстродействие, являются паразитные емкости, в том числе и емкость запертого диода. Как известно, напряжение на емкости не может возрасти скачком, что приводит к «затягиванию» фронта и спада импульсов напряжения. Поэтому для получения высокого быстродействия диодных ключей необходимо применять специальные импульсные диоды, которые имеют малые времена включения и выключения, малые паразитные емкости, а также позаботиться об уменьшении паразитных емкостей схемы.

Транзисторные ключи. В отличие от диодных в транзисторных ключах входная и выходная цепи разделены. Состояние транзистора (закрытое или открытое) зависит от значения входного напряжения (тока). В закрытом состоянии транзистор находится в режиме отсечки, а в открытом состоянии он может находиться в активном режиме и в режиме насыщения. Соответственно различают ненасыщенные и насыщенные ключи. Остановимся только на работе насыщенного транзисторного ключа, собранного по схеме с ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 5.8, а). С помощью такого ключа осуществляется коммутация его коллекторной цепи электрическими сигналами, действующими в цепи базы.

Начальное состояние рассматриваемого ключа определяется сопротивлением резистора R_6 и напряжением — E_6 , которые подбирают таким образом, чтобы транзистор находился в режиме отсечки, т. е. начальное состояние схемы соответствует разомкнутому положению ключа. Когда на вход поступает положительный импульс тока достаточно большой величины, транзистор переходит в режим насыщения. Ключ замыкается.

В режиме отсечки оба $p-n$ перехода смещены в обратном направлении, через нагрузку проходит минимальный ток, равный обратному току коллекторного перехода. При использовании кремниевых или арсенид-галлиевых транзисторов этот ток настолько мал, что можно считать сопротивление транзистора в этом случае бесконечно большим. В режиме насыщения через нагрузку проходит максимальный ток коллектора $I_K = I_{K_{\text{нас}}}$, так как сопротивление транзистора, складывающееся из сопротивлений двух $p-n$ переходов, смещенных в прямом направлении, оказывается очень малым.

Для анализа работы транзисторного ключа воспользуемся семейством статических ВАХ транзистора $I_K = f(U_K)$ при $I_E = \text{const}$ (рис. 5.8, б), на котором построим нагрузочную прямую. В режиме отсечки коллекторный и эмиттерный переходы смещены в об-

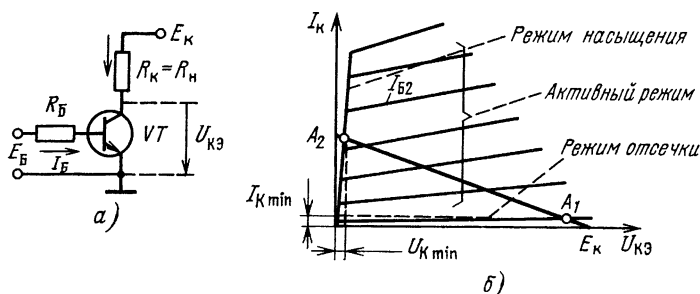


Рис. 5.8. Схема транзисторного ключа (а) и ВАХ транзистора (б)

ратном направлении ($U_{КБ} < 0$, $U_{БЭ} < 0$). Такому режиму соответствует рабочая точка A_1 — точка пересечения нагрузочной прямой и статической характеристики $I_{Б1} = -I_{К0}$.

При увеличении тока I_B рабочая точка начинает перемещаться вверх по нагрузочной прямой, ток I_K возрастает, а напряжение U_K уменьшается, транзистор сначала переходит в активный режим, а затем, когда оба p - n перехода транзистора окажутся открытыми, в режим насыщения, которому соответствует рабочая точка A_2 . При дальнейшем увеличении тока базы положение рабочей точки A_2 не изменится, возрастет лишь число неосновных носителей зарядов (электронов), вводимых через эмиттерный переход в базу, т. е. коэффициент насыщения транзистора. В режиме насыщения ток через транзистор ограничивается только сопротивлением нагрузки R_K :

$$I_{K \text{ нас}} \approx E_K / R_K.$$

Следовательно, в разомкнутом состоянии ток через транзистор близок к нулю, а в замкнутом состоянии падение напряжения в насыщенном ключе также близко к нулю, т. е. по первым двум параметрам насыщенные транзисторные ключи близки к идеальным. Третий параметр — скорость перехода ключа из одного состояния в другое — так же, как и в диодном ключе, связан и с транзистором, и со схемой. Инерционность реального транзистора зависит от времени переноса носителей в его базе и от емкостей p - n переходов. Инерционность схемы определяется ее паразитными емкостями. Для увеличения быстродействия транзисторных ключей необходимо использовать специальные импульсные транзисторы и заботиться о минимальных паразитных емкостях схемы.

5.5. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Электронной логической схемой называют такую схему, в которой выходной электрический сигнал связан с входным по законам алгебры логики.

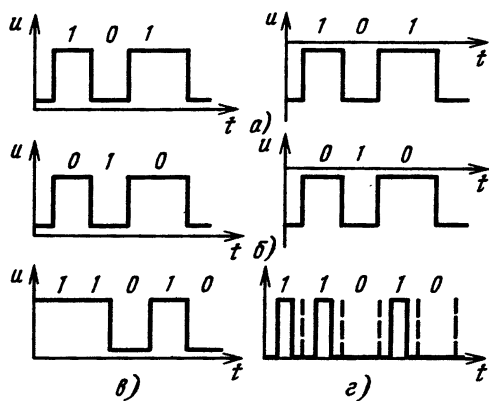


Рис. 5.9. Уровни напряжений при положительной (а) и отрицательной (б) логике потенциальный (в) и импульсный (г) сигналы

более высокий уровень напряжения (тока), говорят о *положительной логике* (рис. 5.9, а), если же за 1 принимают более низкий уровень напряжения (тока) — об *отрицательной логике* (рис. 5.9, б). При этом соответствующий уровень напряжения (тока) сохраняется в течение всего времени представления данной цифры. Если подряд следует несколько одинаковых цифр, уровень напряжения (тока) сохраняется в промежутках между ними (рис. 5.9, в). Разность между уровнями 0 и 1 называют *логическим перепадом*. При импульсных сигналах цифры изображаются импульсами определенной (строго фиксированной) длительности. Например, наличие импульса соответствует 1, а его отсутствие — 0 (рис. 5.9, г).

В связи с тем, что наиболее прогрессивными с конструктивной точки зрения являются интегральные схемы, а по интегральной технологии невозможно изготавливать трансформаторы и трудно конденсаторы большой емкости, выбирают такие сигналы, при воздействии которых нет надобности в этих элементах. Ими являются потенциальные сигналы, поэтому в настоящее время наиболее распространены логические ИС, предназначенные для работы с потенциальными сигналами.

Электронные логические схемы реализуются на различной элементной базе. Так как в интегральной микроэлектронике наиболее технологичны резисторы, диоды, биполярные и полевые транзисторы, именно эти элементы используются в логических схемах, выпускаемых отечественной промышленностью.

Рассмотрим работу схем, выполняющих простейшие логические операции.

Операция НЕ. Для реализации логической операции НЕ требуется инвертор, в качестве которого используется обычный

Поскольку в алгебре логики переменные могут принимать только два значения (0 и 1), все электрические сигналы в электронных логических схемах имеют только два резко различных значения, одно из которых соответствует нулю, а другое — единице. В простейшем случае электрическими сигналами цифры 0 и 1 могут быть представлены двумя способами: потенциальным и импульсным. При потенциальных сигналах значениям 0 и 1 соответствуют разные уровни напряжения $U^{(0)}$ и $U^{(1)}$ или тока $I^{(0)}$ и $I^{(1)}$. Если за 1 принимают

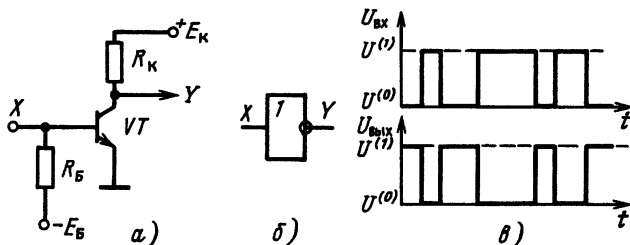


Рис. 5.10. Логический элемент НЕ (а), условные обозначения (б) и временные диаграммы (в)

транзисторный ключ (рис. 5.10, а). В отсутствие входного сигнала (на входе 0) транзистор закрыт, падение напряжения на резисторе R_K практически равно нулю, а напряжение на выходе равно E_K , т. е. $U_{\text{вых}} = U^{(1)}$ (на выходе «1»). При подведении положительного напряжения ко входу инвертора транзистор открывается и его выходное напряжение (при насыщении) становится равным нулю $U_{\text{вых}} = U^{(0)}$ (на выходе 0), т. е. ключ преобразует «0» в «1» и наоборот, что соответствует логической операции НЕ. Условное обозначение инвертора показано на рис. 5.10, б, а временная диаграмма его работы — на рис. 5.10, в.

Операция ИЛИ. Для реализации логической операции ИЛИ можно использовать диодно-резисторную схему (рис. 5.11, а). В отсутствие входных сигналов (на входах 0) оба диода закрыты и выходное напряжение равно нулю (на выходе 0). При подведении сигнала к любому входу через нагрузку R пойдет ток, а на выходе появится напряжение (на выходе 1). Следовательно, если хотя бы на один вход будет подан сигнал, то и на выходе также появится сигнал, т. е. работа рассматриваемой схемы соответствует логической операции ИЛИ; ее условное обозначение дано на рис. 5.11, б, а временные диаграммы — на рис. 5.11, в.

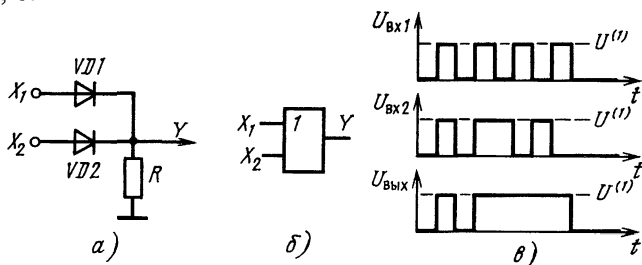


Рис. 5.11. Логический элемент ИЛИ (а), условное обозначение (б) и временные диаграммы его работы (в)

Операция И. Один из вариантов схемы, реализующей логическую операцию И (для двух входов), показан на рис. 5.12, а. Схема И создает импульс на выходе только при совпадении

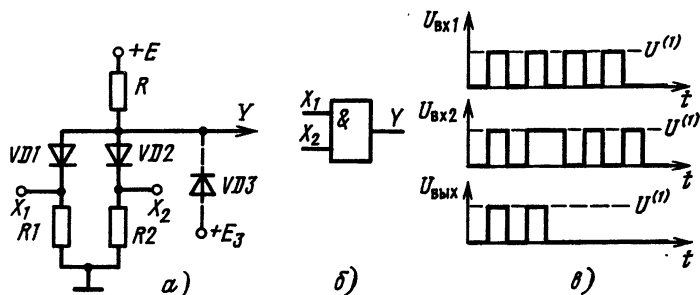


Рис. 5.12. Логический элемент И (а), условное обозначение (б) и временные диаграммы его работы (в)

во времени входных импульсов (в принципе она может быть построена на число входов больше двух, но всегда имеет только один выход). При отсутствии входных сигналов оба диода открыты, падение напряжения на резисторах R_1 и R_2 будет мало и $U_{\text{вых}} \approx 0$ (на выходе 0). При подведении сигнала к одному из входов ($X_1 = 1$ или $X_2 = 1$) положение не изменится: напряжение $U_{\text{вых}}$ по-прежнему останется равным нулю. Только при одновременном подведении сигналов ко входам схемы ($X_1 = 1$ и $X_2 = 1$) оба диода ($VD1$ и $VD2$) закроются и $U_{\text{вых}}$ окажется примерно равным E , т. е. работа схемы, показанной на рис. 5.12, а, соответствует логической операции И; ее условное обозначение дано на рис. 5.12, б, а временные диаграммы — на рис. 5.12, в.

Если число входов схемы И достаточно велико, напряжение $U_{\text{вых}}$ будет изменяться в зависимости от числа сигналов, поданных на входы, — будет некоторое $\Delta U_{\text{вых}}$, называемое помехой. Для устранения помехи на выходе схемы И вводят гасящий диод $VD3$ (на рис. 5.12, а показан штриховой линией). При наличии диода $VD3$, когда одновременно на всех входах нет сигналов, $U_{\text{вых}} < E_3$, диод $VD3$ открывается и $U_{\text{вых}}$ становится равным E_3 . Равенство $U_{\text{вых}} = E_3$ будет иметь место при подаче любого числа сигналов на входы, кроме случая, когда имеются сигналы на всех входах и $U_{\text{вых}} = E$.

В связи с тем, что к любому радиоэлектронному изделию на логических элементах одновременно предъявляется ряд требований: удобство решения конкретной логической задачи, получение заданных входных и выходных характеристик, быстродействие, помехоустойчивость схемы и др., отечественная промышленность выпускает достаточно широкий ассортимент логических интегральных схем (ЛИС), объединенных в отдельные серии. Каждая серия представляет собой набор ЛИС, выполненных на одной конструкторско-технологической основе, но отличающихся друг от друга реализуемой логической функцией. Интегральные схемы одной серии легко согласуются друг с другом по входным и выходным параметрам, и путем определенного соединения некоторого количества таких схем может быть реализована

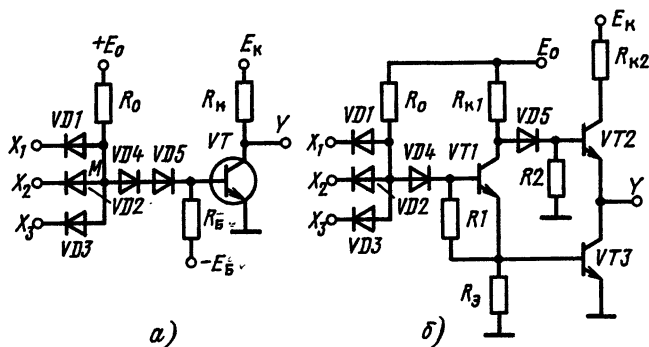


Рис. 5.13. Диодно-транзисторный логический элемент с простым (а) и сложным (б) инвертором

любая логическая функция. В каждой серии ИС имеется так называемый *базовый элемент*, выполняющий основную логическую операцию, и ряд дополнительных элементов, один из которых расширяет конструкторские возможности, а другие обеспечивают логическую полноту серии и позволяют более рационально проектировать изделие. Так как дополнительные элементы играют вспомогательную роль, для анализа работы определенной серии достаточно рассмотреть лишь базовый элемент.

Принципиальная схема базового элемента *диодно-транзисторной логики* (ДТЛ), реализующая логическую операцию И—НЕ, показана на рис. 5.13, а.

Простейшая схема элемента ДТЛ представляет собой сочетание диодной схемы И (диоды $VD1$, $VD2$, $VD3$, резистор R_0 , источник постоянного напряжения $+E_0$) с транзисторным инвертором (транзистор VT). Связь входной схемы И с инвертором осуществляется с помощью двух последовательно включенных диодов $VD4$ и $VD5$, на которых создается напряжение смещения $U_{см}$.

Работает схема следующим образом. При наличии положительного потенциала на всех входах (на входах логического элемента И только 1) диоды $VD1—VD3$ оказываются закрытыми, а потенциал точки M —высоким. За счет высокого потенциала точки M транзистор открывается и при правильно выбранном режиме схемы входит в режим насыщения. При этом потенциал коллектора транзистора приближается к нулю (на выходе схемы наблюдается логический 0). Если хотя бы на одном входе имеется нулевой потенциал (логический 0), один или несколько диодов $VD1—VD3$ оказываются открытыми, потенциал точки M низким, а транзистор закрытым. Диоды $VD4$ и $VD5$ играют вспомогательную роль. Падение напряжения $U_{см}$ остается практически постоянным, поэтому напряжение смещения транзистора

также оказывается постоянным и не зависящим от числа открытых диодов $VD1$, $VD2$, $VD3$.

Существенный недостаток схемы простейшего ДТЛ-элемента состоит в том, что его выходное сопротивление при логической «1» на выходе оказывается достаточно большим, а это создает определенные трудности при подключении нагрузки. Для устранения этого недостатка в ДТЛ-элементах используют сложный инвертор (рис. 5.13, б). Введение транзисторов $VT2$ и $VT3$ по существу увеличивает выходную мощность ДТЛ-элемента и приводит к тому, что выходное сопротивление схемы оказывается малым как при 1, так и при 0 на выходе. В первом случае транзистор $VT3$ закрыт, но на выходе схемы оказывается включенным эмиттерный повторитель, выходное сопротивление которого, как известно, мало. Во втором случае малое выходное сопротивление обеспечивается за счет насыщения транзистора $VT3$.

Разработка технологии изготовления многоэмиттерного транзистора привела к созданию *транзисторно-транзисторных логических схем* (ТТЛ). Простейшая схема базового элемента ТТЛ, реализующая операцию И—НЕ, показана на рис. 5.14, а. Она аналогична схеме ДТЛ-элемента, рассмотренной выше. В ТТЛ-элементе роль входных диодов играют эмиттерные переходы, а роль диода смещения—коллекторный переход транзистора $VT1$. Транзистор $VT2$ и резистор R_k являются инвертором. Как видно из схемы на рис. 5.14, а, в ней нет надобности в резисторе R_6 , кроме того, многоэмиттерный транзистор занимает на кристалле меньше места, чем диоды в ДТЛ-элементе, поэтому ТТЛ-элементы более удобны в ИС. Совершенно так же, как и в ДТЛ-элементах, в ТТЛ-элементах применяют сложные инверторы (рис. 5.14, б). Для повышения быстродействия в схемах ТТЛ-элементов применяют диоды Шоттки, которые включают между базой и коллектором транзистора $VT2$.

Наибольшим быстродействием обладают *эмиттерно-связанные логические элементы* (ЭСЛ), основным узлом которых является

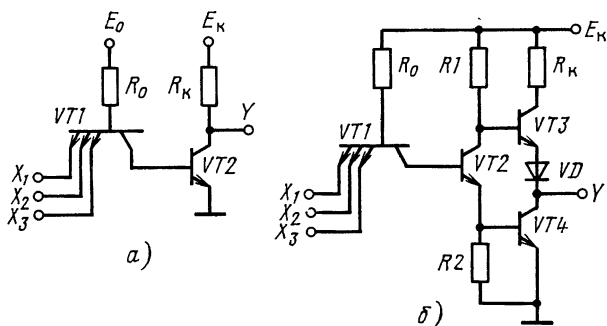


Рис. 5.14. Транзисторно-транзисторный логический элемент с простым (а) и сложным (б) инвертором

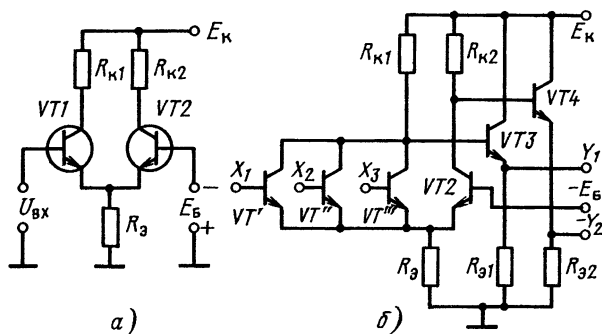
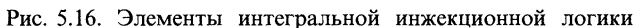


Рис. 5.15. Логические элементы с эмиттерной связью:
а—общая схема, б—ИС с тремя входами

транзисторный переключатель тока, представляющий собой обычный дифференциальный усилительный каскад (рис. 5.15, а). В этом переключателе тока на базу одного транзистора подается входной сигнал, а напряжение базы другого транзистора фиксировано. Если $U_{вх} = E_б$, оба транзистора оказываются открытыми и работают в активном режиме. При $U_{вх} > E_б$ закрывается транзистор $VT2$, а при $U_{вх} < E_б$ — транзистор $VT1$. При этом оба транзистора не входят в режим насыщения, что обеспечивает их высокое быстродействие, а симметрия схемы приводит к отсутствию изменений потребляемого тока, что не создает всплесков напряжения в цепях питания и снижает уровень внутренних помех. Типовая схема ЭСЛ-элемента для трех входов изображена на рис. 5.15, б, где в переключателе тока транзистор $VT1$ заменен группой из трех параллельно соединенных транзисторов VT' , VT'' , VT''' . Входные сигналы поступают на эти транзисторы, а выходные снимаются через эмиттерные повторители ($VT3$ и $VT4$) с коллектора транзистора $VT2$ и с коллекторов входных транзисторов. На выходе Y_1 реализуется логическая операция ИЛИ—НЕ, а на выходе Y_2 — операция ИЛИ.

Для повышения степени интеграции на биполярных транзисторах были специально разработаны элементы *интегральной инжекционной логики* (И²Л). Это стало возможным после отработки технологического процесса, позволяющего создавать физически объединенные комбинации *p-n-p* и *n-p-n* транзисторов, которые занимают на поверхности кристалла очень малую площадь.

В связи с тем, что схемы И²Л-элементов имеют необычный вид, необходимо дать некоторые пояснения. Как следует из описания всех логических элементов, их основным узлом является инвертор — транзистор, работающий в ключевом режиме. Его классическая схема имеет вид, представленный на рис. 5.16, а. В транзисторе, находящемся в режиме насыщения, необходимо ограничивать токи в базовой и коллекторной цепях, для чего



Используя различные соединения ключевых транзисторов, получают схемы И²Л-элементов, с помощью которых осуществляют все возможные логические операции. Например, на рис. 5.16, д приведена схема, где проводятся две операции НЕ, операция ИЛИ—НЕ и И.

264

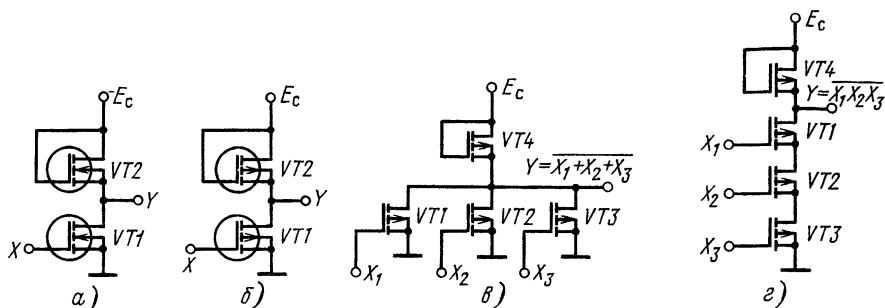


Рис. 5.17. Логические элементы на МДП-транзисторах:

а, б—простейшие схемы; в, з—трехвходовые ИС

А если учесть, что технология создания МДП-структур проще, процент выхода годных микросхем больше, а площадь, занимаемая каждым МДП-транзистором на поверхности полупроводникового кристалла, меньше, чем у биполярного транзистора, станет ясным, что МДП-транзисторы выгодно отличаются от биполярных как по параметрам, так и по технологичности.

Простейшие схемы инверторов на МДП-транзисторах p -и n -типов показаны на рис. 5.17, а, б. В этих схемах транзисторы $VT1$ являются активными элементами, а транзисторы $VT2$ играют роль резисторов (на их затворы подается постоянное напряжение, равное напряжению стока). Принципиальные схемы трехвходовых базовых логических элементов ИЛИ—НЕ и И—НЕ на МДП-транзисторах с каналом p -типа приведены на рис. 5.17, в, г. В той и другой схеме транзисторы $VT1$ — $VT3$ работают в качестве активных элементов, а транзистор $VT4$ —как резистор. Если на всех входах логического элемента ИЛИ—НЕ (рис. 5.17, в) будет напряжение логического 0, транзисторы $VT1$ — $VT3$ окажутся закрытыми, ток через транзистор $VT4$ проходить не будет и на выходе элемента будет напряжение логической 1, близкое к E_c . Если на любом входе появится напряжение логической 1, откроется соответствующий транзистор, через $VT4$ пойдет ток и напряжение на выходе элемента резко понизится—появится напряжение логического 0. Если на всех входах логического элемента И—НЕ (рис. 5.17, г) будет напряжение логического 0 транзисторы $VT1$ — $VT3$ будут закрыты, ток через транзистор $VT4$ проходить не будет и на выходе элемента будет напряжение логической 1, близкое к E_c . Для создания тока через транзистор $VT4$ в элементе И—НЕ и для получения на выходе напряжения логического 0 необходимо открыть все транзисторы ($VT1$, $VT2$ и $VT3$), т. е. подать напряжение логической 1 на все входы.

Особенно экономичными являются схемы, в которых одновременно используются МДП-транзисторы разных типов,—схемы, называемые *комплементарными*. Такие схемы используются

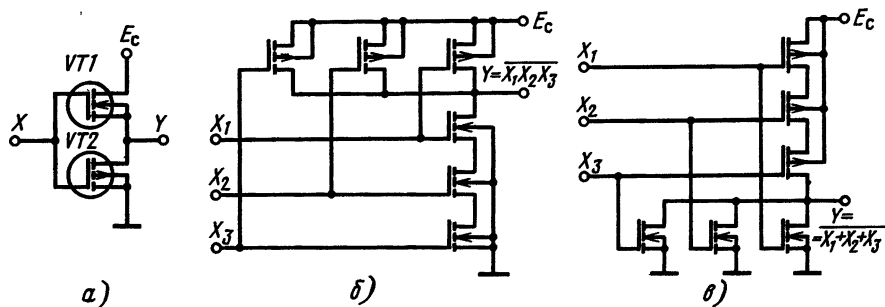


Рис. 5.18. Комплементарные логические схемы:
 а — на двух МДП-транзисторах, б, в — трехходовые ИС

в элементах КМДПТЛ. Работа КМДПТЛ элементов основана на одновременном открывании и закрывании МДП-транзисторов разного типа. Например, в схеме, приведенной на рис. 5.18, а, при нулевом потенциале на входе открыт транзистор $VT2$ и закрыт транзистор $VT1$, а напряжение на выходе равно нулю. При подведении ко входу такой схемы положительного напряжения открывается транзистор $VT1$ и одновременно закрывается транзистор $VT2$, а на выходе появляется положительное напряжение, близкое к E_c . Важно, что в том и другом случае от источника питания потребляется ничтожно малый ток, так как один из МДП-транзисторов всегда оказывается закрытым, а это приводит к очень большой экономичности КМДПТЛ элементов.

Принципиальные схемы трехходовых элементов КМДПТЛ, выполняющие логические функции ИЛИ—НЕ и И—НЕ, приведены на рис. 5.18, б, в.

Из рассмотрения схем различных логических элементов следует, что они представляют собой многоэлементные устройства, поэтому работоспособность ЛЭ характеризуется набором основных параметров и только их совокупность позволяет сравнивать между собой и классифицировать различные электронные логические схемы.

Основными параметрами логических схем являются: коэффициент разветвления по выходу n ; коэффициент объединения по входу m ; потребляемая мощность P_{cp} и величина напряжения питания; помехоустойчивость U_n ; быстродействие $\tau_{зср}$; степень интеграции; надежность; стоимость.

Коэффициент разветвления по выходу, или нагрузочная способность n , определяется количеством однотипных логических схем, которыми одновременно может управлять данная логическая схема, т. е. n — число, показывающее, сколько других логических схем (обычно той же серии) можно присоединить к выходу данной схемы без нарушения ее работоспособности. Чем больше

n , тем шире логические возможности схемы. Нагрузочная способность промышленно выпускаемых логических схем в значительной степени определяется характеристиками инвертора. Для обычных инверторов $n=4...10$, а для мощных инверторов и схем на МДП-транзисторах $n=30...50$.

Коэффициент объединения по входу m —целое число, показывающее, какое максимальное число входов может иметь логический элемент. Увеличение m также расширяет логические возможности схемы. Так как входными схемами являются схемы И или ИЛИ, то коэффициент объединения по входу зависит от возможностей этих схем. Для схем И $m=2...8$, для схем ИЛИ $m=2...4$. Для увеличения числа m в серии ИС обычно предусматривают «расширители по И» и «расширители по ИЛИ».

Потребляемая мощность P_{cp} логических схем зависит от характера входных сигналов. Поэтому различают P_0 —мощность, потребляемую схемой в статическом состоянии 0; P_1 —мощность, потребляемую в статическом состоянии 1; P_{01} , P_{10} —мощности при переходе из 0 в 1 и обратно. Потребляемую мощность принято определять в статическом режиме (пренебрегая процессами перехода) и считать, что длительность состояния 0 равна длительности состояния 1. В этом случае

$$P_{cp} = (P_0 + P_1) / 2.$$

Помехоустойчивость $U_{п}$ принято характеризовать наименьшей величиной постоянного напряжения, которая, будучи добавлена к полезному входному сигналу, вызывает ложное переключение логической схемы. Малой помехоустойчивостью считают $U_{п}=0,2...0,3$ В, средней $U_{п}=0,5...1,0$ В, высокой $U_{п} \geq 1$ В.

Быстродействие логических схем определяется величиной средней задержки сигнала $\tau_{зcp}$ —временем, на которое запаздывает выходной сигнал логической схемы по сравнению с входным.

Это понятие, так же как и P_{cp} , неоднозначно, так как величина задержки сигнала зависит и от схемы логического элемента, и от характера нагрузки, и от совокупности входных сигналов. Для определения $\tau_{зcp}$ определяют фронт τ_{01} и спад τ_{10} прямоугольного импульса на выходе инвертора, работающего в режиме холостого хода:

$$\tau_{зcp} = (\tau_{01} + \tau_{10}) / 2.$$

Для схем малого быстродействия среднее время задержки 400 нс, для схем среднего быстродействия 20...50 нс, для высокого быстродействия менее 10 нс.

Все основные параметры логических схем тесно связаны между собой, и каждый тип логических элементов имеет свои преимущества и недостатки. Так, быстродействие и помехоустойчивость логического элемента в значительной степени определяется глубиной насыщения и отсечки транзистора инвертора ЛЭ.

При этом для увеличения быстродействия ЛЭ желательно уменьшать глубину насыщения и отсечки, а для повышения помехоустойчивости, наоборот, увеличивать ее. В то же время необходимая для нормального функционирования схемы глубина насыщения и отсечки транзистора зависит и от числа входов m , и от числа выходов n , и эта зависимость различна для разных схем.

В настоящее время в БИС преимущественно используются логические схемы на МДП-транзисторах. Из схем на биполярных транзисторах применяют схемы ТТЛ, И²Л, ЭСЛ. Схемы ЭСЛ обладают наибольшим быстродействием, схемы И²Л наиболее экономичны и позволяют создавать БИС с большой степенью интеграции. Схемы ТТЛ наиболее универсальны — хорошо согласуются с другими схемами, но по быстродействию и экономичности они уступают схемам И²Л и ЭСЛ.

5.6. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Конструкторско-технологические преимущества электронных устройств на логических элементах первоначально вызвали их интенсивное внедрение в вычислительную технику. Широкое применение логических элементов в ЭВМ привело к тому, что они стали одними из самых надежных элементов электронной аппаратуры, а это вызвало коренную перестройку многих электронных устройств, где также стали широко применять логические элементы, особенно на интегральных схемах. Последнее связано еще и с тем, что практически любой современный электронный комплекс включает в себя устройства обработки информации и для улучшения таких его показателей, как технологичность, надежность, стоимость и удобство эксплуатации, всегда стремятся использовать единую элементную базу — компоненты одного типа.

Рассмотрим простейшие схемы на логических элементах.

Мультивибратор. Мультивибратором называют генератор релаксационных колебаний, близких по форме к прямоугольным. Его принципиальная схема на логических элементах ИЛИ—НЕ, работающих при положительной логике, показана на рис. 5.19, а. Она состоит из двух ЛЭ, дополнительного источника постоянного напряжения $+E$ и двух RC -цепочек ($R1C1$ и $R2C2$). Обычно входы логических элементов объединяются, хотя для ЛЭ типа ИЛИ—НЕ это не обязательно. Второй вход можно просто заземлять, можно в качестве источника $+E$ использовать напряжение питания ЛЭ.

Пусть схема мультивибратора симметрична, т. е. одинаковы логические элементы, $R1 = R2 = R$, $C1 = C2 = C$. Однако в реальных условиях абсолютной симметрии быть не может, поэтому в мультивибраторе инвертор одного ЛЭ обязательно окажется

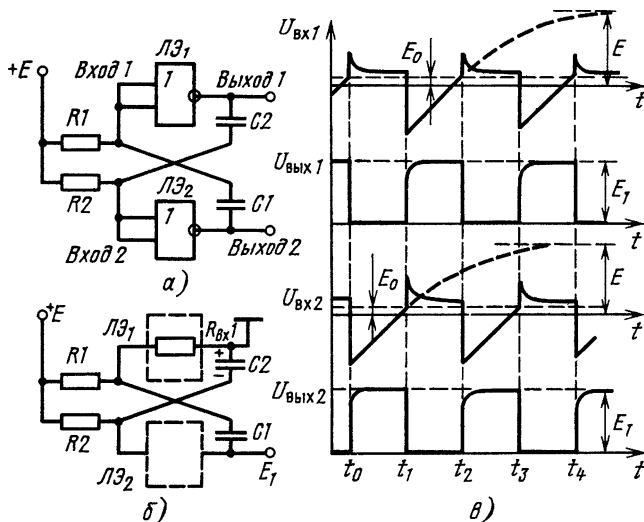


Рис. 5.19. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы мультивибратора на логических элементах ИЛИ—НЕ и временная диаграмма (в) его работы

открытым, а другой—закрытым. Такое состояние мультивибратора является временно устойчивым. За счет внутренних процессов, происходящих в мультивибраторе, через некоторое время (без какого-либо внешнего воздействия) произойдет переброс схемы в другое состояние равновесия, когда логические элементы поменяются ролями. Второе положение равновесия также оказывается неустойчивым и через определенный промежуток времени мультивибратор снова вернется в первое положение—временно устойчивого равновесия и т. д.

Основными процессами в работе мультивибратора являются заряд одного конденсатора и перезаряд другого. Пусть для определенности в начальный момент времени $t_0=0$ произошло опрокидывание схемы мультивибратора, в результате которого открылся инвертор логического элемента ЛЭ₁ и закрылся инвертор логического элемента ЛЭ₂. Тогда в связи с тем, что сопротивление закрытого инвертора очень велико, а открытого—близко к нулю, эквивалентная схема исследуемого мультивибратора будет иметь вид, показанный на рис. 5.19, б. При этом напряжение на выходе ЛЭ₁ будет равно нулю, а на выходе ЛЭ₂—напряжению питания логических элементов E_1 . Как будет показано ниже, в момент времени $t=0$ на конденсаторе C2 будет напряжение E с полярностью, показанной на рис. 5.19, в, а конденсатор C1 будет полностью разряжен. Из эквивалентной схемы мультивибратора видно, что конденсатор C₁ включен между выходом закрытого инвертора (ЛЭ₂) и входом открытого инвертора (ЛЭ₁), а конденсатор C₂—между входом закрытого

инвертора и выходом открытого инвертора. В схеме начнутся процессы заряда конденсатора $C1$ и перезаряда конденсатора $C2$. Конденсатор $C1$ будет заряжаться от источника питания ЛЭ₂(E_1) через очень небольшое входное сопротивление $R_{вх1}$ первого логического элемента, а конденсатор $C2$ — перезаряжаться от источника E через резистор $R2$, сопротивление которого значительно больше $R_{вх1}$. Поскольку $R2 \gg R_{вх1}$, конденсатор $C1$ сравнительно быстро зарядится до напряжения E_1 , в то время как напряжение на конденсаторе $C2$, стремящееся к $+E$, будет нарастать значительно медленнее (рис. 5.19, в). Если инвертор ЛЭ₂ открывается при входном напряжении E_0 , то в момент времени $t=t_1$, когда напряжение U_{C2} станет равным E_0 , инвертор ЛЭ₂ откроется и произойдет переброс схемы мультивибратора, в результате которого окажется открытым инвертор ЛЭ₂, а закрытым — инвертор ЛЭ₁. С момента времени t_1 логические элементы поменяются ролями и в мультивибраторе начнутся процессы изменения напряжений на конденсаторах, аналогичные тем, которые наблюдались на отрезке времени $t_1 - t_0$, только заряжаться уже будет конденсатор $C2$, а перезаряжаться — конденсатор $C1$. В результате этого в момент $t=t_2$ произойдет новый переброс схемы мультивибратора, а с момента t_2 процессы, происходящие в схеме, будут в точности соответствовать тому, что описано выше. При этом очевидно, что в момент $t=t_2$ напряжение на конденсаторе C_2 равно E и появилось оно на отрезке времени $t_2 - t_1$.

Интервалы времени, в течение которых мультивибратор находится в соответствующих неустойчивых состояниях равновесия, определяют с помощью выражений

$$T_1 = R_1 C_1 \ln 2 \approx 0,69 R_1 C_1, \quad (5.15)$$

$$T_2 = R_2 C_2 \ln 2 \approx 0,69 R_2 C_2. \quad (5.16)$$

Длительность полного рабочего цикла симметричного мультивибратора

$$T = T_1 + T_2 \approx 1,4 RC. \quad (5.17)$$

Реальные схемы мультивибратора имеют невысокую стабильность периода колебаний, так как на величину T существенное влияние оказывает напряжение E_0 , которое сильно меняется при изменении температуры окружающей среды. Поэтому мультивибраторы редко непосредственно используют для получения последовательности прямоугольных импульсов. Обычно они работают в режиме синхронизации, для которого существенны возможные значения $T_{\min}$ и $T_{\max}$. Как следует из (5.17), период повторения частоты мультивибратора определяется постоянной времени его RC -цепи, а для получения максимальных и минимальных значений периода повторения нужно подбирать соответ-

вующие значения R и C . Так как величина сопротивления резистора R влияет на режим работы ЛЭ, величина сопротивления R оказывается фиксированной, а значения $T_{\min}$ и $T_{\max}$ подбирают изменением емкости конденсатора C . Минимальная величина емкости конденсатора C обычно принимается равной 1000 пФ, а максимальная — 0,1 мкФ. В результате этого оказывается, что период повторения частоты мультивибратора изменяется от единиц микросекунд до единиц миллисекунд.

Одновибратор. Одновибратором (ждущим мультивибратором) называют устройство, имеющее одно устойчивое состояние равновесия. Под воздействием внешнего (запускающего) сигнала одновибратор переходит из устойчивого состояния равновесия во временно устойчивое, а затем за счет внутренних процессов, происходящих в схеме, возвращается в первоначальное (устойчивое) состояние равновесия. Схема одновибратора на логических элементах отличается от схемы мультивибратора на ЛЭ отсутствием в одной из внутренних связей между логическими элементами времязадающей RC -цепочки. Устойчивое состояние равновесия одновибратора обеспечивается дополнительным источником постоянного напряжения, который открывает инвертор одного из логических элементов его схемы. Для запуска одновибратора (перевода его во временно устойчивое состояние равновесия) необходимо подать запускающий импульс на вход ЛЭ, инвертор которого закрыт.

Один из вариантов принципиальной схемы одновибратора на логических элементах ИЛИ—НЕ, работающих при положительной логике, показан на рис. 5.20, а. Схема состоит из двух ЛЭ, дополнительного источника постоянного напряжения $+E$ и одной времязадающей RC -цепочки. Дополнительный источник напряжения $+E$ обеспечивает стационарное состояние схемы

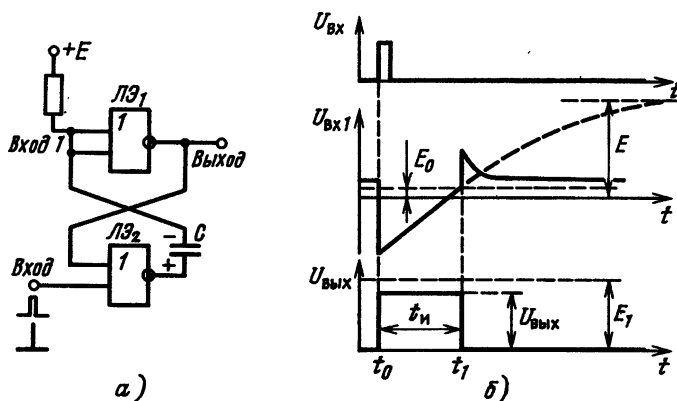


Рис. 5.20. Принципиальная схема (а) и временная диаграмма работы одновибратора на логических элементах ИЛИ—НЕ (б)

одновибратора, при котором открыт инвертор ЛЭ₁, а закрыт инвертор ЛЭ₂. При этом напряжение на выходе ЛЭ₁ будет близко к нулю, а напряжение на выходе ЛЭ₂ и конденсаторе *C* примерно равно ЭДС источника питания логических элементов *E*₁. Запуск одновибратора осуществляется подачей кратковременного импульса на вход одновибратора (внешний вход ЛЭ₂). Появление в момент $t=t_0$ положительного импульса на внешнем входе ЛЭ₂ приводит к отпираанию инвертора ЛЭ₂, уменьшению напряжения на его выходе до значения, близкого к нулю, и подключению заряженного конденсатора между входом ЛЭ₁ и «землей» минусом к входу ЛЭ₁. Это приведет к запираанию инвертора ЛЭ₁ и к переходу схемы одновибратора во временно устойчивое состояние равновесия. В этом положении начинается процесс перезаряда конденсатора от дополнительного источника напряжения *E* через резистор *R*, и пока напряжение на конденсаторе не достигнет величины *E*₀, одновибратор будет находиться во временно устойчивом состоянии равновесия. В момент $t=t_1$ напряжение на входе ЛЭ₁ становится равным *E*₀, инвертор ЛЭ₁ открывается, а напряжение на выходе одновибратора (на выходе ЛЭ₁) становится близким к нулю. Это приводит к запираанию инвертора ЛЭ₂ и возвращению схемы одновибратора в устойчивое положение равновесия.

Временные диаграммы, поясняющие работу одновибратора, показаны на рис. 5.20, б.

Для одновибратора главным является время выдержки $t_{\text{н}}$ — время, в течение которого конденсатор *C* разряжается через резистор *R* от $+E_{\text{к}}$ до нуля, а одновибратор находится в положении временно устойчивого равновесия. Время выдержки определяется выражением, аналогичным (5.15),

$$t_{\text{н}} = RC \ln 2 \approx 0,69 RC. \quad (5.18)$$

Важно также отметить, что при возвращении в исходное положение состояние схемы одновибратора будет отличаться от первоначального, так как напряжение на конденсаторе *C* равно нулю. Для того чтобы напряжение на конденсаторе стало равным *E*₁, необходимо время, называемое временем восстановления одновибратора $t_{\text{в}}$. В связи с тем, что конденсатор заряжается от источника питания через резистор *R*, обычно считают, что время восстановления составляет три — пять постоянных времени *RC*. Если запускающий импульс приходит до восстановления схемы, одновибратор вырабатывает укороченный импульс или не срабатывает вообще.

Триггеры. Триггером (от английского слова trigger — спусковой крючок огнестрельного оружия) называют устройство, имеющее два устойчивых состояния равновесия и способное скачком переходить из одного состояния в другое под воздействием внешнего управляющего сигнала.

Состояние триггера проявляется в изменении уровня выходного напряжения от одного значения, условно принимаемого за 1, до другого, резко отличного от первого, условно принимаемого за 0. Обычно триггеры имеют два выхода — прямой (основной) Q и инверсный $\bar{Q}$. Значения напряжений на выходах триггера взаимно обратны: если $Q=1$, то $\bar{Q}=0$ и, наоборот, если $Q=0$, то $\bar{Q}=1$. В зависимости от способа подачи управляющего сигнала (по способу организации логических связей) все триггеры разделяют на четыре основных типа: триггеры с отдельным запуском — RS -триггеры; триггеры со счетным входом — T -триггеры; триггеры задержки — D -триггеры; универсальные триггеры (JK -триггер; DV -триггер). Кроме этого триггеры могут быть асинхронными и синхронными.

Триггеры составляют основу большинства цифровых устройств. С их помощью решаются задачи хранения двоичной информации, проводятся счет числа импульсов, сложение, вычитание, умножение, кодирование, дешифрация и другие математические и логические операции. К параметрам конкретных триггеров предъявляются столь разнообразные требования, что к настоящему времени разработан весьма широкий ассортимент триггеров на ИС, позволяющий практически для любого случая подобрать нужную схему.

Все виды триггеров могут быть выполнены как на логических элементах ИЛИ—НЕ, так и на логических элементах И—НЕ, причем в их схемах нет надобности ни во времязадающих цепочках, ни в дополнительных источниках постоянного напряжения, из-за чего триггеры являются самыми надежными логическими схемами.

Асинхронный RS -триггер. Принципиальная схема простейшего триггера на логических элементах ИЛИ—НЕ приведена на рис. 5.21, а.

Пусть (для определенности) после включения в рассматриваемой схеме установилось такое состояние, когда при 0 на обоих входах на выходе Q будет 1, а на выходе $\bar{Q}=0$. Это означает, что 1 будет и на внутреннем входе ЛЭ₂. При 1 и 0 на входах логического элемента ИЛИ—НЕ на его выходе будет 0, т. е. 0 будет на выходе $\bar{Q}$ и на внутреннем входе ЛЭ₁. При наличии 0 на обоих входах ЛЭ₁ на его выходе (на выходе Q) окажется 1. Схема триггера находится в устойчивом состоянии, которое принимают за состояние, равное 1 ($Q=1$).

Допустим, что в момент времени $t=t_1$ на вход S подается 1, а на входе R сохраняется 0. Эта 1 на входе S не изменит 0 ни на выходе ЛЭ₂, ни на внутреннем входе ЛЭ₁, т. е. состояние схемы останется неизменным ($Q=1$). Если в момент времени $t=t_2$ на вход R подается 1, а на входе S сохраняется 0, то положение изменится. Появление 1

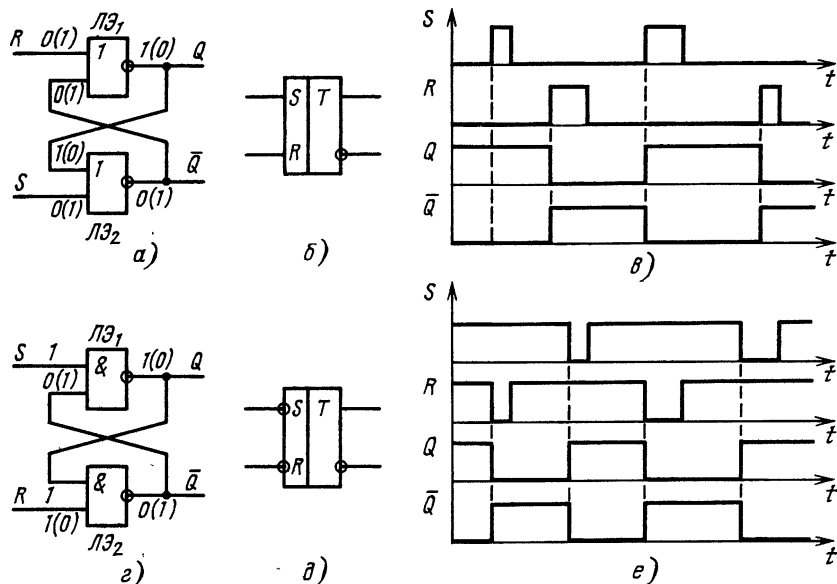


Рис. 5.21. Асинхронный RS -триггер на логических элементах ИЛИ—НЕ (a) и на логических элементах И—НЕ (z), их условные обозначения (b , d) и временные диаграммы ($в$, e)

на входе R приведет к возникновению 0 на выходе Q , а значит, и на внутреннем входе ЛЭ₂. В результате этого на выходе $\bar{Q}$ образуется 1 и схема переходит во второе устойчивое состояние. Если в момент времени $t=t_4$ подается 1, на входе S произойдет новый переброс схемы и она снова установится в состояние $Q=1$.

Рассматриваемую схему называют RS -триггером. Ее условное обозначение показано на рис. 5.21, b . Она используется как самостоятельная схема или как основной узел других, более сложных схем триггеров.

Важно отметить, что если на входы RS -триггера одновременно подается 0 $t=t_3$ ($R=S=0$), он остается в положении, которое было до подведения этих сигналов. Если же на входы одновременно подать 1, то на выходах обоих логических элементов установятся 0 и триггер окажется в неустойчивом положении. Схема самопроизвольно, как и при включении, примет одно из возможных состояний $Q=1$ или $Q=0$. Поэтому комбинация входных сигналов $R=S=1$ для RS -триггера является *запрещенной*. Временные диаграммы работы RS -триггера показаны на рис. 5.21, $в$.

Так же, как для логических элементов, работу триггеров удобно представлять в виде таблиц переключений. Такой для RS -триггера является табл. 5.7.

Таблица 5.7. Таблица переключений *RS*-триггера

<i>S</i>	<i>R</i>	<i>Q</i>
0	0	Сохраняется прежнее значение
0	1	0
1	0	1
1	1	Неопределенно

Принципиальная схема другого простейшего триггера на логических элементах И—НЕ приведена на рис. 5.21, *г*. Она аналогична схеме *RS*-триггера на элементах ИЛИ—НЕ, но ее работа отличается от работы схемы, представленной на рис. 5.21, *а*: переброс осуществляется логическим 0, на одном из входов обязательно должны быть 1, а запрещенной является комбинация $R=S=0$ (см. временные диаграммы на рис. 5.21, *е*). Простейший триггер на логических элементах И—НЕ называют *RS-триггером с инверсным управлением* (с инверсными входами). Его условное обозначение показано на рис. 5.21, *д*, а таблицей переключений является табл. 5.8.

Таблица 5.8. Таблица переключений *RS*-триггера с инверсным управлением

<i>S</i>	<i>R</i>	<i>Q</i>
0	0	Неопределенно
0	1	1
1	0	0
1	1	Сохраняется прежнее значение

Асинхронный *T*-триггер. *RS*-триггеры управляются напряжениями, поступающими из двух разных цепей. В цифровых устройствах требуются триггеры, которые управляются напряжением, поступающим от одного источника,— триггеры, опрокидываемые от каждой 1, подающейся на один и тот же вход. Такие триггеры называют триггерами со счетным входом, или *T*-триггерами.

Основным узлом *T*-триггеров на логических элементах, так же как и других, является *RS*-триггер. Однако простое соединение *S* и *R* входов *RS*-триггера, очевидно, не может дать положительного результата, так как в этом случае подведение ко входу рассматриваемой схемы триггера первой же единицы приводит

к запрещенной комбинации $S=R=1$. Поэтому для создания триггера со счетным входом перед RS -триггером необходима дополнительная логическая схема, которая обеспечивает поочередную подачу 1 на входы RS -триггера. Такой дополнительной логической схемой могут быть два двухвходовых логических элемента И. На входы каждого такого ЛЭ нужно подать два напряжения: со входа всей схемы и с ее выходов Q и $\bar{Q}$, а выходы логических элементов И соединить с S и R входами RS -триггера. Тогда в зависимости от положения RS -триггера входная 1 будет поочередно проходить соответствующую схему И и попадать то на вход S , то на вход R , обеспечивая счетный режим работы триггера. Однако и этого оказывается мало, для устранения ложных срабатываний RS -триггера необходимо ввести в схему еще элементы задержки, что неудобно в интегральных схемах с конструктивной точки зрения. Это заставляет вводить в схему T -триггера второй RS -триггер, еще два двухвходовых логических элемента И и один ЛЭ ИЛИ—НЕ. Общая принципиальная схема такого T -триггера, называемого двухтактным, представлена на рис. 5.22, а.

При 0 на входе всей схемы (на входе T -триггера) оба RS -триггера окажутся в одинаковом положении. Действительно, если RS -триггер T_1 находится в состоянии 0 (в точке б 0, а в точке в 1), то в связи с тем, что на выходе ЛЭ ИЛИ—НЕ (в точке з) будет 1, на входах ЛЭ₃ будут 0 и 1, а на входах ЛЭ₄—две 1. Следовательно, на S_2 входе RS -триггера T_2 будет 0, а на R_2 входе—1, что приведет триггер T_2 в состояние 0. Нулевое состояние триггера T_2 означает, что на входах ЛЭ₁ будут 1 и 0, а на входах ЛЭ₂—два 0.

Первая 1 (на рис. 5.22, а, в скобках) на входе T -триггера (в точке а) пройдет через ЛЭ₁ и вызовет переброс триггера T_1 , но пока сохраняется напряжение в точке а, положение триггера T_2 не изменится, так как пока существует напряжение, соответствующее 1, на входе всей схемы, на выходе логического

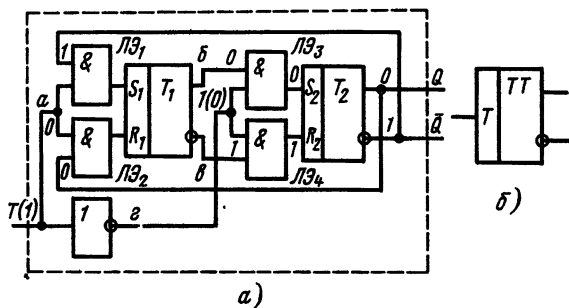


Рис. 5.22. Принципиальная схема (а) и условное обозначение (б) двухтактного T -триггера

элемента ИЛИ—НЕ будет 0, который подается на ЛЭ₃ и ЛЭ₄ и сохраняет выходные сигналы этих логических элементов такими же, какими они были до прихода 1 на вход T -триггера. Только после снятия входного напряжения (после снятия входной 1) на выходе ЛЭ ИЛИ—НЕ появляется 1, которая переводит триггер T_2 в то же состояние, что и триггер T_1 . При подаче на вход T -триггера новой 1 произойдет переброс триггера T_1 , и снова с задержкой триггер T_2 перейдет в то же состояние, что и триггер T_1 .

Как следует из изложенного, в схеме T -триггера один из RS -триггеров играет роль ведущего, а другой ведомого. Условное обозначение такого триггера показано на рис. 5.22, б.

Асинхронный JK -триггер. Более совершенным является триггер, способный работать и как RS -триггер, и как T -триггер. Таким является JK -триггер, принципиальная схема которого показана на рис. 5.23, а, а его условное обозначение дано на рис. 5.23, б. В нее входят два RS -триггера с инверсным управлением и четыре логических элемента И—НЕ—два двухвходовых и два трехвходовых. Входные зажимы всей схемы триггера J и K . Вход J имеет то же назначение, что и вход S , а вход K —то же назначение, что и вход R . Однако работа JK -триггера существенно отличается от работы простого RS -триггера. Он не имеет запрещенных сочетаний входных сигналов J и K . При $J=K=1$ JK -триггер просто изменяет свое состояние на обратное: $Q_{n+1}=\bar{Q}_n$; $\bar{Q}_{n+1}=\bar{Q}_n$. Благодаря этому важному свойству JK -триггер может работать и в счетном режиме. Для этого нужно просто объединить входы J и K . При этом каждый входной импульс будет воздействовать на оба входа, т. е. при воздействии каждого входного импульса будет обеспечиваться равенство $J=K=1$, которое каждый раз будет менять состояние JK -триггера, как раз и обеспечивая его работу в счетном режиме. Условное обозначение JK -триггера, работающего как T -триггер, показано на рис. 5.23, в.

Из-за конечного времени переключения любого логического элемента (в том числе и интегральных ЛЭ) в схемах на ЛЭ возможны так называемые «состязания» или «гоны», вызванные

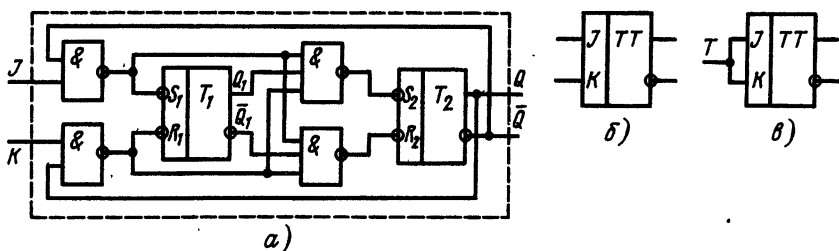


Рис. 5.23. Схема асинхронного JK -триггера (а), его условное обозначение (б, в)

переходными режимами и приводящие к тому, что выходной сигнал на короткое время принимает ложные значения. В триггерах такие «состязания» возможны между внешними сигналами и сигналами обратной связи. Возникающие за счет «состязаний» ошибки можно устранить с помощью временного стробирования. В этом случае вырабатываемые логическими устройствами информационные напряжения подаются на последующие устройства не непрерывно, а только в такие моменты, когда переходные процессы заведомо закончились. Временное стробирование осуществляется с помощью схем И, причем информационный сигнал воздействует на схему И в течение более длительного времени, чем стробирующий, а информация передается только на том отрезке времени, когда действует стробирующий импульс. Обычно стробирующие импульсы действуют периодически, поэтому их называют тактовыми, или синхронизирующими. Период следования синхронизирующих импульсов называют тактом логического устройства. Триггеры, работающие с использованием тактовых импульсов, называют синхронными, или тактируемыми.

Синхронный RS-триггер. Основой схемы такого триггера служит асинхронный RS-триггер с инверсным управлением. Синхронный RS-триггер отличается от асинхронного наличием входной логической схемы (рис. 5.24, а), состоящей из двух двухвходовых ЛЭ И—НЕ, на которую кроме информационных логических сигналов поступают тактовые импульсы (вход С). ЛЭ₁ обеспечивает временное стробирование сигналов S , а ЛЭ₂ — сигналов R . Условное обозначение синхронного RS-триггера показано на рис. 5.24, б, а временные диаграммы, поясняющие его работу, — на рис. 5.24, в.

Д-триггер. Состояние синхронных триггеров может изменяться только во время действия тактовых импульсов. В промежутке между ними выходные напряжения триггеров постоянны. Это позволяет создавать на основе синхронных RS-триггеров триггеры

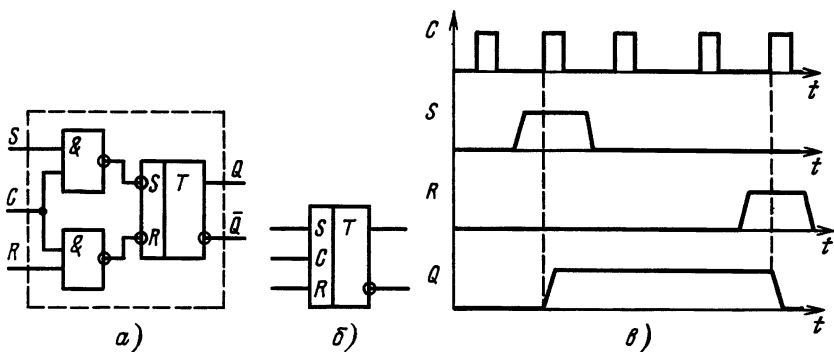


Рис. 5.24. Синхронный RS-триггер (а), его условное обозначение (б) и временные диаграммы (в)

задержки — *D*-триггеры (от английского слова delay — задержка). В *D*-триггере информация записывается в момент поступления тактового импульса, но появляется на выходе только после его окончания и может быть использована лишь в момент прихода следующего импульса — в следующем такте.

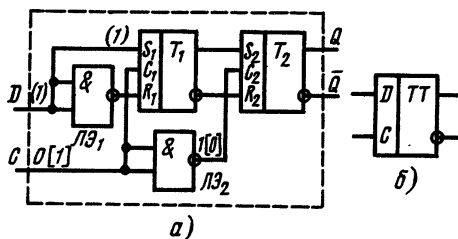


Рис. 5.25. *D*-триггер и его условное обозначение

Принципиальная схема *D*-триггера приведена на рис. 5.25, а, а ее условное обозначение — на рис. 5.25, б. *D*-триггер состоит из двух синхронизируемых *RS*-триггеров T_1 и T_2 и двух инверторов ЛЭ₁ и ЛЭ₂. Сигнальным является вход *D*, а вход *C* — тактовый. В начальном состоянии на входе C_2 триггера T_2 будет 1, поэтому состояние триггера T_2 будет совпадать с состоянием триггера T_1 . Появление напряжения на входе *D* ($D=1$) приведет к появлению на входе триггера T_1 сигналов $S_1=1$, $R_1=0$, но оно не изменит состояние триггера T_1 , так как на его синхронизирующем входе C_1 будет 0. Лишь появление очередного тактового импульса ($C=1$) изменит положение триггера T_1 , на выходе которого появится единица ($Q_1=1$), что одновременно приведет к появлению на входе триггера T_2 сигналов $S=1$, $R_2=0$. Однако во время действия тактового импульса на синхронизирующем входе триггера T_2 (на C_2) будет 0 и, пока действует тактовый импульс, переключения триггера T_2 не произойдет. Триггер T_2 примет единичное состояние после того, как закончится тактовый импульс, т. е. только после окончания тактового импульса появится соответствующее напряжение на выходе всей схемы.

Если перед следующим тактом напряжение на входе *D* приняло значение 0, то на входе триггера T_1 появятся сигналы $S_1=0$, $R_1=1$, которые и установят триггер T_1 в состояние 0 во время очередного тактового импульса, а затем после окончания тактового импульса в состояние 0 перейдет и триггер T_2 . Если на входе *D* значение сигнала не меняется, сохраняется уровень 0 или 1, то не будет изменяться выходное напряжение триггера T_1 , а следовательно, и триггера T_2 , т. е. останется неизменным и напряжение на выходе всей схемы *D*-триггера.

Синхронный *JK*-триггер. Принципиальная схема синхронного *JK*-триггера (рис. 5.26, а) мало отличается от схемы асинхронного *JK*-триггера. Его синхронизацию осуществляют за счет увеличения числа входов во входных ЛЭ И — НЕ (используют трехвходовые элементы вместо двухвходовых). Третий вход ЛЭ И — НЕ является входом *C*, на который подают тактовые импульсы.

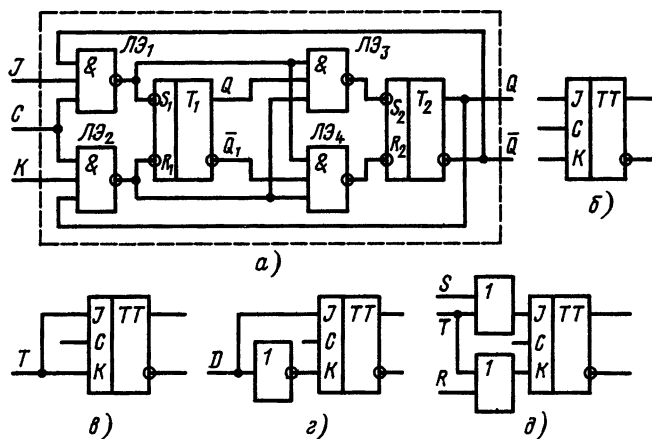


Рис. 5.26. Синхронный JK -триггер и его условные обозначения

Работа синхронного JK -триггера основана на том, что в каждом стационарном состоянии на входах его внутренних RS -триггеров наблюдается комбинация сигналов $S_1 = R_1 = 1$; $S_2 = R_2 = 1$, которая не изменяет состояние RS -триггеров с инверсным управлением. Если на оба входа синхронного JK -триггера подвести сигналы ($J = K = 1$), то при наличии тактового импульса на входе одного из входных логических элементов (либо на ЛЭ₁, либо на ЛЭ₂) появятся три 1. Это приведет к появлению на одном из входов триггера T_1 0, что вызовет его переброс. После окончания тактового импульса три 1 появляются на входе одного из внутренних логических элементов (либо на ЛЭ₃, либо на ЛЭ₄). Это приводит к появлению 0 на одноименном по отношению к триггеру T_1 входу триггера T_2 , который устанавливается в такое же положение, что и триггер T_1 . Если подается сигнал только на один информационный вход (либо только на K , либо только на J), три 1 появятся на одном из входов входных логических элементов только тогда, когда возможен переброс JK -триггера, а это связано с его состоянием. Три 1 появляются на входе ЛЭ₁ в том случае, когда JK -триггер находится в состоянии 0, а сигнал поступает на вход J . На входе ЛЭ₂ появляются три 1 в том случае, когда JK -триггер находится в состоянии 1, а сигнал поступает на вход K .

Условное обозначение синхронного JK -триггера показано на рис. 5.26, б.

JK -триггер является универсальным и может работать как RS -триггер, как T -триггер, как D -триггер и как RST -триггер. Для образования RS -триггера вход J просто используют как вход S , а вход K —как вход R . Для образования T -триггера нужно объединить входы J и K (рис. 5.26, в). Для образования

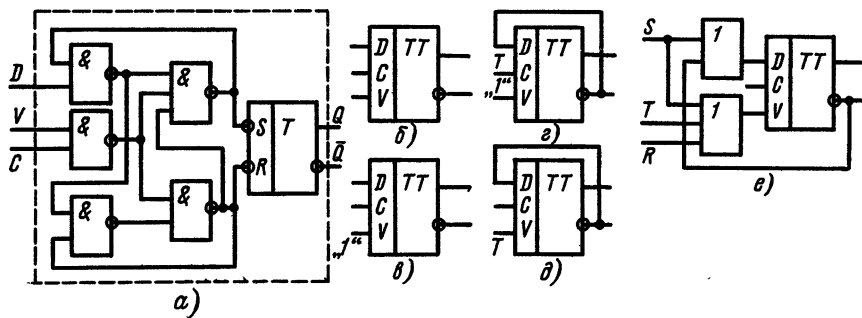


Рис. 5.27. DV -триггер (а), его условное обозначение (б, в) и варианты подключения (г—е)

D -триггера необходимо на входе K добавить логический элемент ИЛИ—НЕ (рис. 5.26, з). Если добавить два логических элемента ИЛИ, получим RST -триггер (рис. 5.26, д).

DV -триггер. Еще одним универсальным триггером, с помощью которого можно создавать D -, T - и RST -триггеры, является DV -триггер. Его принципиальная схема показана на рис. 5.27, а, а условное обозначение дано на рис. 5.27, б. Для образования D -триггера на вход V подать 1 (рис. 5.27, в). Для образования асинхронного T -триггера необходимо вход D соединить с выходом $\bar{Q}$, на вход V снова подать 1, а в качестве счетного использовать вход C (рис. 5.27, г). Для образования синхронного T -триггера необходимо вход D соединить с выходом $\bar{Q}$, а в качестве счетного использовать вход V (рис. 5.27, д). Наконец, для образования RST -триггера необходимо добавить два логических элемента ИЛИ (рис. 5.27, е).

Заканчивая краткое рассмотрение схем триггеров, следует заметить, что выше рассмотрены только некоторые основные типы триггеров. В современных цифровых устройствах часто применяют гораздо более сложные схемы, которые, как и RS -, T -, JK - или DV -триггеры, представляют собой законченные модули и на принципиальных схемах этих устройств их принято обозначать так, как это показано на рис. 5.28, а. Левую часть условного обозначения триггера разбивают на асинхронную и синхронную части. В асинхронной части ставят символы S и R асинхронной установки триггера, причем если он устанавливается в 0, на входе ставят кружок (рис. 5.28, б).

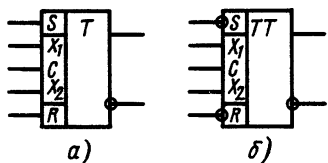


Рис. 5.28. Условные обозначения синхронных и асинхронных триггеров:

а—однотактного, б—двухтактного

В синхронной части показывается вход C синхронизирующих (тактовых) сигналов и функциональное назначение входных сигналов X_1 и X_2 . В правой части условного обозначения триггера ставят одну букву T , если триггер одноктактный (рис. 5.28, а), и две буквы TT , если триггер двухтактный (рис. 5.28, б).

5.7. ТИПОВЫЕ УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

В настоящее время при построении сложных электронных устройств и систем используют блочный принцип, в соответствии с которым обработку информации проводят с помощью сравнительно небольшого числа операций, выполняемых типовыми узлами — функциональными устройствами. Их называют цифровыми, если в качестве входных, промежуточных и выходных информационных сигналов используют только двоичные переменные. Основными типовыми узлами цифровых устройств служат: регистры, цифровые счетчики, сумматоры, дешифраторы и кодирующие устройства.

Регистры. Регистром называют устройство, предназначенное для записи и хранения двоичного числа и выполнения над ним некоторых логических операций.

Как неоднократно отмечалось, в цифровых устройствах происходит обработка двоичных чисел, каждое из которых представляется суммой вида

$$N = a_{n-1}2^{n-1} + \dots + a_i2^i + \dots + a_12^1 + a_02^0,$$

где i — номер разряда числа, а коэффициенты $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$ могут иметь только два значения: 0 или 1. Для представления такого числа в цифровом устройстве необходим набор из n элементов с двумя состояниями равновесия. Наиболее удобными элементами являются триггеры, число которых должно быть равно числу разрядов рассматриваемого двоичного числа. Одно из устойчивых состояний триггера принимают за 1, а другое — за 0. Совокупность триггеров, предназначенная для регистрации двоичного числа, и является регистром.

Функциональная схема простейшего регистра на триггерах, позволяющего записывать, хранить и в нужный момент считывать двоичное число, показана на рис. 5.29, а. Управление регистром осуществляется подачей напряжения на соответствующие шины.

В начальный момент времени, перед записью информации, подают напряжение на шину «Сброс», что устанавливает все триггеры ($T_1, T_2, \dots, T_n$) в состояние, соответствующее уровню логического 0 на выходе. Запись и считывание информации в регистре производятся одновременно по всем разрядам (регистр имеет n входов и выходов). Запись осуществляется через входные

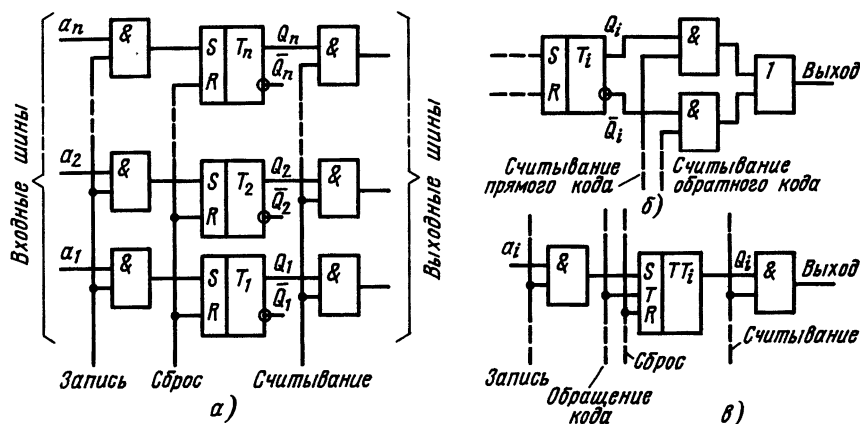


Рис. 5.29. Функциональная схема простейшего регистра на триггерах (а), с логическими элементами на входе (б), с использованием RST-триггеров (в)

логические элементы И. Логические сигналы, соответствующие коэффициентам записываемого числа a_i , подаются на входные шины, а затем поступает сигнал на шину «Запись». При этом логическая 1 проходит через те ячейки И, на входных шинах которых действует сигнал 1. Эти сигналы устанавливают соответствующие триггеры в положение 1. Считывание информации из регистра также осуществляется через ячейки И, связанные с выходами триггеров. Для считывания записанного двоичного числа N подается напряжение логической 1 на шину «Считывание». При этом срабатывают только те ячейки И, которые соединены с триггерами, на выходе которых имеется 1, и информация передается на выходные шины.

Как следует из описанного выше, информация о числе, записанном в регистре путем соответствующей установки триггеров, может сохраняться сколь угодно долго, т. е. регистр одновременно является устройством памяти. Кроме того, после считывания информация, записанная в регистре, сохраняется, т. е. считывание можно проводить несколько раз. Для записи новой информации (нового числа) все триггеры предварительно устанавливаются в нулевое положение.

За счет небольшого усложнения схемы регистра можно решить задачу «обращения» кода, которая встречается при обработке информации в двоичном коде. Обратным (инвертированным) кодом называют такую кодовую комбинацию, в которой все единицы начального (прямого) кода заменены нулями, а все нули — единицами. Можно заметить, что обратный код числа в регистре схемы рис. 5.29, а получается одновременно на инверсных выходах триггеров ($\bar{Q}$). Поэтому, добавив в каждый разряд регистра по одному логическому элементу И на выходе

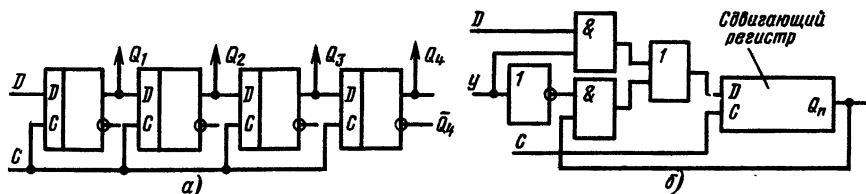


Рис. 5.30. Сдвигающие регистры:

а — 4-разрядный, б — кольцевой

и связав их с инверсными выходами триггеров (рис. 5.29, б), можно осуществить считывание и обратного кода. Существует и второй путь. Вместо RS -триггеров в регистре можно использовать RST -триггеры (рис. 5.29, в). Тогда при подаче сигнала на шину «Обращение кода», соединенную со счетными входами триггеров, происходит изменение состояния всех триггеров на обратное. Следовательно, если после сигнала, поданного на шину «Обращение кода», подать сигнал на шину «Считывание», то на выходных шинах появится информация в обратном коде. Если после этого на шину «Обращение кода» подать второй сигнал обращения, то произойдет преобразование информации снова в прямой код.

Кроме обращения кода при обработке двоичной информации возникает необходимость в сдвиге кода — перемещении в регистре всех разрядов двоичного числа на одинаковое число разрядов влево или вправо. Такие регистры называют *сдвигающими регистрами*. Простейший вариант схемы 4-разрядного сдвигающего регистра приведен на рис. 5.30, а, где использованы D -триггеры. Здесь входная информация вводится через вход D , а ее продвижение вправо происходит за счет тактовых сигналов. Например, на первом такте вводим информацию D_1 в триггер T_1 , т. е. после первого такта $Q_1 = D_1$. На втором такте вводим новую информацию D_2 на вход, тогда после второго такта $Q_1 = D_2$, $Q_2 = D_1$ и т. д. Последовательность работы отдельных триггеров за 8 тактов отражена в табл. 5.9. Рассматриваемый регистр состоит всего из четырех триггеров, поэтому он может хранить всего четыре бита информации и после четырех тактов можно либо осуществить параллельный вывод информации с выходов триггеров $T_1 - T_4$ (с выводов Q_1, Q_2, Q_3, Q_4), либо осуществить последовательный вывод с выхода Q_4 во время 5-го...8-го тактов. При этом информация, записанная в регистре, стирается.

Если необходимо осуществить последовательный вывод информации из сдвигающего регистра без ее стирания, нужно снова вводить данные с помощью обратной связи, что можно сделать в так называемых *кольцевых регистрах* (рис. 5.30, б). Сначала на управляющем входе Y поддерживается уровень

Таблица 5.9. Таблица функционирования четырехразрядного сдвигающего регистра

Номер такта	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
1	D_1	—	—	—
2	D_2	D_1	—	—
3	D_3	D_2	D_1	—
4	D_4	D_3	D_2	D_1
5	—	D_4	D_3	D_2
6	—	—	D_4	D_3
7	—	—	—	D_4
8	—	—	—	—

логической 1, обратная связь не действует и сдвигающий регистр работает так, как описано выше. За первые n тактов записывается n -разрядный код. Затем на управляющем входе устанавливают уровень логического 0, вход D блокируется, а на вход регистра поразрядно поступает записанный в регистре код. После n тактовых импульсов сдвигающий регистр вернется в исходное состояние. Изменив число тактовых импульсов, прошедших через кольцевой регистр, можно осуществить сдвиг как вправо, так и влево на любое число разрядов.

Следует отметить, что в реальных цифровых устройствах к сдвигающим регистрам предъявляются более сложные требования: возможность вводить информацию как последовательно, так и параллельно, сдвигать информацию за минимальное число тактов вправо и влево. Поэтому функциональные схемы реальных регистров, например регистров ЭВМ, оказываются сложнее рассмотренных.

Счетчики импульсов. Счетчиком импульсов называют устройство, осуществляющее счет числа входных импульсов и фиксирующее это число в каком-либо коде. После определенного числа импульсов счетчик обычно сбрасывается в исходное состояние и счет повторяется.

По своему назначению счетчики делятся на суммирующие, вычитающие и реверсивные. В *суммирующем счетчике* единичный сигнал на входе увеличивает значение кода на единицу, в *вычитающем счетчике* уменьшает код на единицу. *Реверсивный счетчик* в зависимости от управляющих сигналов может работать либо как суммирующий, либо как вычитающий.

Наибольшее распространение получили счетчики на триггерах, а самые простые из них представляют число входных импульсов в двоичном коде. Функциональная схема простейшего четырехразрядного суммирующего счетчика показана на рис. 5.31, а. Такие счетчики могут осуществлять счет до $N=2^n$, где n — число счетных триггеров. (В нашем случае $n=4$, а $N=16$.) Как следует из рис. 5.31, а, такой счетчик представляет собой цепочку триггеров, счетный вход каждого из которых подключен к выходу

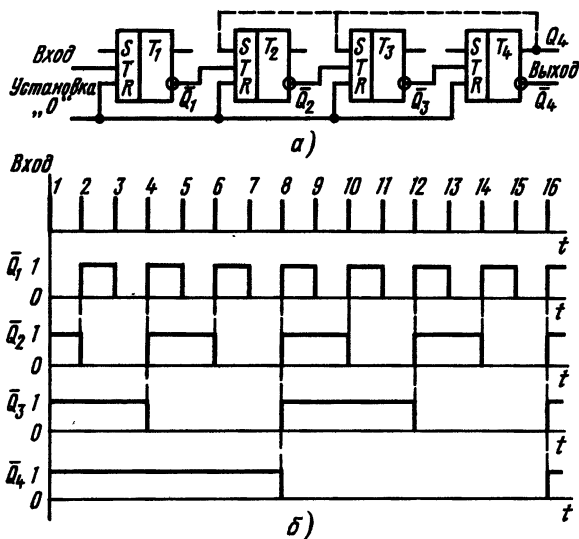


Рис. 5.31. Счетчик импульсов (а) и временные диаграммы (б)

предыдущего триггера. Так как триггер перебрасывается от перепада одного знака (либо от перепада 0, 1, либо от перепада 1, 0), каждый предыдущий триггер должен дважды поменять свое состояние, прежде чем переменит свое состояние последующий триггер, что иллюстрируется рис. 5.31, б.

Недостатками простейших двоичных счетчиков являются малое быстродействие и неудобство отсчета в тех случаях, когда такой счетчик стоит перед индикатором, которым пользуется человек. В последнем случае желательно, чтобы импульс на выходе цепочки триггеров возникал не после 16-го импульса на входе, а после 10-го, т. е. нужно иметь так называемые «декадные» счетчики. Такие декадные счетчики можно построить, введя в рассматриваемую схему обратные связи (показаны на рис. 5.31, а штриховой линией). Работа декадного счетчика при счете импульсов до восьмого ничем не отличается от работы двоичного счетчика. Когда приходит восьмой импульс, срабатывает триггер T_4 и на счетчике устанавливается двоичное число 1000. Одновременно на выходе Q_4 вырабатывается положительный перепад напряжения, который по цепи обратной связи подается на входы S_2 и S_3 триггеров T_2 и T_3 , что вызывает их новый перебор, в результате чего на счетчике устанавливается двоичное число 1110, что соответствует в десятичной системе числу 14. После прихода девятого импульса на декадном счетчике будет двоичное число 1111, после десятого импульса — 0000, а на выходе Q_4 сформируется положительный перепад напряжения, который может быть передан на следующую декаду.

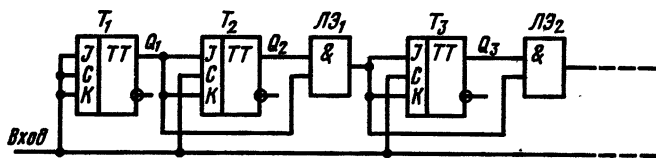


Рис. 5.32. Счетчик импульсов со сквозным переносом

Простейший суммирующий счетчик, схема которого показана на рис. 5.31, *а*, обладает малым быстродействием. Действительно, в любом счетчике перед приходом очередного импульса должны полностью закончиться переходные процессы. Поэтому быстродействие счетчика оценивают временем задержки — длительностью происходящих в нем переходных процессов. При последовательном вводе импульса время задержки счетчика t_3 определяется временем срабатывания нескольких триггеров и в худшем случае, по которому рассчитывается быстродействие, в n -разрядном счетчике $t_3 = nt_{\text{тр}}$, где $t_{\text{тр}}$ — время срабатывания одного триггера. Для повышения быстродействия счетчиков (уменьшения времени t_3) вместо последовательного используют параллельное переключение триггеров. Из временной диаграммы (рис. 5.31, *б*) видно, что срабатывание всех триггеров, кроме первого, происходит при поступлении на них входного импульса, соответствующего логической 1, и наличии логической 1 на выходах всех предыдущих триггеров. Такое переключение триггеров и осуществляют в счетчиках со сквозным переносом (рис. 5.32).

Работа такого счетчика происходит следующим образом. Допустим, что в начальный момент все триггеры были установлены в положение 0. Первый входной импульс, поступивший на входы синхронизации каждого триггера, переключит только триггер T_1 , у которого входы J , K и C объединены, из-за чего он переключается каждым входным импульсом. После окончания действия входного импульса на выходе Q_1 триггера T_1 установится уровень логической 1. Состояния всех остальных триггеров не изменятся, так как во время действия первого импульса на вторых входах всех логических элементов И был логический 0. Во время действия второго импульса снова изменится состояние триггера T_1 , но при этом на логическом элементе ЛЭ₁ будут логические 1 на обоих входах, следовательно, одновременно с триггером T_1 сработает и триггер T_2 . Во время действия третьего импульса снова окажутся «закрытыми» все элементы И, поэтому сработает только триггер T_1 . Во время действия четвертого импульса будут «открыты» ЛЭ₁ и ЛЭ₂, что вызовет одновременное срабатывание триггеров T_1 , T_2 , T_3 и т. д. Существенно, что задержка срабатывания любого триггера в схеме (рис. 5.32) никак не связана с задержками срабатывания остальных триггеров. Поэтому время задержки

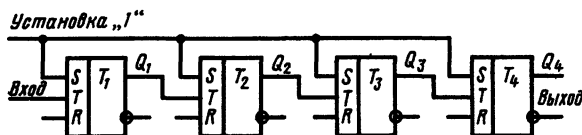


Рис. 5.33. Вычитающий счетчик

всего счетчика определяется временем срабатывания одного триггера, что и повышает его быстродействие.

Если необходимо, чтобы в счетчике результат уменьшался на единицу с приходом очередного импульса, нужен вычитающий счетчик. Схема вычитающего счетчика показана на рис. 5.33. Она отличается от схемы суммирующего счетчика (рис. 5.31, а) только связями между триггерами. В вычитающем счетчике сигнал, запускающий последующие триггеры, снимается с выходов Q , а не с выходов $\bar{Q}$. Перед началом работы все триггеры устанавливаются в состояние 1 подачей напряжения на шину «Установка 1», т. е. в нашем случае устанавливается 1111 (число 15). При поступлении первого входного импульса срабатывает триггер T_1 и переходит в состояние 0, а в счетчике оказывается записанным числом 1110 (число 14). При поступлении второго импульса срабатывают триггеры T_1 и T_2 и в счетчике оказывается записанным число 1101 (число 13) и т. д., т. е. каждый входной импульс уменьшает показания счетчика на единицу. Временная диаграмма работы такого вычитающего счетчика совпадает с рис. 5.31, б, только вместо $\bar{Q}_i$ надо рассматривать Q_i .

Одна из возможных схем реверсивного счетчика показана на рис. 5.34. Счетчик управляется сигналами реверса, имеющими постоянную величину, причем сигнал реверса парафазный: если на клемме a наблюдается сигнал логической 1, то на клемме b одновременно будет сигнал логического 0 и наоборот. Введение дополнительной логической схемы позволяет осуществлять управление последующими триггерами как с выхода $\bar{Q}$, так и выхода Q предыдущих триггеров. Действительно, если напряжение ло-

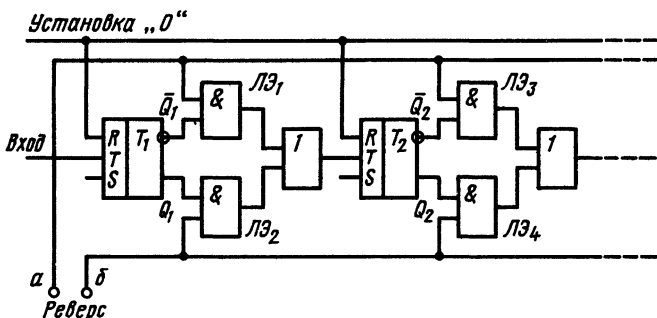


Рис. 5.34. Реверсивный счетчик

гической 1 подано на клемму a , то «открытыми» окажутся верхние (нечетные) схемы И, «закрытыми» нижние (четные) схемы И, триггеры будут управляться выходными напряжениями Q , а счетчик будет работать как суммирующий. Если напряжение логической 1 подано на клемму b , то «открытыми» будут нижние схемы И, «закрытыми» верхние схемы И, триггеры будут управляться выходными напряжениями Q , а счетчик будет работать как вычитающий.

Сумматоры. Сумматором называют устройство, предназначенное для сложения двух чисел. В цифровой технике наибольшее распространение получили сумматоры двоичных чисел, отличающиеся простотой и экономичностью. Сумматоры многоразрядных чисел строятся на основе одноразрядного сумматора. При этом, если применяется последовательный принцип, процесс суммирования состоит в многократном использовании одного и того же одноразрядного сумматора. Если используется параллельный принцип, операция суммирования одновременно выполняется несколькими одноразрядными сумматорами.

При сложении двух чисел независимо от системы счисления в общем случае в каждом разряде надо проводить сложение трех цифр: цифры данного разряда первого слагаемого; цифры данного разряда второго слагаемого; цифры переноса из соседнего младшего разряда. Поэтому сумматор должен иметь три входа. Так как в результате сложения в общем случае образуется сумма и цифра переноса в старший разряд, сумматор должен иметь два выхода. Восемь возможных вариантов, возникающих при сложении двух двоичных чисел, приведены в табл. 5.10.

Пользуясь табл. 5.10, можно составить булевы функции, описывающие одноразрядный сумматор. Это будут

$$S_i = a_i b_i P_i + a_i \bar{b}_i \bar{P}_i + a_i b_i \bar{P}_i + \bar{a}_i \bar{b}_i P_i; \quad (5.19)$$

$$P_{i+1} = a_i b_i + a_i P_i + b_i P_i.$$

Сумматор не обладает памятью, его выходные сигналы определяются только комбинацией цифр трех слагаемых,

Таблица 5.10. Таблица переключений сумматора

Перенос из младшего разряда P_i	Первое слагаемое a_i	Второе слагаемое b_i	Сумма S_i	Перенос в старший P_{i+1}
0	0	0	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	1	0	0	1
1	0	1	0	1
1	1	1	1	1

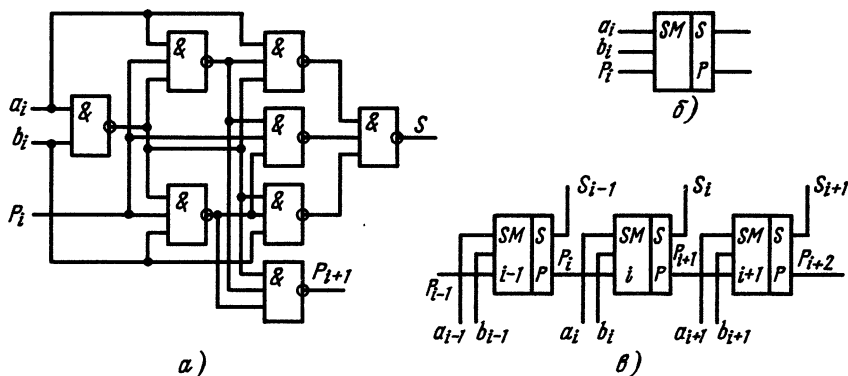


Рис. 5.35. Сумматор:

a — принципиальная схема; b — условное обозначение, θ — параллельный с последовательным переносом

действующих на его входе, т. е. он является комбинационной логической схемой. Поэтому, пользуясь методикой, изложенной в § 5.3, можно построить его принципиальную схему (рис. 5.35, a). Условное обозначение сумматора показано на рис. 5.35, b . Так как после снятия сигналов с входов сумматора сигналы на выходе также снимаются, выходной сигнал обычно поступает на регистр, где результат сложения фиксируется.

При параллельном сложении двух многоразрядных чисел на каждый разряд требуется свой сумматор. Число сумматоров оказывается равным числу разрядов, а выход каждого сумматора, на котором формируется сигнал переноса, должен быть соединен с входом сумматора соседнего старшего разряда (рис. 5.35, b). Такой сумматор, называемый *параллельным сумматором с последовательным переносом*, обладает невысоким быстродействием, которое связано с тем, что суммирование в каждом последующем разряде может производиться только после выработки сигнала переноса — после установления сигналов в предыдущем разряде. Это время определяется временем задержки в каждом одноразрядном сумматоре и количеством последовательно включенных сумматоров. Для увеличения быстродействия сумматоров используют более совершенные схемы сумматоров с так называемым *групповым переносом*.

Дешифраторы. Дешифратором называют устройство, предназначенное для распознавания различных кодовых комбинаций. Дешифратор имеет несколько входов и выходов, и каждому предусмотренному набору команд на входе соответствует появление сигнала только на одном определенном выходе. В цифровой технике необходимость в дешифраторе возникает каждый раз, когда нужно направить сигнал на шину, занумерованную n -разрядным двоичным кодом.

Рассмотрим принцип построения дешифратора на примере трехразрядного двоичного кода. В таком дешифраторе должно

Таблица 5.11. Таблица переключений трехразрядного дешифратора

X_1	X_2	X_3	F_0	F_1	F_2	F_3	F_4	F_5	F_6	F_7
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1

быть три входа и восемь выходных шин, так как в трехразрядном двоичном коде имеется $2^3=8$ различных кодовых комбинаций. Если обозначить входные переменные X_1, X_2, X_3 , а выходные $F_0, F_1, \dots, F_7$, то при i -м наборе входных переменных только на одном выходе будет 1 ($F_i=1$), а на остальных выходах дешифратора будут 0 (см. табл. 5.11).

На основании табл. 5.11 можно составить булевы функции для каждого выхода:

$$F_0 = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot \bar{X}_3; \quad F_4 = X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot \bar{X}_3;$$

$$F_1 = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3; \quad F_5 = X_1 \cdot \bar{X}_2 \cdot X_3;$$

$$F_2 = \bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3; \quad F_6 = X_1 \cdot X_2 \cdot \bar{X}_3;$$

$$F_3 = \bar{X}_1 \cdot X_2 \cdot X_3; \quad F_7 = X_1 \cdot X_2 \cdot X_3.$$

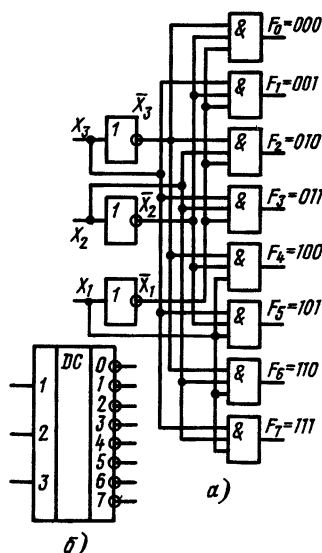


Рис. 5.36. Схема дешифратора (а) и его условное обозначение (б)

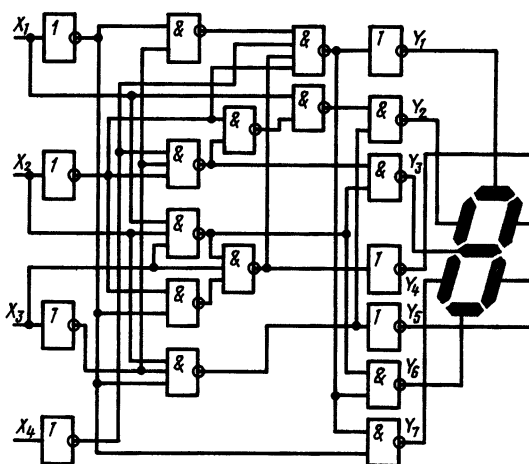


Рис. 5.37. Дешифратор двоичного кода в семисегментный

Таблица 5.12. Таблица истинности дешифратора двоичного кода в семисегментный

X_4	X_3	X_2	X_1	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1

Как видно из приведенных выше функций, дешифратор должен иметь три инвертора (для получения $\bar{X}_1$, $\bar{X}_2$, $\bar{X}_3$) и восемь трехвходовых логических элементов И (рис. 5.36, а). Сигнал на выходе соответствующего логического элемента И появляется только тогда, когда на всех его входах имеются логические 1, а это будет только при кодовой комбинации, указанной на каждом входе. Условное обозначение трехразрядного дешифратора показано на рис. 5.36, б.

Широко применяют также дешифраторы двоично-десятичных кодов в семисегментный код. Такие дешифраторы применяют в устройствах визуальной индикации десятичных цифр на световых табло, в которых используются светодиоды, индикаторы на жидких кристаллах, электролюминесцентные или электровакуумные приборы. Логическое функционирование такого дешифратора показано в табл. 5.12, где выходы $Y_1 - Y_7$ соответствуют семи сегментам индикатора, причем каждый сегмент светится при потенциале, равном нулю ($Y_i = 0$).

Принципиальная схема дешифратора двоичного кода в семисегментный показана на рис. 5.37.

ГЛАВА 6

МИКРОПРОЦЕССОРЫ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для современной радиоэлектроники характерно постоянное усложнение решаемых ею задач и связанное с этим усложнение радиоэлектронной аппаратуры — в среднем на порядок за десятилетие. Так, если радиопередатчик в 1920 г. имел 10...20 элементов, радиоприемник в 1930 г. — 100...200 элементов, то осциллограф в 1940 г. — 1000...2000 элементов, передающая телевизионная аппаратура в 1950 г. имела уже 10...20 тыс.

элементов, универсальные электронно-вычислительные машины в 1960 г. — 100...200 тыс. элементов, а в современных радиоэлектронных комплексах, содержащих ряд сложных устройств, общее число элементов измеряется миллионами.

Рост числа элементов в любом устройстве неизбежно ведет не только к увеличению габаритов, массы и стоимости, значительному усложнению его изготовления и эксплуатации, но главное — к резкому снижению надежности работы такого устройства. Именно это и произошло с радиоэлектронной аппаратурой. На первом этапе развития радиоэлектроники основными элементами ее аппаратуры были резисторы, конденсаторы, индуктивные катушки, трансформаторы, электровакуумные, а позже полупроводниковые приборы. При изготовлении РЭА определенный набор таких дискретных элементов, а все они представляют собой конструктивно законченные детали, сначала располагался и закреплялся на шасси. Затем, в соответствии с электрической схемой, выводы этих деталей соединяли между собой с помощью пайки.

Пока РЭА была простой, а число деталей и паяных соединений между ними невелико, надежность такой аппаратуры была достаточно высокой. Когда же число элементов РЭА стало измеряться тысячами, ее надежность значительно уменьшилась, причем самым слабым местом конструкции оказались электрические контакты между деталями. Это заставило разработчиков радиоэлектронной аппаратуры заняться вопросами ее надежности. Первым шагом в решении проблемы повышения надежности РЭА был переход к конструктивно законченным узлам — сначала модулям, а затем и к микромодулям. Как те, так и другие изготавливали на специализированных предприятиях, где, используя новые технологические приемы, удалось повысить качество контактов внутри модулей (микромодулей). Это уменьшило число паяных соединений в РЭА (теперь уже нужно было соединять только выводы между модулями), что позволило увеличить надежность аппаратуры в целом. Дальнейшее совершенствование конструкций таких модулей и соединений между ними привело к возникновению целого научно-технического направления — микроэлектроники, основным продуктом которой стали интегральные микросхемы, позволяющие создавать малогабаритные, экономичные и весьма надежные устройства. А это открыло перед разработчиками РЭА необычайно широкие возможности.

В современных интегральных схемах не только полупроводниковые приборы, резисторы и конденсаторы, но и соединительные проводники между ними создаются в едином и весьма совершенном технологическом цикле. А за счет того, что число внешних выводов, с помощью которых такие ИС соединяются с остальными элементами РЭА, делается минимальным, надежность РЭА на ИС оказывается высокой. Однако стоимость ИС, изготовленных в условиях единичного производства, очень высока, так как разработка любой новой интегральной схемы, подготовка и изготовление технологической оснастки для ее производства весьма дороги. Поэтому при создании РЭА на ИС пришлось изменить принцип построения такой аппаратуры — ее стали собирать из стандартных узлов, число типов которых подбирали

минимальным, а из полного набора можно было создавать устройства, выполняющие любые заранее заданные функции. Такая РЭА представляет собой комбинации ограниченного числа стандартных ИС, каждая из которых изготавливается в условиях массового производства. Тогда затраты на разработку любой стандартной интегральной схемы и подготовку к ее изготовлению «распределяются» на каждую ИС и ее стоимость оказывается невысокой, а следовательно, и вся радиоэлектронная аппаратура на ИС — достаточно дешевой.

Первыми электронными устройствами, где описанный метод конструирования нашел широкое применение, оказались цифровые электронно-вычислительные машины. Когда были созданы ИС малой степени интеграции, в ЭВМ стали применять стандартные схемы — логические элементы НЕ, ИЛИ и И (см. § 5.5). По мере роста степени интеграции и возрастания сложности схем ИС появилась возможность создания стандартных узлов, сначала триггеров различных видов, а затем регистров, сумматоров, счетчиков и др. Когда же стали изготавливать большие и особенно сверхбольшие интегральные схемы, содержащие тысячи и десятки тысяч транзисторов на одном кристалле, встал вопрос выбора стандартных устройств, который сначала натолкнулся на большие трудности, так как чем больше элементов содержит устройство, тем более узко оно специализировано. Из резисторов, конденсаторов и полупроводниковых приборов можно создать любое радиоэлектронное устройство, из логических элементов только цифровые устройства, а из регистров, сумматоров, счетчиков и других подобных элементов — только ЭВМ. Поэтому первоначальное внедрение БИС шло очень медленно из-за их высокой стоимости относительно длительного времени разработки, низкого уровня гибкости (чрезвычайно трудно изменить спецификацию БИС даже в очень небольших пределах). Это привело к тому, что на первом этапе пытались создавать БИС для устройств определенного вида, которые можно изготавливать большим «тиражом», — электронные часы, микрокалькуляторы и др. Но это не позволяло полностью использовать возможности БИС хотя бы потому, что «тираж» любого такого устройства всегда ограничен. Выход был найден, когда стали изготавливать БИС, функционирование которых управляется внешней программой.

Большая часть современных электронных устройств имеет «жесткие» внутренние связи и работает, выполняя строго определенные функции (усилитель усиливает входной сигнал, выпрямитель преобразовывает переменное напряжение в постоянное, счетчик считает число входных импульсов и т. д.), в соответствии с заложенной в них «аппаратным способом» внутренней программой. Чтобы изменить работу таких устройств, нужно менять их схему. Но можно создать и принципиально другие электронные

устройства, работа которых происходит под воздействием внешних электрических сигналов, т. е. устройства, функционирование которых управляется внешней программой. Для изменения работы такого устройства не надо менять его схему, достаточно изменить лишь программу его работы. Именно устройством такого типа, где удачно реализуется новая идея функционирования РЭА, и является микропроцессор (МП)—устройство, изготовленное в виде одной или нескольких БИС и представляющее собой центральный процессор электронной цифровой вычислительной машины. В качестве самостоятельного устройства МП не может быть использован. Он работает только в совокупности с набором других внешних устройств, в которых находится программа его работы. Универсальность МП заключается в том, что в зависимости от конкретной задачи изменяется программа работы микропроцессора. Это позволяет решать самые разные задачи на одной и той же схеме (на одном и том же МП).

В связи с тем, что микропроцессор является центральным узлом ЭВМ, прежде чем рассматривать его работу, необходимо кратко охарактеризовать функционирование цифровых электронно-вычислительных машин.

Современные ЭВМ в значительной степени копируют работу человека при выполнении им различных расчетов. Действительно, при грамотно организованной работе человек проводит вычисления следующим образом. Сначала на листе бумаги он выписывает расчетные формулы, затем записывает исходные данные, вычерчивает таблицу для занесения промежуточных и конечных результатов. Сам процесс вычислений заключается в том, что человек с листа бумаги переносит на счетную машину числа, участвующие в очередной операции, запускает ее на выполнении нужной математической операции, а после этого полученный результат вносит в таблицу на листе бумаги.

Такой процесс вычислений можно определить как взаимодействие трех устройств: запоминающего, счетного и управляющего. Запоминающим устройством в рассматриваемом случае служит лист бумаги, который хранит программу вычислений (расчетные формулы), исходные данные (начальные значения чисел), промежуточные и конечные результаты (тоже числа). Счетным устройством, выполняющим математические операции над числами, служит счетная машина (арифмометр, микрокалькулятор и др.). Роль управляющего устройства играет человек, который осуществляет весь вычислительный процесс: выбирает последовательность вычислений, переносит информацию с листа бумаги на счетную машину и обратно, заставляет ее выполнять нужные математические операции. Скорость такого расчета, очевидно, определяется человеком, так как время, затрачиваемое им на ввод чисел в счетную машину, включение нужной математической операции, считывание результата и его перенос на бумагу, оказывается очень большим по сравнению с временем счета.

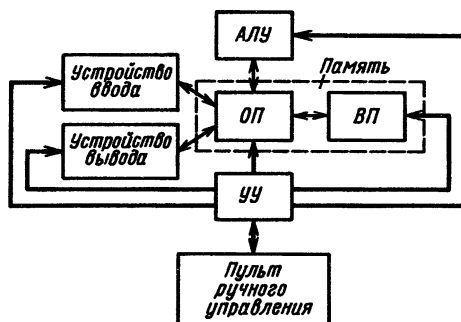


Рис. 6.1. Структурная схема ЭВМ

Увеличение быстродействия счетной машины ничего не меняет. Для увеличения общего быстродействия нужно заменить человека быстродействующими устройствами управления процессом счета и использовать быстродействующую память. Именно это и сделано в современных ЭВМ, которые содержат следующие основные устройства: арифметико-логические; запоминающие; управления; ввода-вывода; системы сопряжения блоков (интерфейс) и пульта ручного управления (рис. 6.1).

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) служит для преобразования данных, которые представляются в виде машинных слов — двоичных чисел определенной длины. В результате работы АЛУ данные изменяют свои значения. Набор операций, выполняемых АЛУ, в каждой конкретной ЭВМ различен, но типичными являются: сложение, вычитание, логические операции И, ИЛИ, НЕ, ИЛИ — НЕ, сравнение чисел, сдвиг вправо, сдвиг влево, приращение положительное и отрицательное.

Память ЭВМ — совокупность устройств, служащих для приема, хранения и выдачи информации (представляется в виде двоичных чисел). Отдельные устройства, входящие в эту совокупность, называют запоминающими устройствами (ЗУ). Основными характеристиками ЗУ являются емкость памяти и ее быстродействие. Емкость памяти ЗУ определяется максимальным количеством данных, которые могут в нем храниться. Так как каждый разряд двоичной записи числа называют *битом* (от английских слов binary digit — двоичная единица), а 8 бит называют *байтом*, то емкость памяти ЗУ обычно выражают в кило- или мегабайтах. Быстродействие ЗУ определяется временем, затрачиваемым на поиск нужной информации (время обращения к памяти при считывании), и временем, требуемым на запись информации (время обращения к памяти при записи).

К памяти ЭВМ предъявляются противоречивые требования: большого объема и высокого быстродействия, поэтому в большинстве случаев ЗУ состоит из двух существенно отличающихся по своим характеристикам частей: быстродействующей оператив-

ной памяти (ОП) и сравнительно медленно действующей, но способной хранить большой объем информации внешней памяти (ВП). Непосредственно в вычислительном процессе участвует только оперативная память, и лишь после окончания определенных этапов вычислений происходит обмен информацией между оперативной и внешней памятью.

Устройство управления (УУ) без участия человека управляет вычислительным процессом, указывает ОП, какие машинные слова надо передать в АЛУ или другие устройства, включает и выключает АЛУ, помещает промежуточные результаты в ОП. Работает УУ по программе, записанной в памяти ЭВМ и определяющей порядок пошаговой процедуры решения конкретной вычислительной задачи.

Для приема и передачи внешней для ЭВМ информации служат *устройства ввода-вывода*. Типичным устройством такого вида является буквенно-цифровой дисплей на электронно-лучевой трубке. На экране дисплея, подобном экрану телевизора, высвечиваются буквы и цифры, а панель с клавиатурой служит для ввода данных в ЭВМ.

Современные ЭВМ проектируются на основе модульного принципа, а все их устройства соединяются между собой с помощью сопряжений. Систему сопряжения блоков ЭВМ называют *интерфейсом*. Интерфейс служит для передачи данных внутри ЭВМ и представляет собой систему унифицированных шин (многожильных кабелей) и электронных схем, с помощью которых согласуется работа всех блоков электронной вычислительной машины.

Наконец, в каждой ЭВМ имеется *пульт ручного управления*, позволяющий оператору управлять работой машины.

В больших ЭВМ самым дорогим, быстродействующим и сложным является арифметико-логическое устройство. Остальные блоки по существу призваны лишь загружать АЛУ работой — вычислениями. Если такой ЭВМ поручить невычислительную работу, то это окажется совершенно неэффективным. Поэтому в конце 60-х годов появилась новая разновидность вычислительных машин — малые или мини-ЭВМ, а затем, после появления микропроцессоров, и микроЭВМ. При этом слово «мини» или «микро» означает не миниатюрный (хотя эти машины, конечно, значительно меньше больших ЭВМ — шкаф или настольный прибор вместо зала), а минимальный, предельно ограниченный по своим вычислительным возможностям комплекс аппаратуры.

Главные отличия мини- и микроЭВМ от больших ЭВМ: короткое машинное слово и простое АЛУ; наращиваемость и открытость для сопряжения с другим оборудованием; способность непосредственно взаимодействовать с внешним миром; надежность, портативность и возможность работать в более тяжелых условиях, чем большие ЭВМ.

Мини- и микроЭВМ значительно более универсальны по сравнению с большими ЭВМ, причем замечательно то, что их универсальность достигается не путем введения в большую ЭВМ каких-либо дополнительных устройств, а, наоборот, путем изъятия из нее того, что служит ее вычислительной специализацией. Сокращение длины машинного слова не только упрощает АЛУ и устройства памяти, но и снижает цену ЭВМ, ее физические размеры, потребляемую мощность, упрощает обслуживание, повышает эксплуатационную надежность.

Мини-ЭВМ оказались одним из самых значительных достижений вычислительной техники, которые произвели ее поворот от обособленного развития к широкому и массовому внедрению во все сферы жизни. Особенно бурно этот процесс начался с появлением микропроцессоров. Комплексная автоматизация производства, научных исследований и систем обслуживания, которая оказалась непосильной для больших ЭВМ, успешно и с поразительным экономическим эффектом решается на базе микропроцессоров, которые уже сейчас освоили сотни самых различных специальностей — от управления станками и проведения программируемых экспериментов до автоматизированного редактирования книг и наблюдения за состоянием больного. Использование микропроцессорных комплектов обеспечивает достижение исключительно высоких технико-экономических показателей и расширяет функциональные возможности соответствующих устройств и систем.

Микропроцессорные комплекты сравнительно дешевы и быстро окупаются, поэтому спрос на них непрерывно растет. Быстрое увеличение их выпуска и острая конкуренция приводят к снижению цен на них (примерно на 20% в год), что расширяет сферы применения МП, а это опять стимулирует дальнейшее увеличение их выпуска и модернизацию производства.

В чем же секрет эффективности микропроцессоров? Почему значительно более мощные, быстросействующие и выполняющие несравненно более сложные операции большие ЭВМ менее эффективны? Однозначного ответа на этот вопрос нет, но, по-видимому, главное состоит в том, что в микропроцессорных комплектах реализуется принципиально отличное от традиционного понимание сущности и назначения вычислительной машины. В традиционном представлении ЭВМ это математический инструмент, в огромной степени увеличивающий способности человека проводить сложнейшие вычисления. При этом все замыкается на человека, который программирует работу ЭВМ и вводит в нее данные, подлежащие расчету. Малейший изъян в методе вычислений или в его программной реализации, даже просто случайные ошибки приводят к тому, что результат, полученный с помощью высокоточных машинных операций, может оказаться совершенно неверным (хорошо, если эту ошибку удастся обнаружить). Микропроцессорные комплекты можно использовать как кибернетический инструмент, систематически корректирующий свою деятельность при помощи обратной связи, и именно в этом заложена возможность его высокой эффективности.

Микропроцессорные комплекты обладают свойствами универсальных устройств, что позволяет применять средства и методы цифровой обработки данных и цифрового управления в таких областях науки и техники, где ранее их использование было экономически неоправданным. Но применение МП, как и всякой вычислительной техники, связано и с аппаратными средствами, и с программным обеспечением. Поэтому проектировщик устройств на микропроцессорах должен быть разносторонним специалистом, не только хорошо знающим ту область техники, для которой разрабатывается конкретное цифровое устройство, но и знакомым с особенностями микропроцессоров и достаточно основательно разбирающимся в программах для ЭВМ. Последнее связано с тем, что вопросы сопряжения отдельных блоков с микропроцессором часто не представляют принципиальных трудностей, а основное содержание проектирования МП комплектов связано с программированием.

6.2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА МИКРОПРОЦЕССОРА

Микропроцессором называют центральный процессор ЭВМ, выполненный на БИС и являющийся функционально законченным программно-управляемым малоразрядным устройством обработки данных, представленных в цифровой форме.

В настоящее время МП являются такими же стандартными узлами радиоэлектронной аппаратуры, какими за несколько лет до этого стали логические элементы, триггеры, счетчики, регистры и т. д. По своим функциональным возможностям МП могут быть использованы для решения очень широкого круга задач как вычислительного, так и невычислительного характера. Микропроцессор вместе с ЗУ и другими ИС, обеспечивающими его работу и сопряжение с внешними устройствами, составляет микропроцессорный комплект (МПК), на основе которого создаются устройства типа микроЭВМ.

Один из возможных вариантов структурной схемы микропроцессора приведен на рис. 6.2. (Данная схема не соответствует конкретной модели МП, но она содержит все типовые блоки, имеющиеся в большинстве микропроцессоров.) Из рисунка видно, что МП состоит из арифметико-логического устройства (АЛУ), регистров, устройства (схемы) управления и внутренней шины данных.

Арифметико-логическое устройство выполняет одну из главных функций микропроцессора — обработку информации, проводя арифметические и логические операции над данными, представленными в виде машинных слов.

Регистры являются быстродействующей оперативной памятью МП. Каждый из них способен хранить одно машинное слово

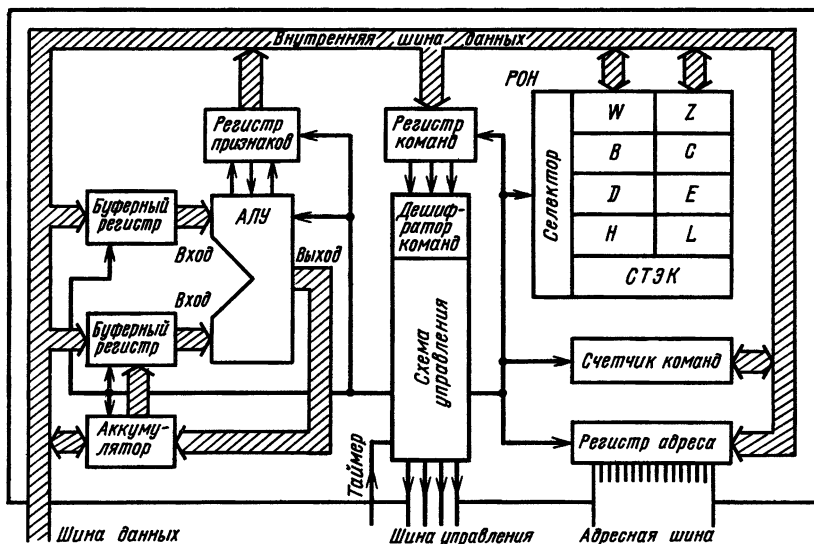


Рис. 6.2. Структурная схема микропроцессора

(в рассматриваемом случае двоичное число длиной 8 бит или 1 байт). Количество регистров и их назначение зависят от конкретной схемы микропроцессора. Обычно МП имеют шесть основных специализированных регистров: аккумулятор, счетчик команд, адреса памяти, команд, признаков и буферные, а также регистры общего назначения (РОН).

Устройство управления следит за последовательностью функционирования всех звеньев не только микропроцессора, но и всего микропроцессорного комплекта. Внутренняя шина данных соединяет между собой АЛУ и все регистры, осуществляя передачу данных внутри микропроцессора.

На рис. 6.2 АЛУ имеет два входных порта, обозначенных «Вход», и один выходной порт — «Выход». Назначение входных портов — ввод слов данных в АЛУ, а выходного порта — вывод слова, обработанного в АЛУ. В зависимости от выполняемой операции АЛУ работает либо с двумя словами, либо с одним словом. Например, при сложении требуется два слова данных, а при инвертировании (когда в слове данных все нули заменяются единицами, а все единицы — нулями) операция проводится только с одним словом. Каждый порт АЛУ соединен с внутренней шиной данных не непосредственно, а через буферные устройства. Для входных портов это буферные регистры, а для выходного порта — аккумулятор. АЛУ микропроцессоров (по сравнению с АЛУ больших ЭВМ) часто выполняет только операцию сложения двоичных чисел, представленных одним машинным словом, что соответствует всего 3...4 десятичным разрядам (это

в 3...5 раз меньше, чем в больших ЭВМ). Все другие математические действия реализуются с помощью подпрограмм, причем обычно допускается программировать удвоенную или даже утроенную длину слова.

Аккумулятор является главным регистром МП при различных манипуляциях с данными. Большинство операций, которые выполняют АЛУ, проводятся с использованием аккумулятора. Если АЛУ оперирует с двумя словами, одно из них предварительно помещается в аккумулятор. В аккумуляторе размещается результат операции, выполненной в АЛУ. Он же используется для программируемой передачи данных из одной части микропроцессора в другую. Эта передача обычно выполняется в два этапа: сначала осуществляется пересылка данных из источника в аккумулятор, а затем из аккумулятора в пункт назначения. Кроме того, некоторые действия над данными могут непосредственно осуществляться в аккумуляторе. Например, аккумулятор может быть очищен путем записи нулей во все его разряды, установлен в единичное состояние путем записи единиц во все его разряды. Содержимое аккумулятора можно сдвигать вправо и влево, получать инвертированные значения. Для выполнения всех операций, как показано на рис. 6.2, аккумулятор соединен с АЛУ, с одним из буферных регистров и с внутренней шиной данных. Количество разрядов аккумулятора в большинстве МП соответствует длине машинного слова микропроцессора. Однако некоторые МП имеют аккумуляторы двойной длины. Такие аккумуляторы можно рассматривать либо как одно устройство, либо как два отдельных аккумулятора. В первом случае аккумулятор с двойной длиной слова позволяет записывать результаты действий, выполненных АЛУ, с большей точностью, во втором случае появляется дополнительная возможность более «гибкого» программирования работы микропроцессорного комплекта.

Одним из наиболее важных регистров МП является *счетчик команд*. Он следит за тем, какая команда выполняется микропроцессором, а какая подлежит выполнению следующей. Согласно рис. 6.2 счетчик команд соединен с внутренней шиной данных и теоретически может получать данные об адресах, где записаны соответствующие команды, из любого блока МП, но на практике большинство адресов команд поступает из памяти МПК. В связи с тем, что объем оперативной памяти микропроцессорных комплектов, как правило, равен 64 Кбайт, а команды могут быть записаны в любой из ее 65536 ячеек, то, чтобы обратиться к любому из этих адресов, счетчик команд должен располагать 16 двоичными разрядами. Поэтому под счетчик команд на рис. 6.2 отведено два регистра, каждый длиной 1 байт.

Перед выполнением программы счетчик команд загружается числом, соответствующим адресу в оперативной памяти микропроцессорного комплекта, где содержится первая команда про-

граммы. Этот адрес посылается из счетчика команд в *регистр адреса памяти*, всегда имеющий ту же длину, что и счетчик команд. Регистр принимает адрес первой команды и передает его по адресной шине в память МПК. Содержимое памяти по этому адресу является командой. Память пересылает эту команду в специальный регистр — *регистр команд*, и одновременно (после извлечения команды из памяти) дается приращение содержимому счетчика команд, в котором появляется адрес следующей команды, которую будет выполнять микропроцессор. Регистр адреса памяти подключен к внутренней шине данных МП, и его содержимое может меняться не только пересылкой данных из счетчика команд, но и с помощью пересылки данных из любого другого регистра МП.

Регистр команд получает команду из памяти МПК. После этого дешифратор команд «читает» содержимое регистра команд и устройство управления сообщает микропроцессору, что нужно делать для выполнения заданной команды. Число разрядов регистра команд может быть равно длине машинного слова МП, а может быть и меньше (всего 3, 4 разряда).

Регистр признаков служит для регистрации определенных моментов при вычислениях, проводимых АЛУ, таких, например, как перенос единицы в младший значащий разряд следующего байта, появление нуля, изменение знака, переполнения и четности. Это упрощает программирование ряда операций, выполняемых АЛУ, и позволяет, в частности, организовывать работу МПК таким образом, чтобы при определенных условиях порядок выполнения программы менялся в зависимости от полученных результатов.

Буферные регистры предназначены для временного хранения данных, поступающих в АЛУ. Необходимость в таких регистрах вызвана тем, что АЛУ не имеет своего запоминающего устройства, а по внутренней шине данных «циркулируют» машинные слова, многие из которых не имеют отношения к работе АЛУ.

Наконец, все микропроцессоры имеют *регистры общего назначения* (РОН), которые значительно расширяют вычислительные возможности МП. Они могут использоваться для временного хранения данных — машинных слов, соответствующих промежуточным результатам вычислений, и играть роль сверхбыстродействующей оперативной памяти. В этом случае любой из регистров общего назначения используется отдельно. РОН могут использоваться и для промежуточной записи адресов ячеек памяти МПК, и для арифметических операций с двойной точностью. Тогда РОН используются парами (BC, DE, HL) и играют роль регистров двойной длины (16 бит = 2 байта). В связи с тем, что АЛУ микропроцессоров выполняют только простейшие операции, для более сложных операций (например, умножения, деления и др.) предусматривается введение подпрограмм (см.

§ 6.3), работа которых организуется с помощью стэка — специально организованной «магазинной» (по аналогии с магазином винтовки) системы памяти. Для работы со стэком имеется указатель стэка — 16-разрядный регистр, в который заносятся адреса первых команд соответствующих подпрограмм.

Схема управления, как уже отмечалось, поддерживает требуемую последовательность операций, выполняемых всеми звеньями не только микропроцессора, но и всего микропроцессорного комплекта. При выполнении любой команды в схеме управления синхронно с генератором тактовых импульсов сначала генерируется сигнал, по которому из памяти МПК извлекается команда, затем схема управления вырабатывает ряд сигналов, определяющих порядок пошаговой процедуры выполнения этой команды. Для управления работой микропроцессорного комплекта схема управления соединена со всеми блоками МПК специальной шиной управления и линией связи с генератором тактовых импульсов (таймером). В качестве источника тактовых импульсов используют кварцевый генератор — внешний или внутренний (встроенный в МП).

Внутренняя шина данных представляет собой линию двусторонней связи между всеми регистрами МП и содержит восемь проводов (по числу разрядов в машинном слове МП). Каждый регистр МП всегда подключен к внутренней шине данных, но воспользоваться ею он может только после получения соответствующего сигнала из схемы управления. При передаче данных из одного регистра в другой «открываются» только эти регистры, а остальные остаются «закрытыми». Данные из регистра-источника возбуждают шину данных (на соответствующих ее проводах появляются единичные и нулевые потенциалы), что переводит регистр-приемник в такое же положение, что и регистр-источник. После команды из схемы управления оба регистра «запираются», а в регистре-приемнике необходимый отрезок времени хранится определенное машинное слово.

6.3. ПОНЯТИЕ О ПРОГРАММИРОВАНИИ

Как следует из изложенного выше, для работы микропроцессорного комплекта (так же, как и для работы любой ЭВМ), кроме аппаратных средств важна программа — точное и подробное описание последовательности действий (команд), которые вычислительная машина должна выполнить, для решения поставленной задачи. При этом необходимо подчеркнуть два важных принципиальных обстоятельства.

Во-первых, любая вычислительная машина выполняет только то, что ей предписал программист, и не более. Если неизвестно, как решать задачу, то программирование последней для решения

на ЭВМ бессмысленно — машина не может выводить новые уравнения и «придумывать» способы решения задачи. Это не означает, что программист заранее знает ответ на поставленный вопрос, но он обязан знать ход решения задачи.

Во-вторых, программист должен уметь «говорить» с машиной, т. е. описывать ход решения задачи таким образом, чтобы машина была в состоянии его выполнить.

Изложенное говорит о том, что перед любым пользователем ЭВМ возникают две проблемы. Сначала он должен продумать подробный ход решения задачи, который может быть реализован на электронной вычислительной машине, а затем описать его на понятном для ЭВМ языке. Результат такого описания решения задачи называют *алгоритмом*, а алгоритм, представленный в виде машинных команд, осуществляющих решение поставленной задачи, — *программой*.

Программа — это последовательность команд, которые хранятся в памяти машины и выбираются из нее для исполнения по мере надобности. При этом последовательность выполнения команд задается порядком их записи, а одновременное выполнение двух или нескольких команд не допускается. Поскольку в памяти ЭВМ хранится только двоичная информация, для работы машины команды должны обязательно быть представлены в двоичной форме (в виде определенного специфического для данной машины набора двоичных кодов — набора команд машины).

Подобную форму записи программ называют *машинным (машинно-ориентированным) языком*. Непосредственное программирование на машинном языке достаточно сложно, так как это требует от программиста хороших знаний особенностей организации конкретной ЭВМ, а при составлении программы он должен не только помнить все двоичные коды машинных команд этой ЭВМ, но и четко следить как за адресацией выполняемых команд, так и за всеми данными, которые обрабатываются машиной на каждом шаге выполнения программы. Для облегчения программирования используют *символический язык программирования (ассемблер)*, где команды и адреса представляются с помощью алфавитно-цифровых символов, имеющих мнемонический смысл, что облегчает их запоминание. Еще большие удобства при программировании создают *алгоритмические языки высокого уровня* (проблемно-ориентированные языки). Алгоритм решения задачи на языке высокого уровня состоит из последовательности операторов, которые принадлежат к четырем различным типам. Первые определяют математические действия, вторые — порядок ввода и вывода информации, третьи служат для изменения порядка выполнения операций, а четвертые лишь содержат информацию об алгоритме, но никаких действий не определяют. На языке высокого уровня программа пишется

исходя из существа задачи, по ней четко прослеживается алгоритм решения, и она носит универсальный характер, так как никак не привязана к конкретной ЭВМ.

После составления программы на символическом языке или любом языке высокого уровня (БЕЙСИК, ФОРТРАН или ПЛ/М, которые используются для программирования работы МПК) ее необходимо перевести (транслировать) на машинный язык — получить *рабочую программу*, для чего в каждой ЭВМ предусматривается обязательное устройство — *транслятор*. Обычно программа на ассемблере состоит из совокупности операторов, каждый из которых, как правило, переводится одной машинной командой, поэтому устройство трансляции для такого «перевода» (оно также называется ассемблером) оказывается относительно простым. Транслятор с языка высокого уровня более сложен, а машинные команды, полученные после трансляции любого языка высокого уровня, оказываются более длинными, чем в ассемблере. Последнее является существенным недостатком, так как оттранслированные с языка высокого уровня рабочие программы требуют для хранения большего объема памяти.

Еще большей общностью представления алгоритма отличаются блок-схемы — условные графические изображения последовательности операций, в которых команды, называемые блоками, соединены между собой линиями потока (стрелками). Различают четыре типа блоков, каждый из которых имеет один или несколько входов или выходов (рис. 6.3). Стрелками обозначают направление хода вычислений. Блок овальной формы с текстом внутри «Начало» (START) или «Конец» (STOP) используют для обозначения начала и конца алгоритма. Блок в виде косоугольника применяют для обозначения ввода и вывода данных. Блок в форме прямоугольника символизирует выполнение определенной операции по обработке данных, а текст внутри него содержит краткое описание этой операции. Блок, имеющий форму ромба, используют для обозначения проверки выполнения того или иного условия с целью принятия решения о направлении последующего хода вычислений. Внутри такого блока записывают условие, подлежащее проверке в той точке алгоритма, где размещается данный блок, а возможные результаты проверки указывают на линиях, выходящих из блока. Преимущества блок-схем состоят в том, что они не связаны не только с конкретной ЭВМ, но и с любым языком программирования, а содержат лишь основные вычислительные идеи. Поэтому блок-схемы особенно удобны для анализа структуры вычислительных методов, их проверки и усовершенствования.

Наиболее рациональный путь разработки сложной программы для ЭВМ разбивается на три этапа. На первом алгоритм решения задачи ищется и отрабатывается с помощью блок-схемы. На втором этапе составляется и корректируется программа на

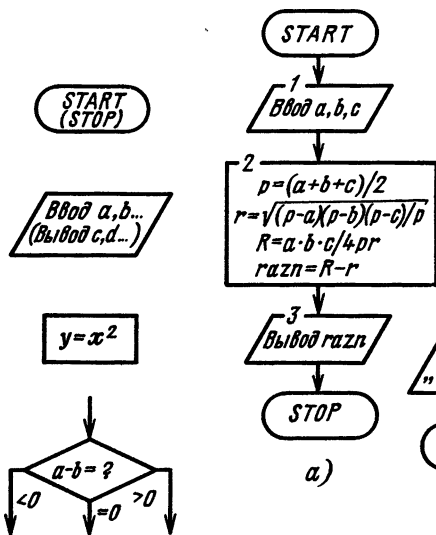


Рис. 6.3. Элементы блок-схем программы ЭВМ

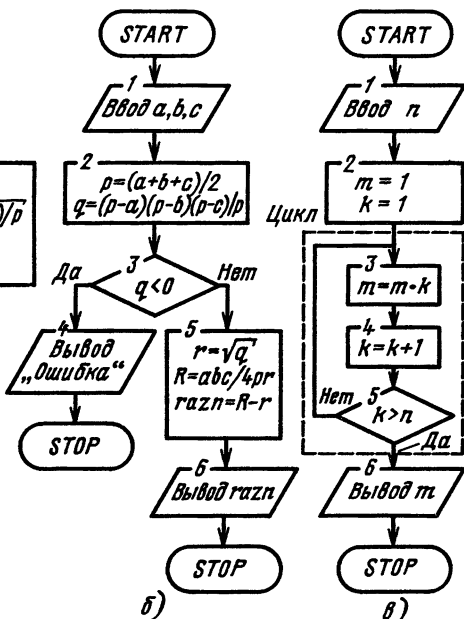


Рис. 6.4. Блок-схема алгоритма вычисления разности радиусов описанной (а) и вписанной в треугольник (б) окружностей и алгоритм вычисления факториала (в)

одном из языков, который может быть непосредственно «понят» машиной или «понят» ею после «перевода». На третьем этапе проводится отладка рабочей программы. Для этого программу загружают в машину и пытаются ее выполнить — провести так называемый контрольный просчет. Ошибки, которые неизбежно обнаруживаются при отладке, исправляют. Для упрощения процедуры отладки всю программу разбивают на отдельные небольшие части, каждая из которых подлежит индивидуальной отладке. По мере завершения отладки отдельных частей программы их объединяют, и этот процесс продолжается до полного окончания отладки всей программы.

В связи с тем, что наибольшей общностью обладают блок-схемы, рассмотрим некоторые вопросы программирования, пользуясь только блок-схемами. Пусть, например, надо решить такую задачу. Дан треугольник со сторонами a , b , c . Нужно вычислить разность $(R-r)$ радиусов описанной (R) и вписанной (r) в треугольник окружностей на основании формул

$$r = \sqrt{(p-a)(p-b)(p-c)/p},$$

$$R = abc/4pr,$$

где

$$p = (a + b + c) / 2.$$

Блок-схема алгоритма вычисления разности искомых радиусов имеет вид, представленный на рис. 6.4, *а*. Записав его на одном из языков программирования, можно рассчитать на ЭВМ разности радиусов описанной и вписанной в треугольник окружностей.

Однако если в ЭВМ использовать алгоритмы только такого типа, который представлен блок-схемой рис. 6.4, *а*, то возможности ЭВМ будут использоваться чрезвычайно плохо. Действительно, если на написание программы нужно затратить, скажем, один час, а ЭВМ выполнит такую программу за тысячные доли секунды, то никакого эффекта и быстрогодействия от такого расчета мы не получим. Надо составить программу так, чтобы на ее написание уходило меньше времени, чем на ее исполнение в ЭВМ, а это будет в том случае, когда алгоритм предусматривает несколько вычислительных процессов и ЭВМ автоматически выбирает тот или иной процесс вычислений в зависимости от промежуточных результатов или заданных в алгоритме параметров. Для этого в алгоритме должна содержаться инструкция условного перехода, которая и позволяет строить разветвленные алгоритмы. Для пояснения этого обратимся к тому же примеру.

При задании начальных данных может быть допущена ошибка, в результате которой могут быть введены такие данные, когда сумма двух сторон треугольника меньше третьей. С такими данными треугольник не может быть построен, следовательно, поставленную задачу решить нельзя. В связи с тем, что любая программа, подготовленная для ЭВМ, должна быть как можно более универсальной, в нашем алгоритме нужно предусмотреть проверку введенных данных и сделать его разветвленным: в одном случае считать радиусы вписанной и описанной окружностей и их разность, а в другом — нет. В нашем случае это удобно сделать, сравнив полупериметр треугольника p с наибольшим из значений a , b , c . Если одна из сторон треугольника больше суммы двух других, то подкоренное выражение в формуле для r ($q = (p - a)(p - b)(p - c)/p$) оказывается отрицательным. Значит, проверка правильности введенных данных может быть сделана на неотрицательность выражения q , а алгоритм расчета разности радиусов вписанной и описанной окружностей треугольника примет вид, представленный на рис. 6.4, *б*.

Инструкция условного перехода позволяет осуществить один из самых эффективных приемов программирования — создать совокупность повторяющихся действий — цикл. Действительно, для многих вычислительных задач на ЭВМ типичным является однотипная обработка множества данных или многократное выполнение одних и тех же действий для последовательного

приближения к результату. В этом случае в алгоритме, а затем и в программе целесообразно представлять только однократную запись набора повторяющихся действий и отмечать число шагов, которые нужно выполнить, чтобы добиться желаемого результата.

Например, при вычислении факториала числа n повторяется одно действие: умножение. Его объектами являются полученное на предыдущем шаге промежуточное произведение и очередное натуральное число, результатом — новое произведение (окончательное или промежуточное). Если обозначить натуральные числа переменной k , с которой в ходе расчета будет происходить операция $k = k + 1$, а промежуточные произведения обозначить переменной m , то все повторяющиеся действия при вычислении факториала запишутся такими инструкциями: $m = mk$; $k = k + 1$, а алгоритм вычисления факториала примет вид, представленный на рис. 6.4, в.

Цикл, показанный на рис. 6.4, в, относится к числу простых и закрытых. Если в цикле участвуют данные, вводимые извне, цикл называют открытым, а если один цикл составляет часть другого, то сложным. Вообще циклы различного вида являются неотъемлемой частью любой программы ЭВМ, и чем сложнее решаемая задача, тем более сложной и разветвленной оказывается программа ее решения на ЭВМ.

Заканчивая краткие сведения о программировании, необходимо отметить, что в ряде случаев часть сложной программы используют несколько раз. Эту часть программы называют *подпрограммой*, и программист записывает ее текст только один раз. Когда же ему необходимо по ходу вычислений воспользоваться подпрограммой, он в основной программе записывает команду обращения к подпрограмме, а после окончания вычислений — команду возврата к основной программе. В большинстве языков программирования высокого уровня команда вызова подпрограмм имеет вид *CALL*, а команда возврата — *RETURN*. Основное достоинство подпрограмм заключается не только в том, что благодаря возможности их многократного использования сокращается текст основной программы, но и в том, что в качестве подпрограмм можно использовать любые известные и уже отработанные программы. В частности, в больших ЭВМ всегда имеется набор стандартных программ, носящих название программ математического обеспечения, которые удобно использовать в качестве подпрограмм.

6.4. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ КОМПЛЕКТЫ

Как отмечено в § 6.1, микропроцессоры не могут использоваться самостоятельно, они работают только совместно с другими внешними устройствами, образуя вычислительную систему — микропроцессорный комплект (МПК), в котором различают внутреннюю (центральную) и внешнюю (периферийную) части.

К внутренней части относят микропроцессор и основную быст-родействующую память, а к периферийной — внешнюю память и устройства ввода-вывода. Центральная часть управляет работой всего МПК, интерпретирует программы и внешние сигналы, а с помощью периферийной части осуществляется связь с внешним миром (ввод данных и программ, прием внешней информации и ее вывод).

Одно из важнейших свойств МПК — возможность варьирования в широких пределах состава устройств — достигается использованием единой магистрали, по которой осуществляется передача информации между любыми устройствами с разделением во времени. Для этого используют три шины: адреса, данных и управления. Каждая шина МПК — это многожильный кабель, соединяющий все блоки, причем число проводов в каждой шине равно длине передаваемого по ней машинного слова. В большинстве современных МПК число проводов в шине адреса равно 16, а в шине данных — 8.

Для передачи данных между устройствами сначала выдается команда на шину адреса, содержащая в кодированной форме (в виде двоичного числа) адреса устройств, между которыми будет происходить обмен данными. После этой команды открывается доступ к шине данных именно тех устройств, между которыми происходит обмен данными. При этом необходимо подчеркнуть, что устройства, вступающие в связь, определяются не по месту их расположения, а по адресу. Такая система внутренней связи в МПК (аналогичная системе телефонной связи) позволяет подключать к любой шине дополнительные устройства, меняя в нужную сторону число и состав устройств, входящих в конкретный МПК.

Микропроцессор повторяет структуру центрального процессора ЭВМ, но его работа существенно отличается от работы центральных процессоров больших ЭВМ. Типичный МП не столько вычислитель, сколько распорядитель, координирующий работу всех звеньев МПК. Основными параметрами МП являются (не точность представления чисел и не скорость выполнения математических операций) быстрота реакции на поступающие извне сигналы и запросы, переключения с программы на программу и пересылки данных.

Устройства памяти или запоминающие устройства (ЗУ) состоят из блоков одинакового размера — ячеек памяти, каждая из которых имеет свой номер — адрес. Ячейки памяти, в свою очередь, состоят из элементов памяти, где содержится единица информации (0 или 1). Емкость памяти обычно выражают в килобайтах или мегабайтах, причем в вычислительной технике префиксы «кило» и «мега» обозначают не число 10^3 или 10^6 , а двоичные числа 2^n , ближайшие к 10^3 или 10^6 . Например, 1 Кбайт = $2^{10} = 1024$ бит.

В МПК, как и в больших ЭВМ, память разделяется на два вида: основную и внешнюю. Типичное значение ее общей емкости $2^{16} = 65\,536$ бит. Основная память используется при работе МПК как оперативная. Внешняя память может иметь значительно большую емкость и ее конструктивное исполнение более разнообразно. Здесь используют полупроводниковую память, память на магнитной ленте—накопитель на магнитной ленте (НМЛ) и память на магнитных дисках—накопитель на магнитных дисках (НМД). В связи с тем, что большинство МПК работает с фиксированной программой, во внешней памяти оказывается целесообразным использовать постоянные ЗУ. В МПК применяют три типа полупроводниковых устройств постоянной памяти: постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), запрограммированное изготовителем; программируемое ПЗУ (ППЗУ), в котором постоянную программу создает пользователь, например, выжигая плавкие связи в матрице ППЗУ, после чего дальнейшие изменения памяти невозможны; репрограммируемое ПЗУ (РППЗУ), в котором программа может изменяться пользователем большое число раз (для стирания старой программы достаточно, например, облучить РППЗУ ультрафиолетом). Накопители обычно кассетного типа, в МПК используют кассеты, подобные тем, что и в бытовых магнитофонах. Диски в НМД напоминают грампластинку с той разницей, что информацию на диске можно стирать и повторно записывать. При этом конструкции НМЛ и НМД непрерывно совершенствуются и уже сейчас их размеры очень малы.

Периферийные устройства разделяют на четыре группы: средства ввода-вывода, периферийная память, схемы для работы с линиями связи и специальное оборудование.

Специфика периферии МПК состоит в том, что все ее устройства работают не синхронно с микропроцессором, а значительно медленнее. Поэтому, чтобы не допускать потерь информации, поступающей от периферийных устройств, нужно, чтобы МП либо ждал (что совершенно нерационально), либо МП должен прерывать свою работу при появлении сигнала с любого периферийного устройства. Систему, состоящую из схем и программного обеспечения, предназначенную для переключения МП с выполняемой в текущий момент программы на другую при сохранении возможности возврата на продолжение прерванной программы, называют *системой прерывания МП*, а программу, выполняющую прерывание,— *обслуживающей программой*. Для работы с прерываниями в устройства сопряжения МП с периферией вводят быстродействующие буферные регистры, которые играют роль периферийной памяти. Работает каждый такой буферный регистр в двух режимах: передачи данных от соответствующего внешнего устройства, например датчика, в регистр и в режиме передачи данных от регистра в микропроцессор.

В первом режиме запрещен доступ МП к регистру, а во втором — доступ регистра к внешнему устройству. Смена режимов осуществляется специальной схемой, называемой *флажком готовности*. Поднятый флажок разрешает доступ к буферному регистру со стороны МП, а опущенный флажок — со стороны внешнего устройства.

Наиболее простая система прерывания работает так, что поднятие любого флажка служит сигналом прерывания, когда происходит переход МП на обслуживающую программу. Если одновременно поднято несколько флажков, преимущество отдается тому внешнему устройству, флажок которого тестируется первым. Поэтому работа МПК строится таким образом, что первыми тестируются устройства, требующие наиболее срочного обслуживания. Возможна и более сложная система — многоуровневая система прерывания, допускающая прерывание в прерывании, когда отдается приоритет каким-то определенным внешним устройствам. Основной недостаток всех рассмотренных систем прерывания состоит в том, что перед переходом на обслуживающую программу МП должен «запрятать» все в основную память, а затем, после выполнения обслуживающей программы, снова восстановить положение своих регистров и только после этого продолжать выполнение прерванной программы. Это уменьшает быстродействие всего МПК. Поэтому разработана более совершенная система прямого доступа к памяти, когда информация с буферного регистра периферийного устройства непосредственно заносится в основную память, минуя рабочие регистры МП.

Работа любого микропроцессорного комплекта происходит под воздействием определенных команд. *Команда* — это двоичное число, которое заставляет микропроцессор выполнять определенные действия. Большинство команд предназначено для пересылки или обработки данных, но имеются и команды для поддержания необходимого режима работы МП. Все команды, которые «понимает» микропроцессор, а их в реальных МП от 50 до нескольких сотен, называют набором его команд.

Команда должна содержать информацию двух видов: сообщать МП, что делать (выполнять пересылку данных, сложение, проводить сдвиг и т. д.); указывать адрес (местоположение в данный момент) обрабатываемых данных. Поэтому команда состоит из двух частей: кода операции и адреса. Длина команды совпадает с длиной слова данных (в рассматриваемом случае она равна 1 байту), но команды могут быть выражены не только одним словом, но и двумя или даже тремя словами, т. е. длина команды 8-разрядного микропроцессора может равняться 8, 16 или 24 битам. Если команда содержит два или три слова, то первое из них — *код операции*, а второе и третье — *адрес*.

При составлении конкретной программы МПК программист должен помнить все команды микропроцессора. Запомнить двоичные числа, особенно если они 24-разрядные, трудно. Поэтому для записи в программе, во-первых, применяют мнемонические обозначения кодов операций. Для этой цели используют три латинские буквы. Например, JMP означает переход, ADD—сложение, MOV—пересылка данных из регистра в регистр и т. д. Во-вторых, адрес записывают в виде его восьмеричного или шестнадцатеричного эквивалента, но в микропроцессоре все части команды будут представлены двоичными числами.

Восьмеричная и шестнадцатеричная системы счисления не нужны ни большим ЭВМ, ни МПК, они удобны только как компактная форма записи двоичных чисел для пользователей. Хорошо известно, что нам наиболее привычно и удобно пользоваться десятичной системой счисления, но перевод двоичных чисел в десятичные и обратно громоздок и сложен. Значительно более просто проводится переход от двоичных чисел к восьмеричным и шестнадцатеричным.

Для представления двоичных чисел восьмеричными ($8=2^3$) биты объединяют в группы по три, начиная с младшего значащего бита, и используют числа от 000 до 111, которым соответствуют 7 цифр восьмеричной системы. Например, имеем двоичное число 1010101111101_2 . Представим его в виде групп из трех битов: 010 101 011 111 101, которое затем легко записывается восьмеричными цифрами как 25375_8 и читается так: «два-пять-три-семь-пять», а не «двадцать пять тысяч триста семьдесят пять», что делается только тогда, когда идет речь о десятичных числах.

Для представления двоичных чисел в шестнадцатеричной системе ($16=2^4$) поступают аналогичным образом, только биты объединяют в группы по четыре и используют числа от 0000 до 1111, которым соответствуют цифры шестнадцатеричной системы счисления 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E и F. Например, имеем то же двоичное число 1010101111101_2 . Представим его в виде групп из четырех битов: 0010 1010 1111 1101, которое затем легко записывается шестнадцатеричным числом $2AFD_{16}$.

Аналогично преобразуются и дробные числа, только формирование групп и нахождение эквивалента нужно начинать с бита, ближайшего к двоичной точке.

Большинство микропроцессоров имеет команды различной длины. Так как число кодов операций, выполняемых МП, не превышает $256=2^8$, то для записи кода операции в любом микропроцессоре достаточно одного 8-битового слова. Адрес же команд может записываться по-разному. Поэтому длина команды зависит от длины используемого в ней адреса, а это определяется способом адресации. Если используется оперативная память, число адресов которой $65536=2^{16}$, то для записи любого адреса нужно использовать два слова данных—16 бит. Такая команда имеет длину в 3 слова и ее называют командой с *прямой адресацией*. Примером может служить команда записи содержимого аккумулятора в память. Второй способ адресации, называемый *непосредственной адресацией*, используют в тех случа-

ях, когда данные вводятся в МП непосредственно, например, с пульта управления. Тогда сразу же за кодом операции следуют данные, которые могут содержаться всего в одном слове. Следовательно, команда с непосредственной адресацией может иметь длину в два слова. Адрес может быть помещен и в первое слово команды. Это возможно в том случае, когда адресуются к данным, уже расположенным во внутренних регистрах МП (аккумуляторе, буферных регистрах, РОН). Например, при пересылке данных из аккумулятора в буферный регистр адрес источника и приемника непосредственно указывают в коде операции. Такой способ адресации называют неявным, а команда с *неявной адресацией* состоит всего из одного слова. Наконец, возможен еще один способ адресации при обращении к памяти, реализуемый командой длиной только в одно слово. Такую адресацию называют *косвенной*. Она состоит в том, что в первом слове кроме кода операции указывают номер регистра, в котором хранится адрес местоположения данных в памяти. Косвенная адресация удобна при обращении к часто используемым областям памяти и особенно в тех случаях, когда данные организованы в виде некоторого списка, который в вычислительной технике называют *файлом*. Естественно, что чем короче команда, тем меньше времени на ее выполнение затрачивается микропроцессором. Поэтому команды с неявной и косвенной адресациями отличаются наибольшим быстродействием.

Микропроцессорные комплекты бывают самые различные, но все они принципиально отличаются от микро-ЭВМ тем, что их работа жестко запрограммирована на выполнение определенных функций, т. е. МПК следует рассматривать как *запрограммированное устройство*, а не *программируемое*, что свойственно ЭВМ.

Типичным примером применения МПК может служить контроллер для управления производственным процессом. В этом случае информация о процессе поступает в МПК от ряда датчиков, в качестве которых могут использоваться термодары, манометры, тензометры, фотоэлементы, кнопки и др. Микропроцессор программируется так, чтобы по заранее определенному алгоритму принимать показания всех датчиков и на основе снятых показаний предпринимать действия (опять-таки предусмотренные его программой), выдавая сигналы управления на выходные устройства, такие как реле, электрические контакторы, различные моторы, нагревательные приборы и др. Для выполнения таких функций МПК работает по постоянной программе, когда в его памяти используются ПЗУ. Изменить программу работы МПК можно, только заменив ПЗУ. Вместо ПЗУ можно использовать ОЗУ, но и в этом случае изменение программы можно провести только перед включением МПК, а затем он снова действует по строго установленному алгоритму.

Для изучения работы МПК рассмотрим его структурную схему. Применительно к выбранному ранее гипотетическому варианту микропроцессора простейшая структурная схема микропроцессорного комплекта приобретает вид, показанный на рис. 6.5. Верхняя половина схемы—это описанная в § 6.2 структурная схема микропроцессора, нижняя половина представляет собой простейший вариант устройств памяти и ввода-вывода. На рис. 6.5 память состоит только из шестнадцати 8-битовых слов, а устройство ввода-вывода—всего из четырех портов (2 порта ввода и 2 порта вывода). Столь малая по объему память и такое минимальное число периферийных устройств выбраны только для того, чтобы простейшим образом проиллюстрировать работу микропроцессорного комплекта. В действительности, как уже неоднократно упоминалось выше, число ячеек оперативной памяти большинства современных МПК составляет $2^{16}=65\,536$ 8-битовых слов, а число периферийных устройств может измеряться десятками.

Все блоки МПК соединены между собой линиями (шинами) трех видов: адресными, данными и управления. По адресной шине поступают сигналы в те области памяти или устройства ввода-вывода, с которыми микропроцессору необходима связь, причем сигналы передаются только из микропроцессоров—в обратном направлении передача сигналов невозможна. По шине данных МПК, которая является продолжением внутренней шины данных МП, в любой определенный момент времени может передаваться одно слово данных. В отличие от адресной шина данных двунаправленная. По ней могут передаваться слова как с внутренней шины данных МП в память или в порты вывода, так и слова из памяти или портов ввода в микропроцессор. Линии управления позволяют микропроцессору контролировать работу всех внешних устройств и управлять их работой. С помощью линий управления микропроцессор сообщает внешним устройствам, что им нужно делать в данный момент времени, и организует должный порядок действий всего микропроцессорного комплекта.

Для осуществления связи между любыми блоками МПК используется адресная система. Каждой ячейке памяти и каждому порту УВВ присваивается определенный номер—его адрес. (На рис. 6.5 адреса ячеек памяти, записанные в шестнадцатеричной системе счисления, имеют номера от 0 до 16, а порты УВВ—от 00 до 03.) Каждый раз, когда необходимо записать слово данных в память, прочесть слово, уже записанное в память, получить данные из порта ввода или послать данные в порт вывода, на адресной шине МПК появляется соответствующее двоичное число, которое декодируется дешифраторами адреса памяти и адреса УВВ. Однако на этот запрос «откликается» только та ячейка памяти или тот порт УВВ, который еще получил

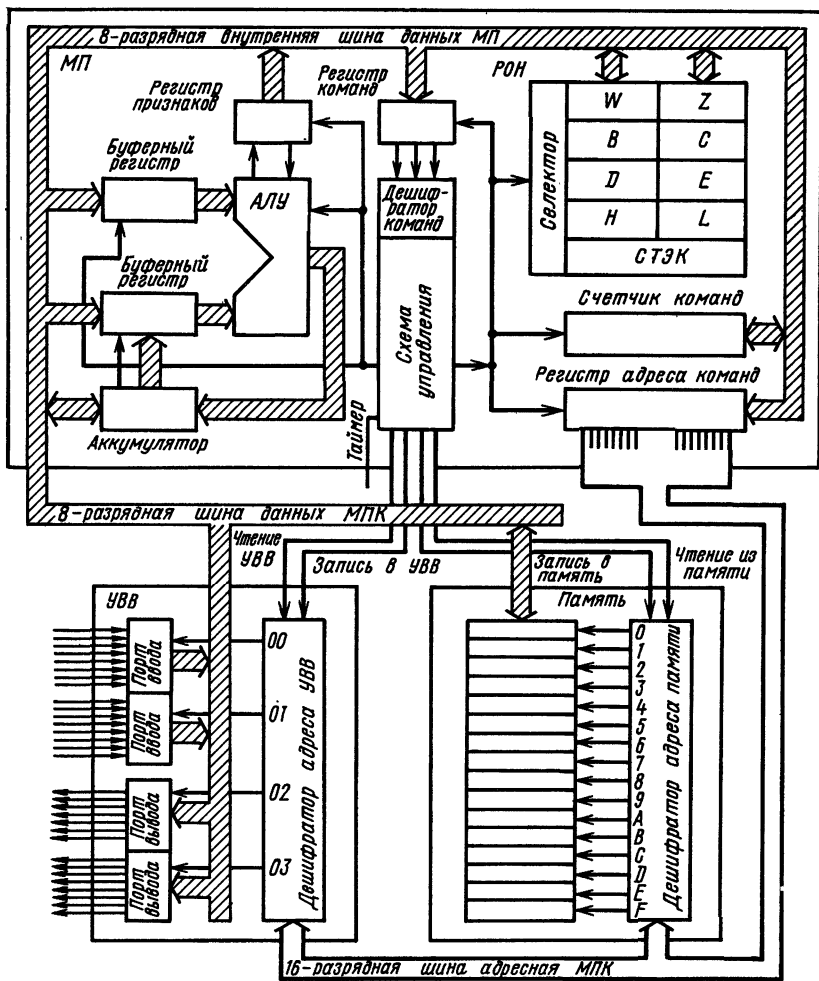


Рис. 6.5. Схема микропроцессорного комплекта

от микропроцессора по линиям управления сигнал: «Чтение памяти», «Запись в память», «Чтение УВВ» или «Запись в УВВ». Это приводит к тому, что на определенном элементе памяти или УВВ одновременно имеются два сигнала (из адресной шины и из шины управления), что «открывает» для этого элемента шину данных МПК. В этот же момент микропроцессор по линии управления посылает сигнал в свой регистр, где находятся нужные данные или куда они будут записываться. В результате этого между определенной ячейкой памяти или одним из портов УВВ и регистром МП устанавливается связь по шине данных, которые и передаются либо из МП в память или порты вывода,

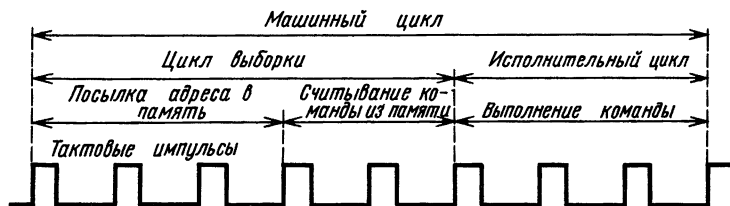


Рис. 6.6. Временная диаграмма машинного цикла

либо из памяти или портов ввода в микропроцессор. Заметим при этом, что при записи данных в память предыдущее содержимое соответствующей ячейки памяти стирается и заменяется новыми данными. Чтение данных из памяти не меняет содержимого ячейки памяти, поэтому одни и те же данные можно считывать любое число раз. Данные с порта ввода обычно поступают в аккумулятор. Данные, посылаемые в порт вывода, хранятся в буферном регистре соответствующего порта до следующего обращения к нему или до тех пор, пока включено питание МПК.

Как следует из рис. 6.5, порты 00, 01, 02, 03 являются портами параллельного ввода-вывода, так как информация с этих портов подается во внешнюю среду и поступает из нее одновременно по восьми параллельным линиям.

Функционирует МПК синхронно с генератором тактовых импульсов, причем для реализации одной команды требуется несколько периодов тактовых импульсов. Время выполнения команды называют циклом команды, который включает один или несколько машинных циклов. Последние разделяют на циклы выборки и исполнительные циклы. Типичная временная диаграмма машинного цикла показана на рис. 6.6.

Познакомившись со структурной схемой простейшего микропроцессорного комплекта, рассмотрим выполнение им очень простой программы. Но предварительно заметим, что в любом МПК основными являются: команды перехода и вызова подпрограмм, команды пересылки данных, арифметические и логические команды.

Команды пересылки данных служат для перемещения данных в микропроцессорной системе из одного места в другое. Это очень важные команды, так как при работе МПК постоянно происходит передача данных между различными регистрами МП, областями памяти и регистрами портов ввода и вывода. При выполнении команд пересылки данных проводится работа с одним двоичным числом, которое может выражаться как одним, так и двумя словами. Выполнение арифметических команд связано с совместной обработкой двух двоичных чисел по арифметическим правилам. При этом многие микропроцессоры могут выполнять только одну арифметическую операцию — сложение, но за счет

того, что сложение выполняется различными способами, кроме того, выполняется очень быстро, легко реализуется и другие арифметические действия. Например, МП может сложить одно двоичное число с дополнительным кодом другого двоичного числа, это соответствует операции вычитания. Многократное сложение одного и того же числа представляет собой умножение, а повторяющееся вычитание — деление. Логические команды также предполагают обработку двух чисел, но они выполняют не арифметические, а логические операции, среди которых большую роль играет команда СРАВНЕНИЕ, являющаяся основной при осуществлении различных проверок и связанных с ними «ветвлений» программы.

При выполнении любой программы МПК последовательно выполняет ряд команд, которые, в свою очередь, разбиваются на ряд более простых операций. Анализ работы МПК при выполнении сколько-нибудь сложной программы очень громоздок, поэтому ограничимся только разбором функционирования МПК при сложении им двух чисел. Блок-схема программы для реализации такого сложения дана на рис. 6.7. Ее выполнение начинается с команды ЗАГРУЗКА АККУМУЛЯТОРА (LDA). По этой команде первое слагаемое (двоичное число, находящееся в определенной ячейке памяти) пересылается в аккумулятор. Затем следует вторая команда — СЛОЖЕНИЕ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ДАННЫМИ (ADDI), которая означает, что к числу, переданному в аккумулятор, прибавляется число, содержащееся в другой ячейке памяти. После этого МП останавливается (команда HLT).

Работа МПК при выполнении рассматриваемого примера происходит следующим образом. Пусть до начала работы МПК программа сложения двух чисел была записана в первых пяти ячейках памяти (рис. 6.8), а счетчик команд находился в нулевом положении. Импульс начала работы МПК из схемы управления поступает в счетчик команд и регистр адреса команд — начинается цикл выборки первой команды. При этом «открываются» счетчик команд и регистр адреса команд, в результате чего по внутренней шине данных МП из счетчика команд в регистр адреса команд записывается нулевое число — адрес ячейки памяти, в которой хранится первая команда программы. По адресной шине МПК число 0 поступает в дешифратор адреса памяти, декодируется там и по получении сигнала на линии «Чтение из памяти» содержимое нулевой ячейки поступает на шину данных МПК. Двоичное число, соответствующее команде LDA — ЗАГРУЗКА АККУМУЛЯТОРА, записывается в регистр команд. Так как

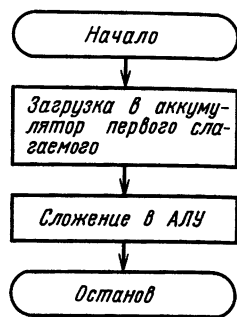


Рис. 6.7. Блок-схема алгоритма сложения двух чисел

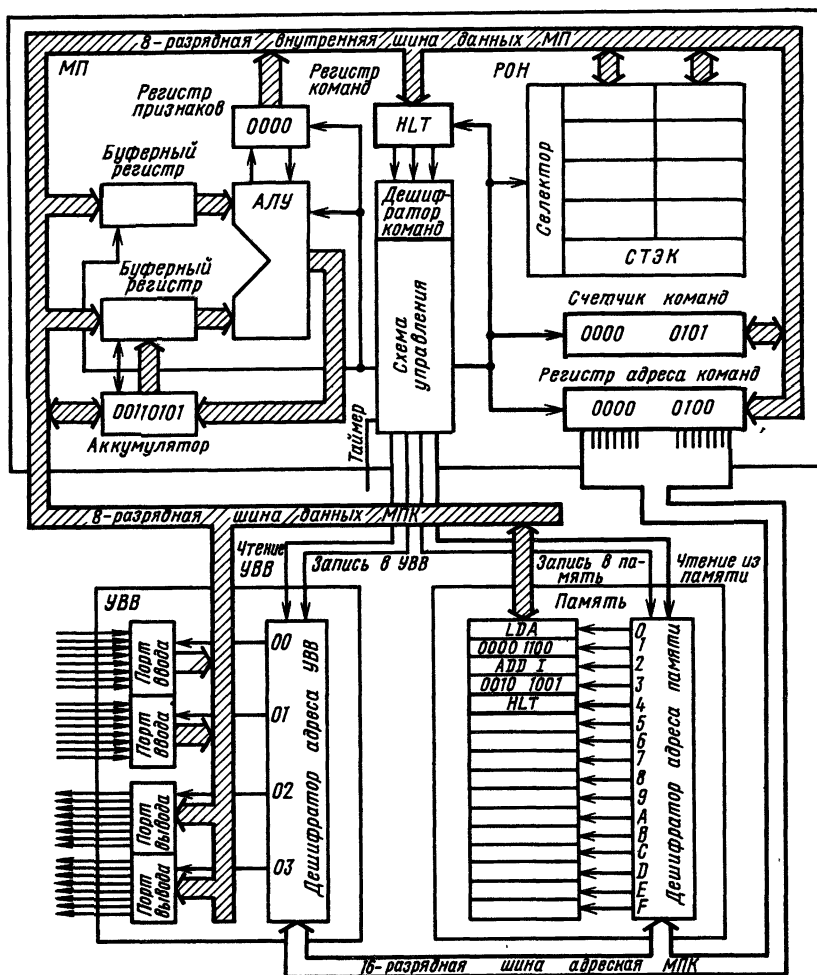


Рис. 6.8. Состояние микропроцессорного комплекта перед выполнением программы сложения двух чисел

заранее известно, что команда LDA двухбайтовая, после ее расшифровки в дешифраторе команд из схемы управления дается приращение счетчику команд на две единицы и в нем записывается число 02—адрес следующей команды.

После этого начинается исполнительный цикл (рис. 6.9). Регистр адреса команд задает второй байт команды LDA, указывающий на ячейку, где хранится первое слагаемое, которое необходимо переслать в аккумулятор. Дешифратор адреса памяти декодирует адрес новой ячейки и по получении сигнала на линии «Чтение из памяти» число из ячейки № 1 (например,

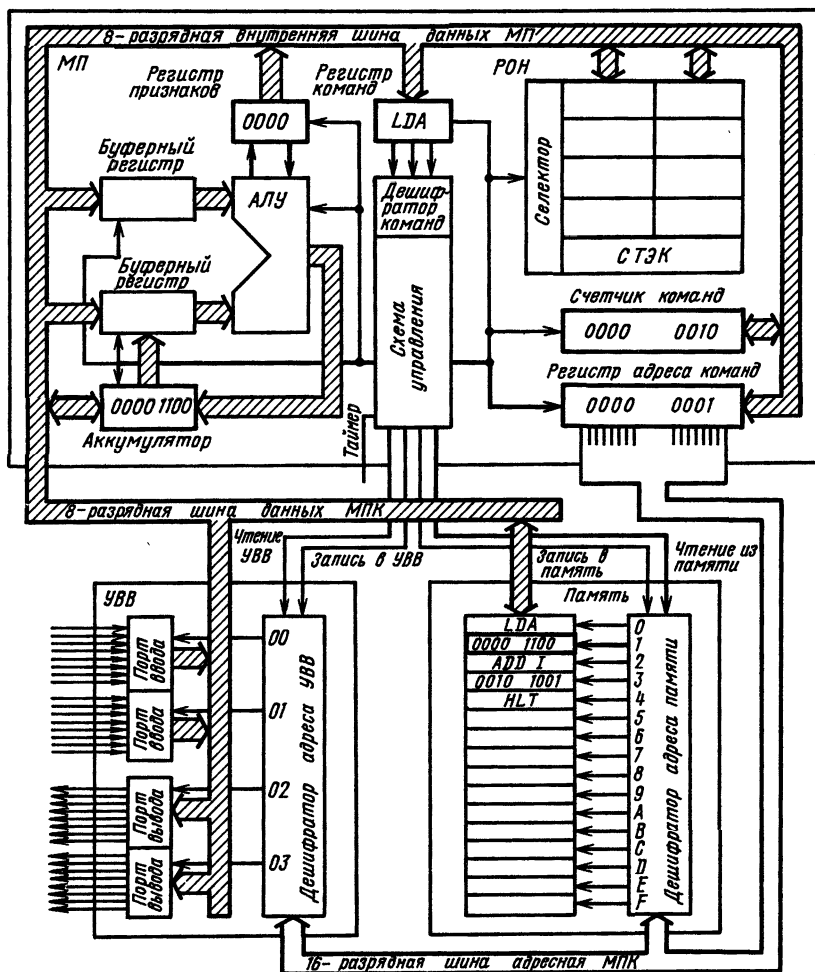


Рис. 6.9. Выполнение команды ЗАГРУЗКА АККУМУЛЯТОРА

0000 1100₂ = 12) поступает на шину данных МПК и загружается в аккумулятор. На этом выполнение команды ЗАГРУЗКА АККУМУЛЯТОРА (LDA) заканчивается.

Выполнение цикла выборки второй команды ADDI начинается в момент времени, когда в счетчике команд находится двоичное число 02 (рис. 6.10), которое по сигналу из схемы управления загружается в регистр адреса команд и по адресной шине МПК поступает в дешифратор адреса памяти, где оно декодируется. По получении сигнала «Чтение из памяти» содержимое второй ячейки памяти — двоичное число, соответствующее команде ADDI, записывается в регистр команд. После дешифровки ADDI

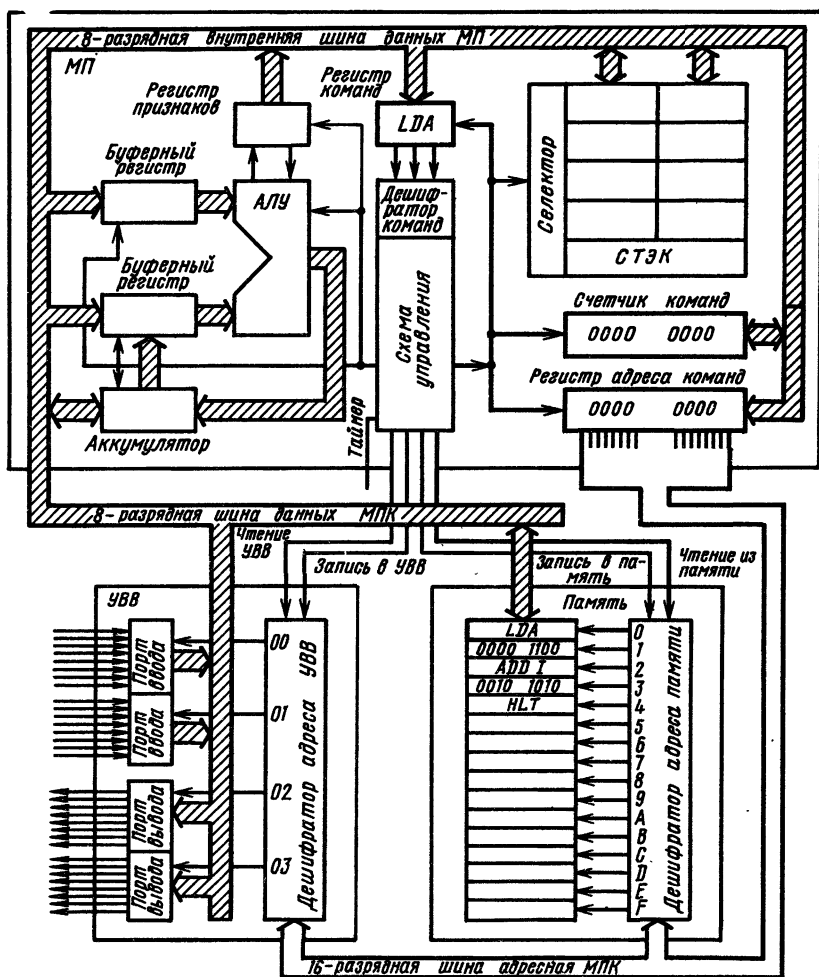


Рис. 6.10. Выполнение цикла выборки команды СЛОЖЕНИЕ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ДАННЫМИ

в дешифраторе команд из схемы управления дается приращение счетчику команд на две единицы и в нем записывается двоичное число 04—адрес последней в нашем примере команды.

После этого начинается исполнительный цикл второй команды (рис. 6.11). Содержимое аккумулятора пересылается в нижний буферный регистр АЛУ. Регистр адреса задает второй байт команды ADDI, указывающий на ячейку № 3, где хранится второе слагаемое. Дешифратор адреса памяти декодирует адрес новой ячейки, и после поступления сигнала «Чтение из памяти» содержимое ячейки № 3 (например, число $0010\ 1001_2 = 41$) поступа-

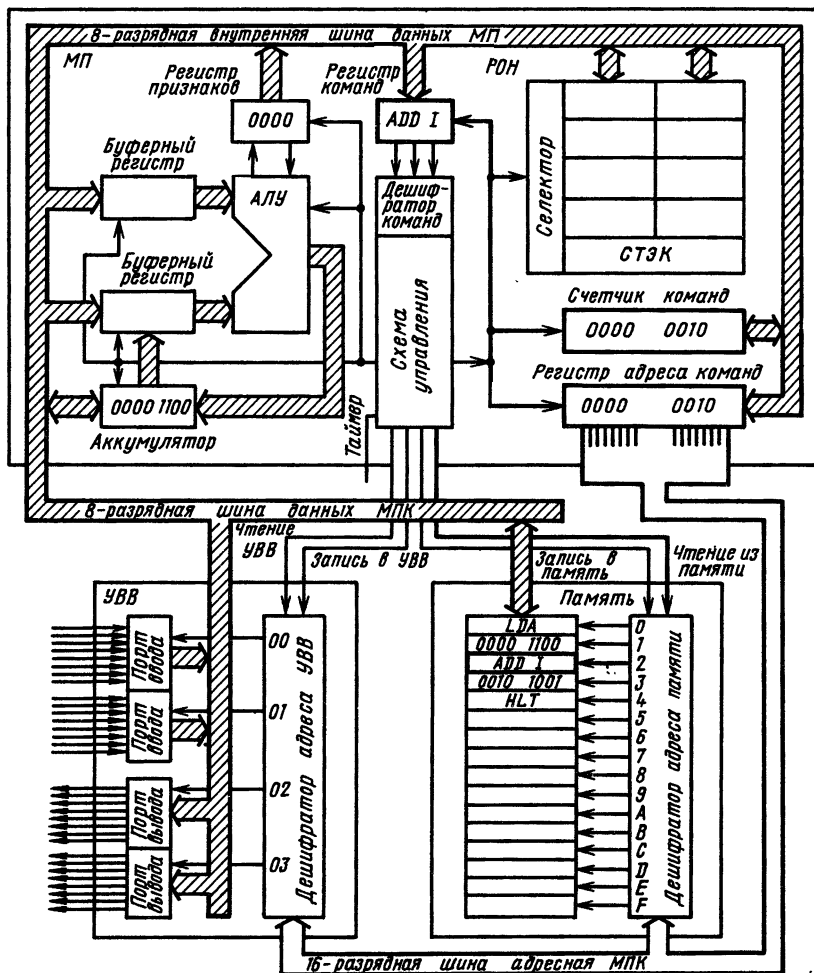


Рис. 6.11. Исполнительный цикл команды СЛОЖЕНИЕ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ДАННЫМИ

ет на шину данных МПК и загружается в верхний буферный регистр АЛУ. Затем АЛУ складывает содержимое своих буферных регистров и результат (число $0011\ 0101_2 = 53$) помещает в аккумулятор. На этом заканчивается выполнение второй команды — СЛОЖЕНИЕ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ДАННЫМИ — и вообще заканчивается сложение двух чисел, результат которого оказывается помещенным в аккумулятор.

Если сложение является фрагментом какой-то сложной программы, то после его выполнения МПК переходит к следующей команде. В нашем случае такой является команда ОСТАНОВ

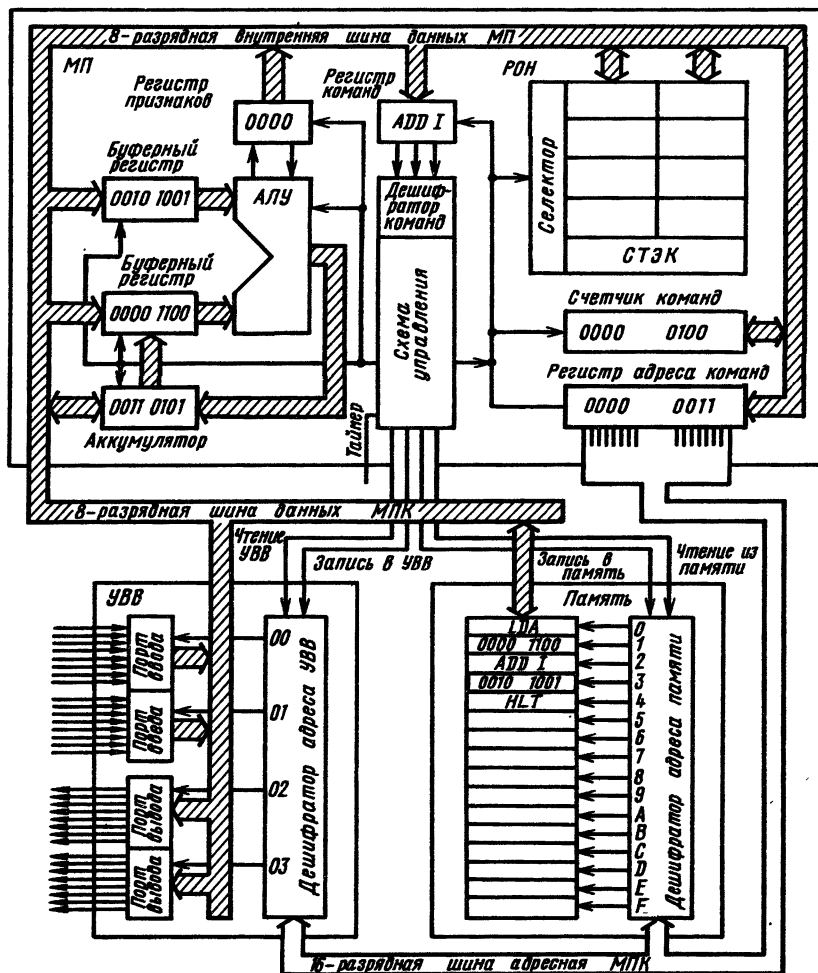


Рис. 6.12. Выполнение команды ОСТАНОВ

(HLT). Эта команда однобайтовая, и состоит она только из цикла выборки. Когда из счетчиков команд двоичное число 04 перепишется в регистр адреса памяти, в дешифраторе адреса декодируется номер ячейки (№ 4), после чего команда HLT загрузится в регистр команд (рис. 6.12), а в счетчике команд появится двоичное число 05, указывающее на адрес следующей команды, и произойдет остановка МПК. Если теперь снова запустить МПК, он начнет свою работу с выполнения новой команды, которая будет записана в ячейке памяти под номером пять.

До сих пор основное внимание уделялось программному подходу к работе МПК, но не следует забывать, что его

функционирование в значительной степени определяется и используемыми в нем устройствами, и элементами — аппаратными средствами МПК.

Ограничимся рассмотрением только трех вопросов проектирования микропроцессорных комплектов.

В основу конструкций МПК положен модульный принцип, в соответствии с которым большая часть основных узлов микропроцессорного комплекта изготавливается в виде отдельных интегральных схем, которые (микропроцессор, ЗУ, регистры УВВ, интерфейс и некоторые вспомогательные устройства) определенным образом располагаются в микропроцессорной системе и электрически соединяются между собой. Из-за магистральной организации МПК к каждой ИС подводятся линии адресной шины, шины данных и определенное число линий управления, а при проектировании МПК прежде всего необходимо добиться удовлетворительной работы всех линий его шин. Для этого нужно согласовать выходные сопротивления источников сигналов с сопротивлениями нагрузок и добиться минимальных искажений сигналов, передаваемых по шинам. Величину допустимой нагрузки находят по максимальному току, потребляемому нагрузкой, а искажения оценивают по величине емкости на входе линии соответствующей шины.

Когда проектируют адресную шину, которая, как отмечалось, является однонаправленной, источником сигналов всегда служит микропроцессор, поэтому сравнивают допустимый выходной ток МП с максимальным током нагрузки. Если сумма входных токов всех адресных вводов ЗУ и УВВ данного МПК меньше допустимого выходного тока микропроцессора, можно непосредственно присоединять адресные выводы МП, ЗУ и УВВ к линиям адресной шины. Если же суммарный ток всех нагрузок больше допустимого тока МП, необходимо проводить буферирование линий адресной шины: между МП и всеми остальными устройствами МПК включать специальные схемы однонаправленных шинных формирователей, которые представляют собой набор повторителей, имеющих большое входное и малое выходное сопротивления (рис. 6.13). Эти же формирователи необходимы и в том случае, когда емкость на входе линий адресной шины превышает допустимую величину, что, например, имеет место при значительной длине адресной шины.

В отличие от адресной шина данных является двунаправленной, в один промежуток времени по ней передается информация от МП к ЗУ или УВВ, а в другие — от ЗУ или УВВ к микропроцессору. Поэтому при проектировании шины данных нужно согласовывать не только выходное сопротивление микропроцессора с входным сопротивлением вводов данных ЗУ и УВВ, но и выходные сопротивления ЗУ и УВВ с входным сопротивлением внутренней шины данных МП. Для осуществ-

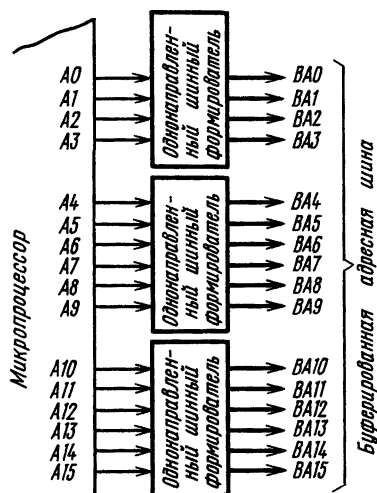


Рис. 6.13. Схема подключения формирователей к адресной шине микропроцессора

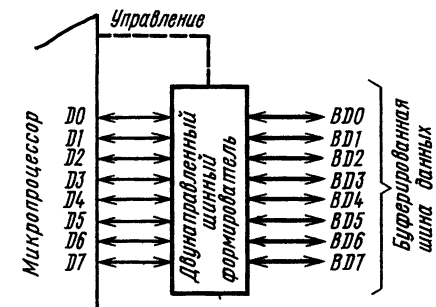


Рис. 6.14. Схема подключения формирователей к шине данных микропроцессора

ления этого согласования тоже может возникнуть необходимость буферизирования линий шины данных, но в этом случае необходимо использовать более сложные двунаправленные шинные формирователи, которые снова представляют собой набор повторителей, но уже по два на каждую линию. Эти повторители работают так, что в одну сторону сигнал проходит через один повторитель, а в противоположную — через другой. Для управления работой двунаправленного шинного формирователя нужна еще и специальная схема управления, которая определяет направление передачи данных. В определенные отрезки времени эта схема включает один набор повторителей, а в другие отрезки времени — второй набор (рис. 6.14).

В рассмотренных выше МПК предполагается, что для каждой линии всех шин МПК имеется определенный вывод на корпусах ИС. Так как в большинстве 8-разрядных МПК имеется восемь линий в шине данных (D0...D7) и 16 адресных линий (A0...A15), для них надо отвести 24 вывода. Но если применяются стандартные корпуса с 40 выводами, то 16 оставшихся выводов на корпусе микропроцессора (к МП обязательно подводятся все линии шины управления) может не хватить для линий шины управления и для подведения напряжения источников питания. Тогда сокращают число выводов, используемых для линий шин данных и адресной, применяют так называемое *мультиплексирование*, когда восемь линий используют как для передачи данных, так и для передачи адреса. В этом случае по линиям AD0...AD7 во время командного цикла передается адрес, а во время исполнительного цикла — данные. Линии A8...A15 используются только как адресные, а для того чтобы различать режим работы линий

AD0...AD7, используют еще одну линию, потенциал которой меняется при переходе от командного цикла к исполнительному, т. е. при мультиплексировании для шин данных и адреса нужно только 17 выводов на корпусах ИС МПК.

Вторым важным вопросом проектирования МПК является разработка генератора тактовых импульсов — таймера, без четкой работы которого невозможно функционирование всего микропроцессорного комплекта.

Для работы различных МПК требуются вполне определенные последовательности тактовых импульсов: для одних это две последовательности импульсов с одинаковой частотой повторения, но сдвинутых по фазе, для других это одна импульсная последовательность. Частота повторения зависит от типа конкретного микропроцессора, применяемого в МПК, она определяет быстродействие микропроцессорного комплекта и практически всегда задается частотой кварцевого генератора, входящего в схему таймера. Таймеры конструируют по-разному. В одних МПК таймер представляет собой внешнюю по отношению к микропроцессору схему, в других МПК схема таймера имеется внутри микропроцессора. Когда схема таймера имеется внутри МП, никаких дополнительных схем не требуется, просто к определенным выводам на корпусе микропроцессора присоединяется кварцевый резонатор. Когда схемы таймера внутри МП нет, возможны два варианта решения задачи. В набор интегральных схем МПК входит ИС таймера, к которой нужно только подключить кварцевый резонатор. В ряде наборов МПК не предусмотрена специальная ИС таймера, тогда таймер конструируют на ИС малой степени интеграции — обычно на ТТЛ-элементах.

Еще одним важным вопросом является проектирование устройств памяти МПК — различных ЗУ.

С технической точки зрения все ЗУ прежде всего разделяют на устройства с произвольным доступом, когда к любой области памяти можно обратиться, минуя другие, и с последовательным доступом, когда для обращения к нужной области памяти необходимо предварительно обратиться ко всем областям, лежащим между той, к которой произошло обращение в данный момент, и требуемой областью. Кроме того, память разделяют на энергозависимую и энергонезависимую. В энергозависимой памяти данные при выключении источников питания разрушаются, а в энергонезависимой — сохраняются. Очевидно, что в МПК необходимо использовать различные типы ЗУ.

Запоминающие устройства с произвольным доступом к памяти имеют большее быстродействие, поэтому их применяют в оперативной памяти (это обычно полупроводниковая память, которая имеет относительно малый объем), ЗУ с последовательным доступом к памяти (магнитные ленты и диски) позволяют

размещать большие объемы информации, но обладают значительно меньшим быстродействием. Так как МПК представляет собой запрограммированную систему, в ней обязательны ПЗУ, которые должны быть построены из энергонезависимых элементов. В противном случае перед началом каждой программы ее пришлось бы восстанавливать заново. Но использование только энергонезависимых ЗУ, таких как магнитные ленты, диски, да и полупроводниковые ПЗУ, либо увеличивает объем МПК, либо уменьшает его быстродействие, либо то и другое вместе. Стремление уменьшить объем ПЗУ привело в последнее время к использованию в МПК резервных аккумуляторов, благодаря которым полупроводниковая память (имеющая наименьший объем) стала временно энергонезависимой.

Для реализации полупроводниковой памяти применяют как биполярные, так и МОП-транзисторы. Достоинством памяти на биполярных транзисторах является короткое время доступа, которое позволяет обеспечить высокое быстродействие. К недостаткам можно отнести: потребление значительной мощности, размещение меньшего числа элементов на кристалле одного размера по сравнению с МОП-транзисторами, сложность изготовления, приводящая к большой емкости. Поэтому в настоящее время полупроводниковая память МПК, как правило, выполняется на МОП-транзисторах. При этом она может быть статической или динамической.

Статическая память проще с точки зрения организации и управления, но объем ее меньше, чем динамической. Интегральные схемы, применяемые для динамической памяти, относительно дешевы и объем их памяти достаточно велик, но содержимое динамической памяти надо периодически регенерировать. В настоящее время в МПК более распространены статические полупроводниковые ЗУ, которые представляют собой обычные триггеры, хранящие один бит информации (0 или 1). Подобные элементы памяти располагают на одном кристалле и объединяют в матричную структуру — размещают по строкам и столбцам. Каждый кристалл снабжается линиями данных, адресными линиями и дешифраторами адреса строк и столбцов, с помощью которых выбирается нужная ячейка памяти, куда записывается или считывается информация.

Упрощенная структурная схема блока памяти объемом 1 Кбайт показана на рис. 6.15. Для ее построения применены два кристалла объемом 512 8-битовых слов каждый. В рассматриваемый блок входят также компаратор 6-разрядных величин и три логические схемы (две схемы ИЛИ и одна НЕ). К блоку подходит 16 адресных линий, 8 линий данных, две линии, к которым присоединяют источник питания (+5, Земля) и две линии управления («Чтение», «Запись»). При работе МПК ячейки памяти, в том числе и любая ячейка рассматриваемого блока, должны откликаться на запрос только тогда, когда на

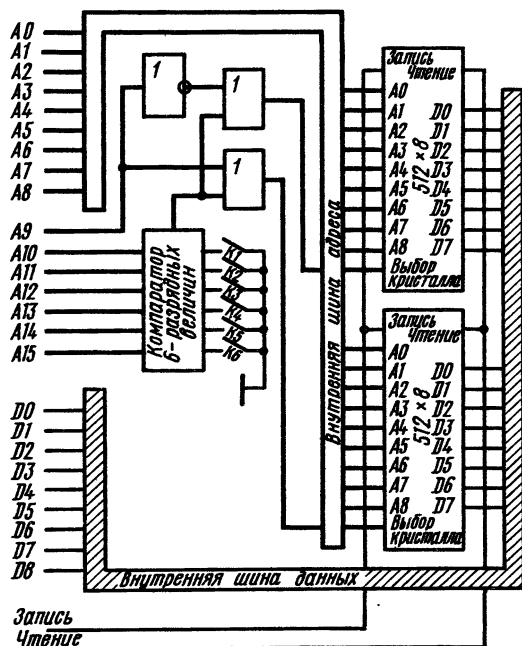


Рис. 6.15. Структурная схема блока памяти МПК

адресной шине появится ее «персональный» номер. В нашем примере имеется два кристалла, пронумерованы ячейки памяти верхнего из них от 0 до $512=2^9$. Тогда для выбора любой из этих ячеек достаточно 9 линий шины адреса. Это будет, как показано на рис. 6.15, линии A0...A8. Для ячеек нижнего кристалла снова можно использовать номера от 0 до 512, но для того чтобы различать ячейки верхнего и нижнего кристаллов, нужно ввести новый признак. Для этого использована линия адресной шины A9, и если на ней будет 0, то это означает верхний кристалл, а если 1—нижний. Но 1 Кбайт памяти это слишком мало для МПК, поэтому нужно задать еще и номер рассматриваемого блока памяти. Для этого используют адресные линии A10...A15. Пусть, например, наш блок является нулевым килобайтом памяти МПК и имеет поэтому номер ноль. Тогда только в том случае, когда на всех линиях адресной шины от A10 до A15 имеются нули, с выхода компаратора на вход схем ИЛИ подается 0 и на один из кристаллов по линии «Выбор кристалла» поступает сигнал, «открывающий» ячейки соответствующего кристалла,— тот, который выбирается по линии A9. Ключи K1...K6 устанавливаются в нужное положение (соответствующее номеру блока памяти) при монтаже МПК, и их положение больше не меняется.

Заканчивая краткие сведения о микропроцессорных комплексах, необходимо заметить, что несмотря на то, что со времени создания первого МП прошло очень мало времени, уже разработано большое число типов МПК, которое за рубежом превысило сотню, причем выпущено много МПК примерно равной производительности и функционального состава, но несовместимых между собой. В нашей стране осуществлен другой подход к МПК—создана Единая Система Микропроцессорных Комплектов (ЕС МПК), позволившая создать унифицированный ряд МПК, отличающихся быстродействием и технологией изготовления, но совместимых между собой.

В настоящее время отечественной промышленностью выпускается ряд МПК: однокристалльные серий К536, К580, К586 и многокристалльные серий К581, К582, К584, К585, К586, К588, К589. Дадим краткую характеристику только одного—микропроцессора К580, который отличается законченностью, наличием большого числа периферийных и интерфейсных схем и совместимостью с большим числом микросхем других серий.

Состав МПК серии К580 приведен в табл. 6.1. Как видно из этой таблицы, в состав серии К580 не входят микросхемы ОЗУ, ПЗУ и ППЗУ, а также ряд других схем. Поэтому при проектировании МПК на основе микросхем серии К580 его необходимо дополнить микросхемами других серий, совместимых с ними. Набор таких БИС приведен в табл. 6.2.

В микропроцессорном комплекте серии К580 предусмотрен набор из 111 команд, который позволяет решать весьма широкий круг задач. Время выполнения команд от 2 до 9 мкс, тактовая частота 2 МГц, рассеиваемая мощность около 750 мВт. Для питания МПК нужны напряжения +12, +5 и −5 В.

Функциональное назначение внешних выводов центрального процессорного элемента К580ИК80 следующее.

Прежде всего имеется 16 внешних выводов (A0...A15) для шины адреса, где A0—младший разряд адресной шины. Затем 8 внешних выводов шины данных (D0...D7), где D0—младший разряд шины данных.

Таблица 6.1. Микропроцессорный комплект серии К580

Назначение микросхемы	Обозначение
Центральный процессорный элемент	К580ИК80
Программируемый последовательный интерфейс	К580ИК51
Программируемый таймер	К580ИК53
Программируемый параллельный интерфейс	К580ИК55
Программируемый контроллер прямого доступа к памяти	К580ИК57
Программируемый контроллер прерываний	К580ИК59

Таблица 6.2. Набор БИС, совместимых с МПК серии K580

Назначение микросхемы	Обозначение
Статическое ОЗУ 1K×1	K505PY6
Статическое ОЗУ 1K×1	K565PY1
Динамическое ОЗУ 16K×1	K565PU3
Постоянное ЗУ 512×8	K505PE3
Постоянное ЗУ 2K×8	K568PE1
ППЗУ с ультрафиолетовым стиранием 256×8	K505PP1
Полупостоянное ЗУ с электрической перезаписью информации	K505PE4
Буферный регистр	K589IP12
Шинные формирователи	K589AP16, K589AP26
Блок приоритетных прерываний	K589IK14

Для шины управления предназначены следующие выводы.

СИНХР—вывод сигнала синхронизации, выходной для МП сигнал, которым он оповещает ЗУ и УВВ о начале нового машинного цикла, чем обеспечивается согласование работы всех устройств МПК.

СБРОС—входной для МП сигнал, по которому счетчик команд устанавливается в нулевое положение. После «сброса» работа МПК начинается с нулевой ячейки памяти ПЗУ.

ПРИЕМ—выходной для МП сигнал, указывающий внешним устройствам, что шина данных находится в состоянии готовности принимать входные данные.

ГОТОВ—входной для МП сигнал, поступающий из ЗУ или УВВ. Когда проводится обмен данными между МП и ЗУ или УВВ, то сначала передается адрес того устройства, от которого получается информация или которому она посылается. Этот адрес декодируется в соответствующем дешифраторе. Однако прежде чем действительно сможет начаться обмен информацией, проходит некоторый промежуток времени (время доступа), по истечении которого и появляется сигнал «готов», говорящий о том, что на шине данных появилась информация из ЗУ или УВВ.

ВЫДАЧА—выходной для МП сигнал, указывающий, что информация на шине данных может быть записана в ЗУ или УВВ.

ОЖД (ожидание)—выходной для МП сигнал, которым он указывает, что находится в состоянии ожидания.

З.ЗАХВ (запрос захвата)—выходной для МП сигнал, при котором должна произойти блокировка шин адреса и данных. Это необходимо, например, для осуществления прямого доступа к памяти, когда информация передается из устройства ввода или из внешней памяти в основную память МПК и когда микропроцессор должен быть отключен от адресной шины и шины данных.

П.ЗАХВ (подтверждение захвата)—выходной сигнал МП, указывающий, что адресная шина и шина данных заблокированы.

З.ПР (запрос прерывания)—сигнал, поступающий на МП от одного из устройств ввода, на прерывание основной программы и требующий обслуживания.

Р.ПР (разрешение прерывания)—сигнал от МП, указывающий, что прерывание разрешается.

Кроме того, два ввода ($\emptyset 1$ и $\emptyset 2$) предназначены для подведения двух импульсных последовательностей с таймера и четыре ввода—для источников постоянного напряжения питания микропроцессора.

6.5. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Как следует из изложенного выше, для введения информации в МПК возникает необходимость перехода от аналоговой формы представления информации к цифровой, а при выводе информации из МПК—от цифровой формы представления информации к аналоговой.

Устройство, осуществляющее преобразование аналоговой величины в соответствующий ей цифровой код, называют *аналого-цифровым преобразователем* (АЦП), а устройство, преобразующее цифровой код в аналоговую величину,—*цифро-аналоговым преобразователем* (ЦАП).

В настоящее время в преобразователях электрических величин (преимущественно напряжения) в цифровой код используют три метода: метод подсчета числа единичных приращений аналоговой величины, метод сравнения и вычитания, метод считывания. Наиболее широкое применение получили первые два метода, а из них чаще других применяют циклические преобразователи напряжения в код с промежуточным преобразованием во временной интервал. Поэтому остановимся только на этом АЦП.

В циклических преобразователях напряжения в код с промежуточным преобразованием во временной интервал наблюдаются два четко разделяемых этапа преобразования: преобразование входного аналогового напряжения U_x во временной интервал; преобразование временного интервала в код. Упрощенная структурная схема такого АЦП приведена на рис. 6.16, а. Запускается схема от генератора импульсов (ГИ), выходное напряжение которого одновременно поступает на делитель частоты (ДЧ) и вентиль (В). С выхода делителя частоты напряжение в виде короткого импульса поступает на генератор пилообразного напряжения (ГПН) и триггер (Т). Этот импульс (напряжение U_2) устанавливает триггер в положение 1, при котором на его выходе наблюдается напряжение U_4 , открывающее вентиль. В результате этого на вход счетчика (Сч) поступают импульсы от генератора импульсов (напряжение U_5). Выходной импульс с делителя частоты одновременно с установкой триггера в положе-

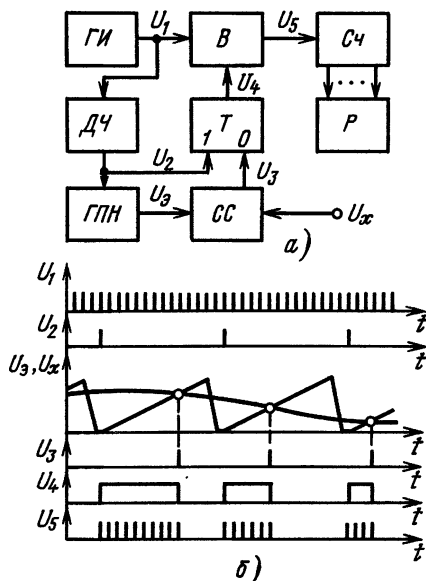


Рис. 6.16. Структурная схема аналогово-цифрового преобразователя (а) и временные диаграммы (б)

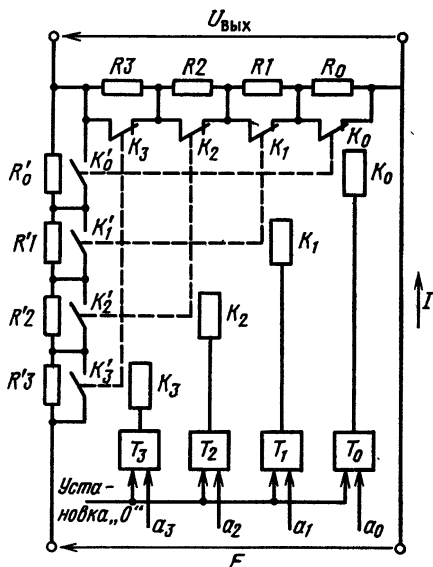


Рис. 6.17. Цифро-аналоговый преобразователь

ние 1 запускает генератор пилообразного напряжения, с выхода которого на схему сравнения (ОС) поступает линейно нарастающее напряжение U_s . Пока $U_s < U_x$, импульсы от ГИ проходят через вентиль и считаются счетчиком. При совпадении по величине напряжений U_s и U_x схема сравнения вырабатывает короткий импульс (напряжение U_3), который переводит триггер в положение 0, напряжение U_4 резко падает и вентиль закрывается, в результате чего прекращается поступление импульсов на вход счетчика, а следовательно, их подсчет прекращается. В следующем цикле рассмотренные процессы повторяются с той разницей, что число импульсов, прошедших на счетчик, меняется и зависит от величины входного аналогового напряжения U_x . Временные диаграммы, поясняющие работу такого АЦП, приведены на рис. 6.16, б.

Наибольшее распространение среди цифро-аналоговых преобразователей цифровых кодов в электрические величины (напряжения или ток) получили преобразователи со «взвешиванием» разрядов. Так как мы рассматриваем ЦАП, предназначенные для связи МПК с аналоговыми устройствами, а МПК работают с двоичными цифровыми кодами, то рассмотрим только ЦАП двоичного кода.

Как уже отмечалось, любое двоичное число может быть представлено в виде следующей суммы:

$$A = a_{n-1}2^{n-1} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0,$$

где

$$a_i = 0 \text{ или } 1.$$

Преобразование такого числа в аналоговую электрическую величину проводят путем суммирования «взвешенных» исходных аналоговых величин, причем веса последних подбирают пропорциональными целым степеням числа два. В качестве исходных аналоговых величин при преобразовании кода в электрические величины обычно используют токи и напряжения, распределение значений которых по степеням числа два обеспечивается либо соответствующим набором источников тока или источников напряжения, либо построением специальных сеток из резисторов, имеющих необходимые значения сопротивлений. Необходимо отметить, что при любом суммировании электрических сигналов всегда одновременно происходит суммирование и токов, и напряжений, поэтому деление ЦАП на преобразователи с суммированием токов и преобразователи с суммированием напряжений является достаточно условным.

Проиллюстрируем общие принципы построения ЦАП со «взвешиванием» разрядов на простейшей схеме, рассчитанной на преобразование четырехразрядных двоичных кодов (рис. 6.17). Собственно преобразовательную часть схемы составляет делитель напряжений на резисторах R_0 , R_1 , R_2 и R_3 , которые коммутируются контактами K_0 , K_1 , K_2 и K_3 реле K_0 , K_1 , K_2 и K_3 . Сопротивления резисторов делителя «взвешены» по двоичному закону, т. е. $R_0 : R_1 : R_2 : R_3 = 2^0 : 2^1 : 2^2 : 2^3$, или

$$R_1 = 2^1 R_0 = 2R_0; \quad R_2 = 2^2 R_0 = 4R_0; \quad R_3 = 2^3 R_0 = 8R_0.$$

Но если иметь только один делитель напряжения из резисторов $R_0 - R_3$, при коммутации будет меняться общее сопротивление делителя, что неудобно с конструктивной точки зрения (меняется нагрузка для источника E). Поэтому для обеспечения постоянства нагрузки для источника E в схему вводят второй делитель напряжения $R'_0 - R'_3$, которые коммутируются одновременно с резисторами $R_0 - R_3$, а их сопротивления подбирают следующим образом:

$$R'_0 = R_0; \quad R'_1 = R_1; \quad R'_2 = R_2; \quad R'_3 = R_3.$$

В общем случае общее сопротивление нагрузки для источника E постоянно и равно $R_\Sigma = R_0 \sum_{i=0}^3 R_i$ так же, как и ток

$$I = E/R_\Sigma.$$

Управление реле осуществляется триггерами $T_0 \dots T_3$, составляющими регистр преобразуемого двоичного кода:

$$A = a_3 a_2 a_1 a_0.$$

Если триггер T_i находится в состоянии 1, то по обмоткам реле P_i протекает ток, контакт K_i размыкается, а контакт K'_i замыкается. Если триггер T_i находится в состоянии 0, обмотка реле P_i обесточена и контакты соответствующего реле находятся в исходном состоянии. Значение $U_{\text{вых}}$ непосредственно связано с положением контактов реле, т. е. в конечном счете с кодом числа, введенного во входной триггерный регистр схемы. В общем случае

$$U_{\text{вых}} = IR_0(a_3 2^3 + a_2 2^2 + a_1 2^1 + a_0 2^0) = IR_0 A.$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, завершено изложение основ электроники. Остались не рассмотренными лишь некоторые направления ее развития, которые составляют, однако, существенные разделы современной радиоэлектроники. К ним в первую очередь следует отнести электронику сверхвысоких частот и квантовую электронику. Но изложение только основ этих фундаментальных разделов предполагает знание теории электромагнитного поля, квантовой механики, а также использование сложного математического аппарата. Поэтому включение этого материала в книгу потребовало бы не только увеличения ее объема, но и существенного изменения методики изложения. И все-таки думается, что создание более общих основ радиоэлектроники—строгих по изложению и одновременно доступных для широкого круга читателей—задача чрезвычайно интересная. Возможно, кому-то удастся ее решить. Однако в связи с тем, что во всех областях радиоэлектроники встречаются аналогичные проблемы и при их решении пользуются одинаковыми понятиями, надеемся, что для понимания существа процессов, происходящих в любом радиоэлектронном устройстве, изложенных основ электроники окажется достаточно.

При написании настоящей книги авторы стремились продемонстрировать логику развития радиоэлектроники, которая шла от дискретных элементов к интегральным, воплотившим в себе целые функциональные устройства. Таким образом, в развитии электроники прослеживается как бы переход от чисто «электрических» элементов к функционально-информационным. Такая эволюция обусловлена, с одной стороны, снижением надежности радиоэлектронной аппаратуры, выполненной на дискретных элементах, увеличением ее габаритов, массы, стоимости и энергопотребления, а с другой стороны, достижениями в области технологии производства «чистых» материалов, разработкой методов контроля их структуры и состава, успехами в конструировании приборов точной механики и оптики.

Однако, хотя эти предпосылки в значительной мере определили направление развития современной электроники, они не сразу нашли широкое применение на практике. Возможности микроэлектроники, в частности микроэлектроники сверхбольших интегральных схем, были реализованы только при построении нового класса электронных устройств — микропроцессоров. Явившись по принципу своей работы сравнительно простым устройством, микропроцессор позволил провести в производственных процессах буквально революционные изменения — осуществить автоматизированное управление самыми сложными технологическими операциями, оптимизировать производственные процессы, создать гибкие производственные линии. Такие линии, воплощая в себе все достоинства крупносерийного производства, позволяют без значительных затрат налаживать выпуск изделий мелкими сериями, оперативно откликаться на запросы рынка.

Но не следует думать, что прогресс любой отрасли современной техники лишь способствует решению проблем, стоящих перед обществом. Каждое производство носит не только технический, но и социальный характер, причем, решая одну проблему, оно одновременно формирует новые, зачастую не столь простые.

Сказанное в полной мере относится и к электронике. Многие ее достижения позволяют решать такие задачи, которые раньше представлялись нерешаемыми. Например, «технология» канцелярской работы в течение столетий практически не менялась. Сегодня же благодаря современным способам передачи и обработки информации в этой сфере деятельности человека по существу произошел переворот. Мир подходит к созданию единой информационной системы в масштабе всего земного шара.

Введение электронной компьютерной техники революционизирует процесс образования: в принципе решается важнейшая и еще недавно казалось бы нерешаемая задача — «дать каждому ученику индивидуального учителя». И уже сегодня в развитых странах все более широкое распространение получает практика индивидуального обучения учащихся на дому с помощью учебных компьютерных программ, составленных наиболее квалифицированными преподавателями.

Но у электроники есть и свои негативные стороны. Достаточно вспомнить всем хорошо знакомые электронные часы. Налаживание их производства означало сокращение спроса на квалифицированную рабочую силу: часы, состоящие из нескольких функционально законченных электронных узлов, собрать значительно проще, чем механические, для сборки которых требуются высококвалифицированные специалисты. В итоге появление электронных часов нанесло серьезный удар по промышленности, традиционно занимавшейся производством механических часов. Специалистов высокой квалификации оказалось вполне возмож-

ным заменить менее квалифицированными. И это серьезная социальная проблема.

Револуционизирующее значение электроники едва ли кто будет оспаривать. Но, думается, ее возможности еще далеко не исчерпаны. Не исключено, что особая роль электроники проявится в процессе синтеза двух ее направлений—информационного и энергетического. Если первое из них касается вопросов получения и обработки информации, то второе связано с непосредственным энергетическим воздействием на предмет трудовой деятельности человека. Это направление развития электроники, которое ряд специалистов называют лазерно-компьютерным альянсом, допускает создание принципиально новых производственных процессов, в которых можно отказаться от традиционного оборудования и линий передачи энергии. В перспективе должны измениться сам подход к промышленному производству, резко сократиться потребление материалов и энергии, возрасти степень безотходности производства и его экологическая чистота.

Словом, перспективы электроники безграничны. И самые увлекательные направления ее развития связаны не столько с решением чисто технических задач, сколько с поиском новых сфер ее приложения, выявлением ее новых функций.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

СПЕКТРЫ СИГНАЛОВ

Разложение Фурье. Разложение сигнала на гармонические составляющие, осуществляемое с помощью преобразования Фурье, оказывается наиболее простым для периодического сигнала, т. е. такого сигнала, значения которого повторяются через один и тот же промежуток времени, называемый периодом. Математически такой сигнал можно записать в форме $s(t) = s(t + nT)$, где n — любое целое число, T — период функции. В этом случае сигнал может быть представлен в виде следующего ряда, называемого рядом Фурье:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos n \frac{2\pi}{T} t + b_n \sin n \frac{2\pi}{T} t \right) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \left(n \frac{2\pi}{T} t + \psi_n \right), \quad (1)$$

где

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} s(t) \cos \left(n \frac{2\pi}{T} t \right) dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} s(t) \sin \left(n \frac{2\pi}{T} t \right) dt;$$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} s(t) dt; \quad A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad \operatorname{tg} \psi_n = \frac{b_n}{a_n}.$$

Таким образом, в случае периодического сигнала в разложении в ряд Фурье присутствуют не зависящая от времени постоянная составляющая и бесконечный ряд гармонических составляющих с частотами $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$, кратными основной частоте последовательности. Любая гармоника, составляющая ряда Фурье, характеризуется амплитудой A_n и начальной фазой.

Пользуясь разложением в ряд Фурье, можно построить спектральную диаграмму периодического процесса, наглядно интерпретирующую коэффициенты ряда Фурье.

Как следует из выражения (1), таких спектральных диаграмм может быть две: первая — амплитудная, а вторая — фазовая (рис. П.1.1). Спектр периодического

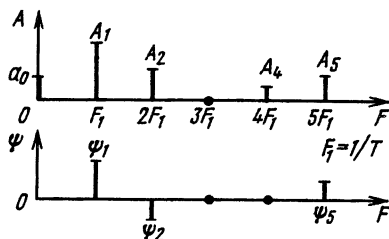


Рис. П.1.1. Амплитудная и фазовая спектральные характеристики периодической функции

сигнала — линейчатый; он состоит из отдельных «линий» — спектральных составляющих, причем отдельные гармонические составляющие отстоят на равном расстоянии друг от друга $F_1 = (\omega_1/2\pi)$. Очевидно, что амплитуды отдельных гармоник могут быть равны и нулю.

С увеличением периода сигнала расстояние между соседними спектральными составляющими будет уменьшаться. В предельном случае непериодического сигнала выражения для разложения в ряд Фурье принимают вид

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\Omega t} d\Omega \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\Omega t} dt, \quad (2)$$

где

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega; \quad (3)$$

$$S(\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\Omega t} dt. \quad (4)$$

Выражение (4) определяет спектральную плотность сигнала, само же выражение называют преобразованием Фурье данного сигнала. С помощью выражения (3) осуществляется прямое, а с помощью (4) — обратное преобразование Фурье. С помощью прямого и обратного преобразований Фурье любой непериодический сигнал может быть представлен суммой бесконечно большого числа периодических колебаний, амплитуда которых бесконечно мала. Как следует из приведенных выражений, между временным и спектральным представлением сигнала существует однозначное соответствие: зная временную функцию, можно определить спектр сигнала, а имея спектр, можно восстановить временную зависимость. Это, с одной стороны, позволяет при анализе конкретного устройства выбирать наиболее удобную форму, а с другой — сводит задачу анализа радиоэлектронного устройства к анализу его поведения на отдельных частотах, к изучению его реакции на простейшие гармонические колебания.

Из преобразования Фурье следует ряд важных следствий. Первое из них — чем больше период сигнала, тем шире его спектр. В предельном случае одиночного импульса он становится бесконечным. Спектр сигнала расширяется по мере уменьшения его длительности. Произведение ширины спектра на его длительность — величина постоянная, зависящая только от формы сигнала. Как правило, она имеет порядок единицы.

Указанное очень важно для радиоэлектроники, так как оно определяет требования к полосе пропускания радиоэлектронного устройства при заданной длительности сигналов. Так, чем короче длительность импульса, тем шире должна быть полоса пропускания устройства. Еще одно следствие состоит в том, что короткие импульсные помехи, обладающие широким спектром, могут резко ухудшать условия работы устройства.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

КОДИРОВАНИЕ

В теории сигналов доказывается теорема, носящая имя своего автора академика В. А. Котельникова, которая позволяет установить оптимальную величину временного интервала с точки зрения возможных искажений. Содержание теоремы сводится к следующему: если функция $s(t)$ не содержит в своем

спектральном разложении частот выше F , то она определяется последовательностью своих значений в любые моменты времени, отстоящие друг от друга не более чем на Δt , где $\Delta t = \pi/\omega_m = 1/2F$.

Дискретизация сигналов позволяет заменить непрерывные сообщения дискретными и передавать любую информацию в виде последовательности чисел. Каждое число является номером соответствующего разрешенного уровня, который наблюдается в непрерывном сообщении в данный момент времени и следует через интервал времени Δt . Такая обработка сигналов — кодирование — резко повышает помехоустойчивость радиоэлектронных устройств и систем.

Основной вопрос, возникающий при кодировании, связан с выбором системы счисления для величин, которые будут передаваться. Как известно, все системы счисления отличаются числом используемых цифр, которое называют основанием системы. Если в десятичной системе основание равно десяти (от 0 до 9), то в восьмеричной — восьми (от 0 до 7), а в двоичной — всего двум (0 и 1). Очевидно, чем меньше основание, тем меньше символов нужно передавать. Поэтому с технической точки зрения и точки зрения кодирования наиболее удобной оказывается двоичная система счисления: нужно передавать лишь два символа. Всегда можно выбрать два сигнала, параметры которых будут существенно различны. Например, можно приписать единице напряжение положительной полярности, а нулю — напряжение отрицательной полярности или единице — сигнал одной частоты, а нулю — другой. Кроме того, в радиоэлектронике существуют схемы, которые работают в режиме «Да — Нет», что соответствует двоичной системе счисления. Схемная реализация устройств, работающих в таком режиме, оказывается наиболее простой. Поэтому сейчас в радиоэлектронике используют кодирование на базе двоичных систем и широко применяют двоичные или, как их часто называют, бинарные коды.

Правило кодирования определяется кодовой таблицей. Совокупность кодовых символов, соответствующая элементу сообщения, называют кодовой комбинацией, а число элементов, образующих код, — значностью кода. Различают коды равномерные и неравномерные. Равномерными называют коды, у которых все кодовые комбинации состоят из одинакового числа элементов и имеют одну и ту же длительность. Неравномерными называют коды, у которых кодовые комбинации отличаются не только расположением, но и количеством элементов. В случае неравномерных кодов различные кодовые комбинации имеют разную длительность.

Впервые с кодированием пришлось встретиться в телеграфии, в которой применяются как равномерный (код Бодо), так и неравномерный (Морзе) коды. Каждая комбинация кода Бодо содержит пять элементов. Пятизначным двоичным кодом можно передать 32 различные буквы. Ниже приведены четыре первые буквы кода Бодо:

А	Б	В	Г
10000	00110	01101	01010.

При телеграфировании символ 1 передается импульсом длительностью τ_0 , а символ 0 — паузой той же длительности. Время передачи любой кодовой комбинации $5\tau_0$. Импульсы, соответствующие буквам А, Б и В, показаны на рис. П.2.1, а.

В коде Морзе используются одиночные и тройные символы, составленные из нулей и единиц. Сигнал, соответствующий одной единице, называют точкой, трем единицам — тире. Символ 0 используется для разделения точек и тире. Совокупность 000 служит для разделения кодовых комбинаций. Некоторые комбинации кода Морзе приведены на рис. П.2.1, б. Длительность самой короткой кодовой комбинации (точки, соответствующей букве Е) $4\tau_0$, а самой длинной 12 τ_0 .

По помехоустойчивости коды делятся на обыкновенные и корректирующие. Коды, у которых для передачи информации используются все возможные кодовые комбинации, называются обыкновенными (или кодами без избыточности).

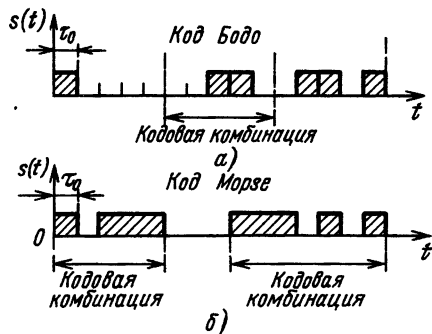


Рис. П.2.1. Кодовые комбинации кода Бодо (а) и Морзе (б)

В таких кодах превращение одного символа в другой (единицы в нуль или нуля в единицу) приводит к новой возможной комбинации, т. е. к ошибке. Для повышения достоверности, надежности передачи применяют корректирующие коды (или коды с избыточностью). При этом в передаче используют не все возможные кодовые комбинации, а лишь некоторую их часть. Таким образом, все возможные кодовые комбинации делятся на разрешенные и запрещенные. Ошибка обнаруживается, если при передаче разрешенная кодовая комбинация переходит в одну из запрещенных. Если избыточность кода невелика, то ошибку можно только обнаружить, если же избыточность большая, то ошибку удастся не только обнаружить, но и устранить.

В качестве примера рассмотрим систему построения обыкновенного и корректирующего кодов на примере трехзначного двоичного кода. В данном случае общее число возможных кодовых комбинаций равно восьми: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. Допустим, что в ходе передачи может быть искажен один символ: вместо единицы нуль или вместо нуля единица. При использовании всех восьми кодовых комбинаций (случай обыкновенного кода) все комбинации — разрешенные и искажение одного символа переводит одну разрешенную комбинацию в другую. Возникает ошибка, которую нельзя обнаружить.

Если же для передачи сигнала выбрать не восемь, а только четыре комбинации, которые подобраны так, что каждая отличается от другой на два знака, то при искажении одного знака ошибка может быть обнаружена. Пример такой разрешенной комбинации: 000, 011, 101, 110. В самом деле, в этом случае любая одиночная ошибка переводит разрешенную кодовую комбинацию в запрещенную. Для обнаружения и устранения одиночной ошибки нужно использовать меньшее количество разрешенных кодовых комбинаций, причем они должны отличаться не менее чем на три единицы. В нашем случае такими могут быть две комбинации из восьми: 000, 111 или 010, 101, или 001, 110. При этих условиях любая одиночная ошибка переведет разрешенную комбинацию в запрещенную, которая будет отличаться от переданной комбинации на один знак, а от другой на два знака. По «близости» запрещенной комбинации к разрешенной можно не только обнаружить, но и исправить ошибку.

Естественно, что увеличение значности кода позволяет создавать большое число кодовых комбинаций, расположенных достаточно «далеко» друг от друга (отличающихся большим числом знаков). Такие многозначные коды создают возможность обнаружения и исправления многократных ошибок. Однако увеличение значности кода значительно усложняет аппаратуру. Поэтому в последнее время уделяется много внимания разрешению проблемы, связанной с разработкой теории оптимальных кодов.

МОДУЛЯЦИЯ

Амплитудная модуляция (АМ). При чисто амплитудной модуляции по закону передаваемого сообщения меняют только амплитуду высокочастотного гармонического колебания. Если первичный сигнал, управляющий изменением амплитуды, описывается функцией $s(t)$, то в процессе модуляции амплитуда высокочастотного колебания должна изменяться по закону

$$A(t) = A_0 + k_{\text{ам}} s(t),$$

где A_0 — постоянная амплитуда высокочастотного колебания в отсутствие модуляции; $k_{\text{ам}}$ — коэффициент пропорциональности. В этом случае колебание (рис. П.3.1, а) будет описываться выражением

$$a(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \psi_0) = [A_0 + k_{\text{ам}} s(t)] \cos(\omega_0 t + \psi_0), \quad (1)$$

где ω_0 — постоянная угловая частота; ψ_0 — постоянная начальная фаза.

Линию, соответствующую изменению амплитуды высокочастотного колебания, называют огибающей.

В общем случае функция $s(t)$ носит случайный характер, но для выявления основных характеристик АМ колебаний будем полагать, что и огибающая является детерминированной функцией. Это, естественно, исключает информативность такого колебания, но облегчает изучение свойств АМ колебаний.

Рассмотрим простейший случай, когда первичный (модулирующий) сигнал представляет собой чисто гармоническое колебание:

$$s(t) = S_m \cos(\Omega t + \Psi),$$

где $\Omega = 2\pi F$ — частота модулирующего сигнала. Тогда и огибающая АМ колебания будет чисто гармонической функцией (рис. П.3.1, б).

Если для простоты принять, что начальные фазы высокочастотного колебания и огибающей равны нулю, то

$$a(t) = (A_0 + k_{\text{ам}} S_m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = (A_0 + \Delta A_m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = A_0 (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (2)$$

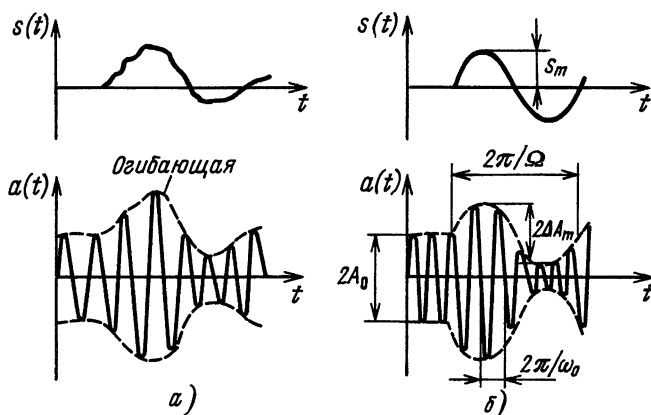


Рис. П.3.1. Амплитудно-модулированные колебания:
а — при реальном сигнале, б — тональное

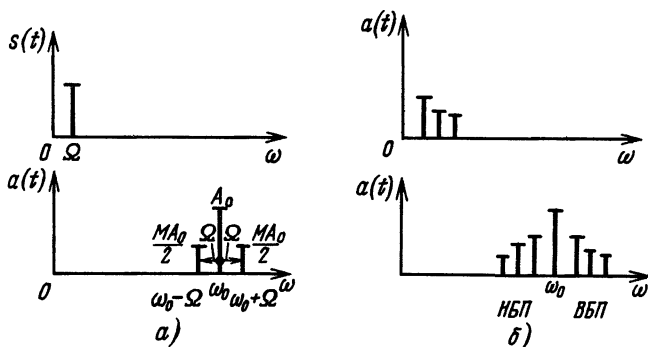


Рис. П.3.2. Спектральные характеристики тонального АМ-колебания (а) и сложного колебания (б)

Здесь $\Delta A_m = k_{ам} S_m$. Коэффициент, равный отношению максимального приращения амплитуды колебаний к среднему ее значению

$$M = \Delta A_m / A_0, \quad (3)$$

называют коэффициентом амплитудной модуляции. Для неискаженной передачи сообщения он не должен быть больше единицы: $0 \leq M \leq 1$.

Спектр АМ колебания можно определить из выражения (2):

$$a(t) = A_0(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = A_0 \cos \omega_0 t + \frac{MA_0}{2} \cos(\omega_0 t + \Omega t) + \frac{MA_0}{2} \cos(\omega_0 t - \Omega t). \quad (4)$$

Первое слагаемое представляет собой исходное колебание несущей частоты, второе и третье — колебания верхней и нижней боковых частот. Амплитуда гармонического колебания несущей частоты равна A_0 , а амплитуды гармонических колебаний боковых частот одинаковы и равны $MA_0/2$ (рис. П.3.2, а).

При более сложном первичном сигнале и, следовательно, более сложном законе модуляции АМ колебание также будет содержать три составляющие: несущую, верхнюю и нижние боковые. Но боковые составляющие будут состоять не из одной частоты, а из ряда, из полосы частот. Спектр верхней боковой полосы (ВБП) будет точно повторять спектр первичного (модулирующего) сигнала, спектр же нижней боковой полосы (НБП) явится симметричным по отношению к ω_0 отображением верхней боковой полосы (рис. П.3.2, б).

Частотная и фазовая модуляции (ЧМ и ФМ). При этих видах модуляции производится изменение аргумента ϑ по закону передаваемого сообщения. В связи с тем, что частотная и фазовая модуляции очень близки, их часто объединяют под одним общим названием угловой модуляции:

$$a_{ум}(t) = A_0 \cos \vartheta(t).$$

Колебание, подвергнутое такой угловой модуляции, показано на рис. П.3.3.

При частотной модуляции изменяется частота высокочастотного колебания

$$\omega(t) = \omega_0 + k_{чм} s(t),$$

где ω_0 — постоянная частота немодулированного колебания; $k_{чм}$ — коэффициент пропорциональности, связывающий модулирующий сигнал с частотой. Для простейшего ЧМ колебания

$$\omega(t) = \omega_0 + k_{чм} S_m \cos \Omega t = \omega_0 + \omega_d \cos \Omega t,$$

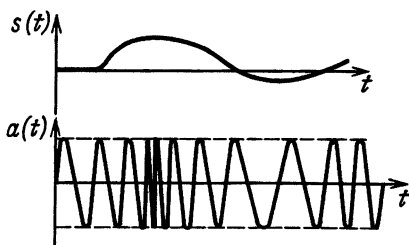


Рис. П.3.3. Колебание с угловой модуляцией

нию подвергается начальная фаза ψ_0 высокочастотного колебания:

$$\Psi(t) = \Psi_0 + k_{\text{ФМ}} s(t),$$

где $k_{\text{ФМ}}$ — коэффициент пропорциональности, связывающий изменение фазы с модулирующим сигналом.

Для простейшего ФМ колебания (при $\psi_0 = 0$)

$$a(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + k_{\text{ФМ}} S_m \cos \Omega t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_{\text{ФМ}} \cos \Omega t), \quad (7)$$

где $m_{\text{ФМ}}$ — индекс фазовой модуляции.

Как видно из выражений (5) и (7), в простейших случаях между частотной и фазовой модуляцией нет существенной разницы. Эти выражения различаются лишь характером индексов модуляции. При частотной модуляции индекс модуляции зависит и от S_m , и от Ω , а при фазовой — только от S_m . Поэтому оба вида модуляции можно записать в виде

$$a(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m \cos \Omega t). \quad (8)$$

Для определения спектра колебаний при угловой модуляции нужно представить (8) в виде отдельных гармонических составляющих, разложив в ряд выражение вида $\cos(x \sin \varphi)$ и $\sin(x \sin \varphi)$, что при достаточно больших значениях x можно сделать только с помощью функций Бесселя. При этом даже в простейшем случае спектр колебания при угловой модуляции оказывается неограниченно широким. Это легко объяснимо: фактически мы представляем гармоническое колебание переменной частоты в виде суммы гармонических колебаний с постоянными частотами. Принципиальная разница между такими колебаниями и приводит к необходимости суммировать их бесконечно большое число. Однако основные гармонические составляющие спектра при угловой модуляции находятся в относительно узкой полосе частот. Более подробный анализ показывает, что при угловой модуляции спектр высокочастотного колебания содержит $2n$ гармоник достаточно большой амплитуды и бесконечное число гармоник с амплитудами, близкими к нулю. При этом $n \approx m$. Значит, для пропускания основных гармоник ширина полосы реального радиоэлектронного устройства $\Delta\omega_0$ должна быть примерно равна $2m\Omega$. Учитывая, что $m = \omega_d/\Omega$, окончательно получаем

$$\Delta\omega_0 \approx 2m\Omega = 2\omega_d. \quad (9)$$

Таким образом, имея радиоэлектронные устройства с полосой пропускания, близкой удвоенной частоте девиации, можно с небольшими искажениями передавать ЧМ и ФМ колебания.

В заключение отметим, что амплитудная и угловая модуляции различаются не только шириной спектра, но и энергетическими соотношениями и помехоустойчивостью. В связи с тем, что при амплитудной модуляции меняется амплитуда высокочастотного колебания, мощность АМ колебаний во времени сильно изменяется, что является существенным недостатком этого вида модуляции. При частотной и фазовой модуляции амплитуды колебаний, а следовательно,

где ω_d — наибольшее отклонение частоты от несущей частоты, называемое девиацией частоты.

Можно доказать, что частотно-модулированное колебание (при $\psi_0 = 0$) записывается в виде

$$a(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t), \quad (5)$$

где

$$m_{\text{ЧМ}} = \omega_d/\Omega \quad (6)$$

— индекс частотной модуляции.

При фазовой модуляции измене-

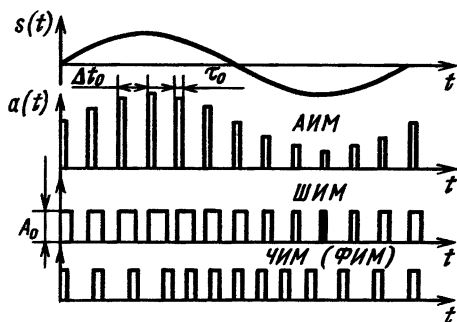


Рис. П.3.4. Виды импульсной модуляции

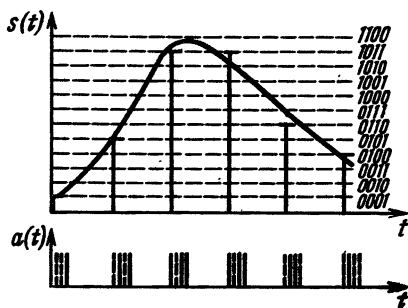


Рис. П.3.5. Кодоимпульсная модуляция

и мощность постоянны. Поэтому энергетические соотношения при угловой модуляции оказываются значительно лучше по сравнению с амплитудной. Выше и помехозащищенность линии связи, так как индекс модуляции m может быть значительно больше единицы (при амплитудной модуляции он в крайнем случае только равен единице). Но на практике амплитудную модуляцию и детектирование обеспечить проще, поэтому-то выбор того или иного вида модуляции не является однозначным.

Кроме описанной в радиоэлектронных устройствах широкое распространение получила импульсная модуляция, тесно связанная с дискретизацией первичных сигналов. Дискретизация сигналов во времени позволяет передавать информацию лишь в отдельные моменты времени, соответствующие отсчетам функции $s(t)$, т. е. переходить от непрерывных сигналов к импульсным. При этом информация о передаваемом сообщении закладывается в один из параметров импульсной последовательности. Так как импульсная последовательность характеризуется тремя параметрами: амплитудой импульса A , его длительностью τ и периодом повторения T , можно по закону передаваемого сообщения¹¹ изменять любой из них и получать различные виды импульсной модуляции (рис. П.3.4).

При амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) изменяется амплитуда импульсов:

$$A(t) = A_0 + k_1 s(t),$$

где A_0 — амплитуда немодулированных импульсов; k_1 — коэффициент пропорциональности между модулирующим сигналом и изменением амплитуды импульсов.

При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) изменяется длительность импульса:

$$\tau(t) = \tau_0 + k_2 s(t),$$

где τ_0 — длительность немодулированных импульсов; k_2 — коэффициент пропорциональности между модулирующим сигналом и изменением длительности импульса.

При изменении периода повторения будет иметь место частотно-импульсная (ЧИМ) или фазо-импульсная (ФИМ) модуляция:

$$\Delta t(t) = \Delta t_0 + k_3 s(t),$$

где Δt_0 — период повторения немодулированной импульсной последовательности; k_3 — коэффициент пропорциональности между модулирующим сигналом и изменением периода повторения импульсов. Различие между ФИМ и ЧИМ совершенно аналогично различию между ФМ и ЧМ гармоническими колебаниями.

Если кроме дискретизации по времени провести еще и квантование, появится возможность создания еще одного вида импульсной модуляции — кодового. При кодоимпульсной модуляции каждому разрешенному уровню сигнала приписывается определенный номер — код, который и передается в моменты отсчета функции (рис. П.3.5), т. е. при кодоимпульсной модуляции через интервалы времени передается не один импульс, а кодовая комбинация импульсов.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

ТЕОРИЯ ЦЕПЕЙ

Закон Ома. При неизменном сопротивлении проводника напряжение, приложенное к нему, пропорционально протекающему в нем току:

$$I = U/R \text{ или } U = RI.$$

Первый закон Кирхгофа. Для любой электрической цепи с сосредоточенными параметрами, для любого из ее узлов и для любого момента времени алгебраическая сумма токов всех ветвей, присоединенных к узлу, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n i_k(t) = 0.$$

Второй закон Кирхгофа. Для любой электрической цепи с сосредоточенными параметрами, для любого из ее контуров и для любого момента времени алгебраическая сумма падения напряжения на отдельных ветвях, образующих контур, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n u_k(t) = 0.$$

Кроме того, в теории электрических цепей используют также закон Джоуля — Ленца: скорость преобразования электромагнитной энергии в тепло, равная мощности P , поглощаемой резистором R , равна

$$P = RI^2.$$

Расчет произвольной линейной электрической цепи сводится к составлению и решению систем линейных дифференциальных уравнений, причем методы их решения зависят как от характеристик входящих в эквивалентную схему пассивных элементов, так и от вида возмущения — формы напряжения или тока.

Все схемы разделяют на простые и сложные (разветвленные). К группе простых относят схемы, в которых имеются один источник энергии (сигнала) и пассивные элементы, соединенные только последовательно или параллельно. В сложных схемах может быть несколько источников энергии, а пассивные элементы могут соединяться не только последовательно или параллельно, но и смешанным образом.

Рассмотрение методов расчета начнем с простых схем, в которых действует самое простое возмущение — постоянное. Задача расчета сводится к составлению и решению алгебраических уравнений. При воздействии постоянного возмущения падение напряжения на индуктивном элементе и ток через емкостной элемент равны нулю: $di_L/dt = 0$ и $duc/dt = 0$. Поэтому эквивалентные схемы цепей постоянного тока содержат только резистивные элементы. Из них исключаются индуктивные элементы, а ветви, содержащие емкости, в месте их включения считаются разомкнутыми. Очевидно, что самыми простыми будут схемы, содержащие всего один источник напряжения или тока и один резистивный элемент. В таких схемах ток и напряжение рассчитываются наиболее просто. Так, в схеме на рис. П.4.1,а напряжение на резистивном элементе равно

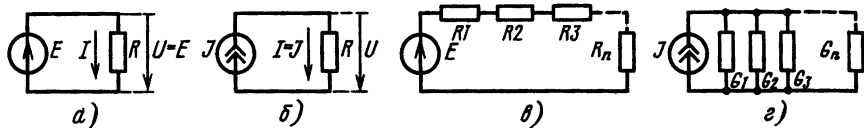


Рис. П.4.1. К расчету простой резистивной цепи

напряжению источника, а ток определяется по закону Ома $I=E/R$. В схеме рис. П.4.1, б ток через резистивный элемент равен току источника, а напряжение на нем определяется по закону Ома $U=RI$.

Несколько сложнее расчеты в случае цепей, у которых к одному источнику энергии присоединено несколько резистивных элементов, соединенных последовательно (рис. П.4.1, в) или параллельно (рис. П.4.1, г). Представив в первой схеме источник энергии в виде источника напряжения и объединив все резистивные элементы в один с эквивалентным сопротивлением

$$R_{\text{эк}} = \sum_{k=1}^n R_k,$$

а во второй схеме источник энергии в виде источника тока и объединив все проводимости в одну

$$G_{\text{эк}} = \sum_{k=1}^n G_k,$$

обе схемы сводят к схемам рис. П.4.1, а, б, в которых легко определяют токи и напряжения.

В общем случае, когда имеется схема, содержащая различные комбинации последовательно и параллельно соединенных резистивных элементов, объединяют их до тех пор, пока не получат один источник и один эквивалентный элемент. В такой простой схеме ток определяют по закону Ома, а затем, последовательно «разворачивая» схему к первоначальному виду, находят токи во всех ветвях анализируемой схемы и, наконец, падения напряжения на каждом из элементов, входящих в ее состав.

Если к исследуемой цепи приложено гармоническое возмущение, то анализ схемы сводится в общем случае к составлению и решению дифференциальных уравнений вида

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = U_m \sin(\omega t + \psi).$$

Расчет таких цепей проводят с помощью комплексного метода, о котором уже шла речь во введении.

Общее сопротивление последовательно соединенных резистивного и реактивных (емкостного и индуктивного) элементов определяет комплексное сопротивление участка схемы:

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C).$$

От алгебраического представления комплексных чисел всегда можно перейти к их представлению в форме $\underline{Z} = Ze^{j\varphi}$, где $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ — полное сопротивление, а $\tan \varphi = (X_L - X_C)/R$.

С точки зрения понимания физики описываемых процессов важно то, что потери энергии в цепи происходят за счет включенных в нее резистивных элементов, в реактивных элементах потерь энергии нет: они «запасают» энергию, которую впоследствии при изменении режима работы (например, выключении цепи) отдают в цепь. Это различие между активными и реактивными элементами отображается множителем $\pm j$.

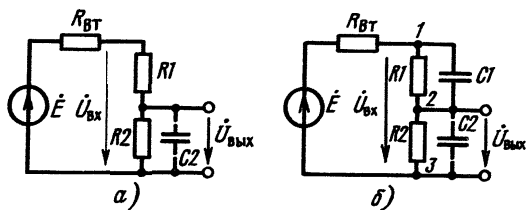


Рис. П.4.2. К расчету делителя напряжения

Основное преимущество комплексного метода расчета состоит в том, что основные законы электрических цепей, записанные в комплексной форме, имеют вид, аналогичный тому, который они имеют в случае цепей постоянного тока. Так, закон Ома в комплексной форме записывается в виде $\dot{I}_m = \dot{U}_m / \underline{Z}$, первый закон Кирхгофа $\sum_{k=1}^n \dot{I}_{mk} = 0$, а второй закон Кирхгофа $\sum_{k=1}^m \dot{U}_{mk} = 0$. Указанное позволяет при расчетах цепей, в которых действуют гармонические сигналы, использовать те же методы, что и в случае цепей постоянного тока. Отличие заключается в том, что сопротивления носят комплексный характер, а сами расчеты приводятся не в действительных, а в комплексных числах.

В качестве примера приведем расчет делителя напряжения, который используют в тех случаях, когда требуется уменьшить напряжение в заданное число раз. Деление напряжения можно осуществить с помощью простой схемы, состоящей из двух резисторов. Представляя генератор гармонического напряжения в виде источника ЭДС и учитывая, что к каждому реальному делителю при присоединении любого устройства оказывается подключенной некоторая паразитная емкость C_2 , получаем эквивалентную схему делителя напряжения (рис. П.4.2, а). В этой схеме выходное напряжение делителя

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{Z_2 \dot{U}_{\text{вх}}}{R_1 + Z_2},$$

где комплексное сопротивление схемы (между точками 2 и 3)

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2 / j\omega C_2}{R_2 + 1/j\omega C_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega \tau_2}.$$

Здесь τ_2 — постоянная времени $R_2 C_2$ -цепи. Физически постоянная времени характеризует временные свойства цепи: время, в течение которого в случае включения или выключения будут идти переходные процессы, связанные с зарядом или разрядом конденсатора или установлением тока в цепи. Смысл постоянной времени заключается в том, что для заряда конденсатора требуется какое-то конечное время.

Как следует из закона Ома;

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} R_2}{R_1 + R_2 + j\omega \tau_2 R_1},$$

откуда находим коэффициент деления делителя

$$n = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{R_1 + R_2 + j\omega \tau_2 R_1}{R_2},$$

который зависит от частоты. Эта зависимость может быть нежелательной. Например, если с помощью делителя надо уменьшить сложное по форме

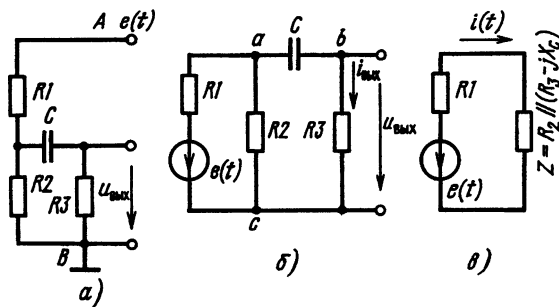


Рис. П.4.3. К расчету простейшей схемы при воздействии гармонического напряжения

напряжение, то в делителе с переменным по частоте коэффициентом деления различные спектральные составляющие будут «делиться» по-разному, что приведет к появлению искажений в выходном напряжении по сравнению с входным. Чтобы избежать такой зависимости, резистор $R1$ шунтируют емкостью $C1$ (рис. П.4.2, б). В этом случае

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2},$$

где $\underline{Z} = R1 / (1 + j\omega C1 R1)$, а $\underline{Z}_2 = R2 / (1 + j\omega C2 R2)$. Обозначив $R1 C1 = \tau_1$ и $R2 C2 = \tau_2$, получим

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}} R_2}{R_1 (1 + j\omega \tau_2) / (1 + j\omega \tau_1) + R_1}.$$

При $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вх}} R_2 / (R_1 + R_2)$, откуда $n = (R_1 + R_2) / R_2$,

т. е. при равенстве постоянных времени коэффициент деления делителя не зависит от частоты. Такой делитель называют частотно-компенсированным.

Второй пример использования закона Ома будет касаться одной из наиболее часто встречающихся цепей делителя напряжения. На практике вид такого делителя чаще всего связан со схемой, представленной на рис. П.4.3, а. Здесь источник напряжения подключен к точке A положительным полюсом, а отрицательным к земле (точка B).

Легко увидеть, что указанная схема может быть преобразована к виду, показанному на рис. П.4.3, б, которая и будет являться основной для расчета. Процедура расчета может быть такой: схему рис. П.4.3, б заменяем эквивалентной схемой рис. П.4.3 в, где Z — комплексное сопротивление, величина которого равна параллельному сопротивлению R_2 и $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_1 = (R - jX_C)$. Для того чтобы найти падение напряжения на резистивном элементе R_3 , нужно знать ток ветви abc . Величина этого тока определяется падением напряжений между узлами a и c . Это напряжение можно найти, зная ток I_0 , который равен напряжению, действующему в цепи, деленному на полное сопротивление этой цепи. Таким образом, расчет сводится к нахождению значения параллельного сопротивления, затем — полного сопротивления цепи; значения тока в неразветвленной части цепи; падения напряжения на $\underline{Z}$; тока ветви abc и падения напряжения на R_3 . Легко доказать, что в случае если напряжение источника будет содержать как постоянную, так и переменную составляющие:

$$e(t) = E_0 + E_1 \sin \omega t,$$

$$\dot{U}_{R3} = \frac{E_0/Z_1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/Z_1} + \frac{\dot{E}_1/Z_1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/Z_1}.$$

Учитывая, что в случае $\omega \rightarrow 0$ $X_C \rightarrow \infty$, получаем

$$U_{R3} = \frac{\dot{E}_1/Z_1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/Z_1}.$$

Таким образом, U_{R3} не содержит постоянной составляющей, причем чем больше ω , тем меньше падение напряжения на емкости, а напряжение на R_3 приближается к напряжению на U_{R2} и по величине, и по фазе. Чем больше будет Z , тем больше часть напряжения источника при постоянном значении R_1 будет падать между узлами a и c . Полагая $X_C \ll R_3$; а $R_2 \gg R_3$ и исследуя выражение для мощности, рассеиваемой в R_3 , легко показать, что условием максимальной потребляемой мощности является случай, когда $R_3 = R_1$.

Расчет сложных (разветвленных) схем проводят на основе законов Кирхгофа, с помощью которых можно рассчитать любую электрическую схему. Однако часто их непосредственное применение приводит к составлению слишком большого числа линейных уравнений, а значит, и большему объему вычислений. Чтобы хотя бы частично обойти эти трудности, были разработаны методы, упрощающие эти расчеты. Упрощение достигается двумя способами: 1) введением дополнительных расчетных величин, позволяющих уменьшить число уравнений, 2) предварительным преобразованием анализируемой схемы. К методам первой группы относится метод контурных токов и метод узловых потенциалов, к методам второй группы — метод наложения (суперпозиции), метод эквивалентного источника, метод взаимности, преобразования треугольника в звезду, звезды в треугольник и др. При выборе метода расчета разветвленной схемы в каждом конкретном случае исходят из постановки задачи, причем выбирают тот метод, который позволяет провести расчет быстрее, проще и нагляднее. Коротко охарактеризуем два метода: метод контурных токов и метод наложения.

Метод контурных токов основан на втором законе Кирхгофа. Согласно этому методу расчет проводят в два этапа. На первом вводится понятие некоторых так называемых контурных токов. В отличие от токов в ветвях под контурным понимают ток в выделенном контуре. На втором этапе определяют токи в ветвях, которые представляют собой алгебраическую сумму токов, протекающих в контурах, в состав которых входит данная ветвь. Важно, что выделенные в схеме контуры независимы, т. е. каждый из них содержит ветвь, ранее не входившую ни в один предшествующий в процессе выбора контур.

Для нахождения контурных токов составляют и решают систему линейных уравнений контурных токов. Число уравнений такой системы равно числу независимых контуров схемы; оно всегда меньше числа ветвей. Следовательно, и число уравнений в случае метода контурных токов всегда меньше числа уравнений в случае непосредственного применения законов Кирхгофа.

Пусть нужно рассчитать токи в схеме, приведенной на рис. П.4.4. Сначала выберем независимые контуры и установим положительные направления контурных токов в каждом из них по направлению часовой стрелки. Пользуясь вторым законом Кирхгофа, составим уравнение для каждого контура:

$$\text{для первого } R_1 i_1 + R_2 (i_1 - i_{II}) = e_1;$$

$$\text{для второго } R_3 i_{II} + R_2 (i_{II} - i_1) + R_4 (i_{II} - i_{III}) = 0;$$

$$\text{для третьего } R_5 i_{III} + R_4 (i_{III} - i_{II}) = -e_2.$$

В результате получим систему трех уравнений (в случае непосредственного применения законов Кирхгофа их было бы пять). Решив ее, получим значения контурных токов i_1 , i_{II} , i_{III} , что позволит найти токи в отдельных ветвях схемы:

$$i_1 = i_1; \quad i_2 = i_1 - i_{II}; \quad i_3 = i_{II}; \quad i_4 = i_{II} - i_{III}; \quad i_5 = i_{III}.$$

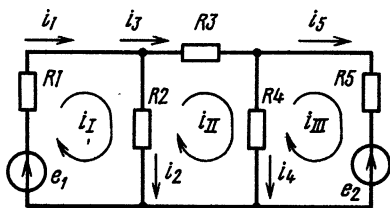


Рис. П.4.4. К расчету резистивной схемы методом контурных токов

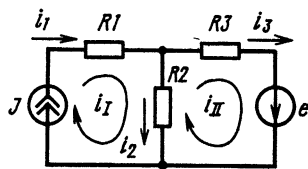


Рис. П.4.5. К расчету резистивной схемы с источником тока

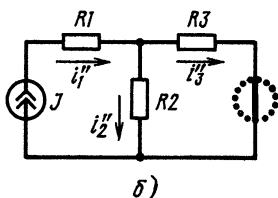
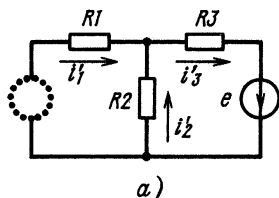


Рис. П.4.6. К расчету резистивной схемы методом наложения

Особенно удобно применять метод контурных токов для расчета схем с источниками тока. Например, в случае схемы рис. П.4.5 в качестве первого контура целесообразно выбрать источник ЭДС, резистивные элементы R_2 и R_3 , а в качестве второго — источник тока и R_1 , R_2 . В этом случае ток второго контура оказывается заданным ($i_1 = J$) и для определения токов во всех ветвях нужно рассчитать только один контурный ток i_{II} , т. е. составить всего одно уравнение

$$(R_2 + R_3)i_{II} - R_2 J = e,$$

из которого определяется ток i_{II} , а затем и токи во всех ветвях:

$$i_1 = J; \quad i_2 = J - i_{II}; \quad i_3 = i_{II}.$$

Принцип наложения позволяет разбить схему на ряд более простых, в каждой из которых действует только один источник энергии (ЭДС или тока), а все остальные отсутствуют. Проанализировав такие частные схемы, находят значения токов в ветвях от каждого отдельного источника энергии. Конкретные значения токов получают, алгебраически суммируя значения отдельных «частных» токов каждой ветви.

В качестве примера рассмотрим расчет схемы рис. П.4.6. Сначала рассчитаем схему, в которой действует только источник ЭДС, а ветвь с источником тока разомкнута (рис. П.4.6, а), в этом случае токи равны:

$$i_1' = 0; \quad i_2' = i_3' = e / (R_2 + R_3).$$

Вторая частная схема приведена на рис. П.4.6, б; в ней исключен источник напряжения, а сохранено только его внутреннее сопротивление. В этом случае

$$i_1'' = J; \quad i_2'' = JR_2 / (R_2 + R_3); \quad i_3'' = JR_2 / (R_2 + R_3).$$

В случае действия источника тока и источника напряжения токи в ветвях соответственно будут равны

$$i_1 = i_1'' = J; \quad i_2 = i_2'' - i_2' = \frac{JR_2 - e}{R_2 + R_3}; \quad i_3 = i_2' + i_3'' = \frac{JR_2 + e}{R_2 + R_3}.$$



ПРИЛОЖЕНИЕ 5

ТАБЛИЦА ПЕРЕВОДА ДЕЦИБЕЛ В ОТНОШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ, ТОКОВ И МОЩНОСТЕЙ

Отношения $U_1/U_2, I_1/I_2$	Отношение P_1/P_2	Децибел со зна- со зна- ком «-» ком «+» ← →	Отношение P_1/P_2	Отношения $U_1/U_2, I_1/I_2$
1,00	1,00	0	1,00	1,00
0,94	0,89	0,5	1,22	1,06
0,89	0,79	1,0	1,26	1,22
0,84	0,71	1,5	1,41	1,19
0,79	0,63	2,0	1,59	1,26
0,75	0,56	2,5	1,78	1,33
0,71	0,50	3,0	2,00	1,40
0,63	0,40	4,0	2,50	1,59
0,56	0,32	5,0	3,16	1,78
0,50	0,25	6,0	4,00	2,00
0,45	0,20	7,0	5,01	2,24
0,40	0,16	8,0	6,31	2,51
0,35	0,13	9,0	7,94	2,82
$3,16 \cdot 10^{-1}$	10^{-1}	10,0	10	3,16
10^{-1}	10^{-2}	20,0	10^2	10
$3,16 \cdot 10^{-2}$	10^{-3}	30,0	10^3	$3,16 \cdot 10^1$
10^{-2}	10^{-4}	40,0	10^4	10^2
$3,16 \cdot 10^{-3}$	10^{-5}	50,0	10^5	$3,16 \cdot 10^2$
10^{-3}	10^{-6}	60,0	10^6	10^3
$3,16 \cdot 10^{-4}$	10^{-7}	70,0	10^7	$3,16 \cdot 10^3$
10^{-4}	10^{-8}	80,0	10^8	10^4
$3,16 \cdot 10^{-5}$	10^{-9}	90,0	10^9	$3,16 \cdot 10^4$
10^{-5}	10^{-10}	100,0	10^{10}	10^5

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы.—М.: Энергоатомиздат, 1983.—464 с.
2. Алексеев О. В., Китаев В. Е., Шихин А. Я. Электротехнические устройства.—М.: Энергия, 1981.—336 с.
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы.—М.: Высшая школа, 1988.—448 с.
4. Основы промышленной электроники/Под ред. В. Г. Герасимова.—М.: Высшая школа, 1986.—336 с.
5. Дулин В. Н. Электронные приборы.—М.: Энергия, 1977.—423 с.
6. Ерофеев Ю. Н. Импульсная техника.—М.: Высшая школа, 1984.—391 с.
7. Жеребцов И. П. Основы электроники.—Л.: Энергоатомиздат, 1985.—352 с.
8. Зельдин Е. А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре.—Л.: Энергоатомиздат, 1986.—280 с.
9. Кар Дж. Проектирование и изготовление электронной аппаратуры.—М.: Мир, 1980.—392 с.
10. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники.—М.: Сов. радио, 1980.—423 с.
11. Применение интегральных схем/Под ред. Уильямса.—М.: Мир, 1987.—Кн. 1.—432 с., Кн. 2.—413 с.
12. Ушаков В. Н., Долженко О. В. Электроника: от транзистора до устройства.—М.: Радио и связь, 1983.—320 с.
13. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.—М.: Мир, 1986.—Т. 1.—598 с., Т. 2.—590 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Элементы радиоэлектронной аппаратуры	34
1.1. Общие сведения	34
1.2. Резисторы	37
1.3. Конденсаторы	39
1.4. Катушки индуктивности	44
1.5. Трансформаторы	47
1.6. Простейшие схемы на пассивных элементах	53
1.7. Общие сведения о полупроводниках	60
1.8. Электронно-дырочный переход	66
1.9. Полупроводниковые диоды	69
1.10. Биполярные транзисторы	72
1.11. Полевые транзисторы	80
1.12. Интегральные микросхемы	84
Глава 2. Усилительные устройства	94
2.1. Общие сведения	94
2.2. Обратная связь	103
2.3. Усилительные устройства на интегральных схемах	111
2.4. Маломощные усилительные каскады	128
2.5. Частотные характеристики маломощных усилительных каскадов	139
2.6. Усилительные каскады с обратной связью	150
2.7. Усилительные каскады с непосредственной связью. Дифференциальный каскад	159
2.8. Операционные усилители	165
2.9. Мощные усилительные каскады	176
Глава 3. Источники питания	186
3.1. Общие сведения	186
3.2. Выпрямители	190
3.3. Нестабилизированные источники питания	195
3.4. Стабилизаторы постоянного напряжения	205
Глава 4. Генераторы гармонических колебаний	218
4.1. Общие сведения	218
4.2. Анализ генераторов гармонических колебаний	222
4.3. Схемы генераторов гармонических колебаний	226
4.4. Генераторы низкочастотных гармонических колебаний	231
	351

4.5. Стабилизация частоты LC-генераторов гармонических колебаний	236
Глава 5. Цифровые устройства	241
5.1. Общие сведения	241
5.2. Основы булевой алгебры	244
5.3. Построение комбинационной логической схемы по заданной функции. Минимизация логических функций	250
5.4. Электронные ключи	254
5.5. Электронные логические схемы	257
5.6. Простейшие схемы на логических элементах	268
5.7. Типовые узлы цифровых устройств	282
Глава 6. Микропроцессоры	292
6.1. Общие сведения	292
6.2. Структурная схема микропроцессора	299
6.3. Понятие о программировании	303
6.4. Микропроцессорные комплекты	308
6.5. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи	330
Заключение	333
Приложение 1. Спектры сигналов	336
Приложение 2. Кодирование	337
Приложение 3. Модуляция	340
Приложение 4. Теория цепей	344
Приложение 5. Таблица перевода децибел в отношения напряжений, токов и мощностей	350
Список литературы	350