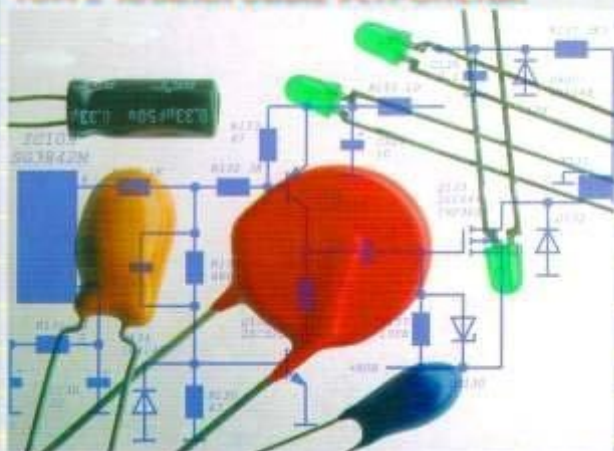


А. С. Колдунов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

ТОМ 2 АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА



Постигаем азы — от простого к сложному

**Как устроены ламповые
и транзисторные усилители**

**Примеры согласования цифровых
и аналоговых схем**

Подробный справочник по элементной базе

Рабочее место радиолюбителя

Серия «СОЛОН – РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ»
Выпуск 24

А. С. Колдунов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

Том 2

АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Москва
СОЛОН-Пресс
2004

Scanned by sdn88

ББК 621.38
УДК 32.852
К60

К 60 **А. С. Колдунов**

Радиолобительская азбука. Том 2. Аналоговые устройства. — М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 288 с. — (Серия «СОЛОН — РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ» выпуск 24)

ISBN 5-98003-134-0

Второй том «Радиолобительской азбуки» — это продолжение популярного бестселлера, принадлежащего перу А. С. Колдунова.

В первой части книги даны сведения об усилителях на электронных лампах и транзисторах. По многочисленным просьбам читателей в книгу включены материалы по согласованию цифровых и аналоговых схем.

Помимо теоретических выкладок, «Радиолобительская азбука» содержит обширный справочный раздел, в котором можно найти полезные советы по обустройству рабочего места, примеры расчета элементов конструкций, практические советы по изготовлению самодельных радиодеталей и многое другое. Книга написана живым языком и иллюстрирована наглядными примерами.

Книга адресована широкому кругу начинающих и опытных радиолобителей.

По вопросам приобретения обращаться:

ООО «Альянс-книга»

Тел.: (095) 258-91-94, 258-91-95, www.abook.ru

Фирменный магазин издательства «СОЛОН-Пресс»
г. Москва, ул. Бахрушина, д. 28 (м. Павелецкая кольцевая)
Тел.: 959-21-03, 959-20-94



КНИГА — ПОЧТОЙ

Книги издательства «СОЛОН-Пресс» можно заказать наложенным платежом по фиксированной цене. Оформить заказ можно одним из двух способов:

1. Послать открытку или письмо по адресу: 123242, Москва, а/я 20;
2. Передать заказ по электронной почте на адрес: magazin@solon-r.ru.

Бесплатно высылается каталог издательства по почте.

При оформлении заказа следует правильно и полностью указать адрес, по которому должны быть высланы книги, а также фамилию, имя и отчество получателя. Желательно указать дополнительно свой телефон и адрес электронной почты.

Через Интернет Вы можете в любое время получить свежий каталог издательства «СОЛОН-Пресс»: Для этого надо послать пустое письмо на робот-автоответчик по адресу: katalog@solon-r.ru.

Получать информацию о новых книгах нашего издательства Вы сможете, подписавшись на рассылку новостей по электронной почте. Для этого пошлите письмо по адресу: news@solon-r.ru. В теле письма должно быть написано слово SUBSCRIBE.

ISBN 5-98003-134-0

© Макет и обложка «СОЛОН-Пресс», 2004
© А. С. Колдунов, 2004

Часть 1. Усилитель

1.1. Усилительные приборы

Усилитель — схема, усиливающая за счет энергии источника питания входной сигнал по напряжению и (или) току. Форма сигнала на выходе **хорошего** усилителя такая же, как и на входе.

Для усиления аналогового сигнала в современной электронике используются только транзисторы и очень редко — электронные лампы. Биполярные транзисторы получили наибольшее распространение по ряду причин: в зависимости от схемы включения они позволяют получить усиление или только по напряжению (каскад с общей базой), или только по току (каскад с общим коллектором), или и по напряжению, и по току (схема с общим эмиттером); потребляемый биполярным транзистором ток от источника сигнала практически линейно зависит от тока, «забираемого» от этого транзистора нагрузкой, — это сильно облегчает управление усилителем. Кроме того, с биполярными транзисторами легко работать и они стоят в несколько раз дешевле полевых.

Полевой транзистор — идеальный усилитель сигнала по току: он управляется напряжением (т. е. практически не потребляет ток от источника сигнала или, как говорят радиотехники — не нагружает источник сигнала), и ток управления не зависит от тока нагрузки. Но это справедливо лишь на низких частотах, когда можно не учитывать паразитную емкость затвора. Еще один «плюс» полевого транзистора — у него между стоком и истоком нет р-п-переходов, т. е. у усилителя на полевых транзисторах нет рекомбинационных шумов, которыми «страдают» все, даже самые лучшие, биполярные транзисторы. Полевые транзисторы при тех же характеристиках «шумят» гораздо слабее, чем биполярные, поэтому во всех современных высококачественных усилителях во входных каскадах (они наиболее чувствительны к шуму — ведь и полезный сигнал, который нужно усилить, тоже разновидность шума) преимущественно ставятся только полевые транзисторы.

Недостатки полевых транзисторов — значительный разброс параметров (из-за этого очень сложно предсказать поведение каждого конкретного транзистора в составе некоторой схемы), а также очень легкая «пробиваемость» подзатворного диэлектрика, в результате чего транзистор выходит из строя. Поэтому паять их можно только специально приспособленным для этого паяльником.

Электронные лампы

Несмотря на то, что «лампочки» известны науке уже почти 100 лет (в то время как транзисторы начали активно использовать лет 30 назад), до сих пор электронная лампа — самый загадочный усилительный прибор. Если взять два усилителя — ламповый и транзисторный, обладающих примерно одинаковыми электрическими характеристиками, то качество звучания лампового усилителя

будет гораздо выше, чем у транзисторного. «По утверждению музыкантов, звук как бы с трудом «продирается» сквозь [транзисторный] усилитель. Создается впечатление, что на пути сигнала стоит какое-то препятствие. Из-за этого люди с тонким слухом предпочитают ламповые усилители. Было предложено много вариантов объяснения этого феномена, но ни один из них так до конца и не объяснил физическую суть явления». Эта цитата взята из статьи В. Федорова «Транзисторное звучание», опубликованной в журнале «Радиомир» 2002, № 12, с. 3. От себя лишь добавлю, что некоторые известные мне объяснения «физической сути явления» противоречат друг другу.

По этой причине электронные лампы «выжили» только в сверхвысококачественных усилителях звука (класс «Hi-End») и в мощных высокочастотных устройствах. Во всех остальных классах более экономичные и малогабаритные транзисторы (а также микросхемы на их основе) уже давным-давно полностью вытеснили «ламповых монстров».

Недостатки электронных ламп: они имеют значительные габариты, требуют высокого (более 100 В) напряжения питания, а также постоянного разогрева катода за счет энергии внешнего источника питания; лампы слишком хрупки (нельзя ронять) и имеют значительное внутреннее сопротивление (чем оно меньше, тем лучше).

В этой книге устройства на основе электронных ламп рассматриваться не будут. Ознакомьтесь с ними можно в любом учебнике, выпущенном в 60—80-х гг. прошлого столетия — с тех пор в ламповой схемотехнике мало что изменилось.

Транзисторные усилители

Принцип работы и основные схемы включения транзисторов были подробно рассмотрены в томе 1 книги. Поэтому в этом пункте я лишь кратко повторю уже изложенное.

Известны три основные схемы включения биполярных (полевых) транзисторов: схема с **общим эмиттером** (с общим истоком) — рис. 1.1, а, с **общим коллектором** (общим стоком) — рис. 1.1, б и с **общей базой** (общим затвором) — рис. 1.1, в. Ниже будут рассмотрены схемы включения биполярных транзисторов структуры п-р-п и полевых — с каналом п-типа. Р-п-р и р-канальные транзисторы включаются по тем же схемам, только полярность всех напряжений нужно изменить в противоположную сторону (т. е. «+U» нужно поменять на «-U» и наоборот).

Биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером (рис. 1.1, а), в зависимости от выходного сопротивления источника сигнала (R_1) и сопротивления нагрузки R_n усиливает входной сигнал и по напряжению, и по току.

Коэффициент усиления биполярного транзистора обозначается как $h_{21э}$ (читается: «аш-два-один-э», «э» — схема с общим эмиттером), и у каждого транзистора он разный (для маломощных транзисторов — от 100 до 1000, для мощных — от 5 до 200). Величина коэффициента $h_{21э}$ (его полное название — статический коэффициент передачи тока базы $h_{21э}$) зависит только от толщины базы

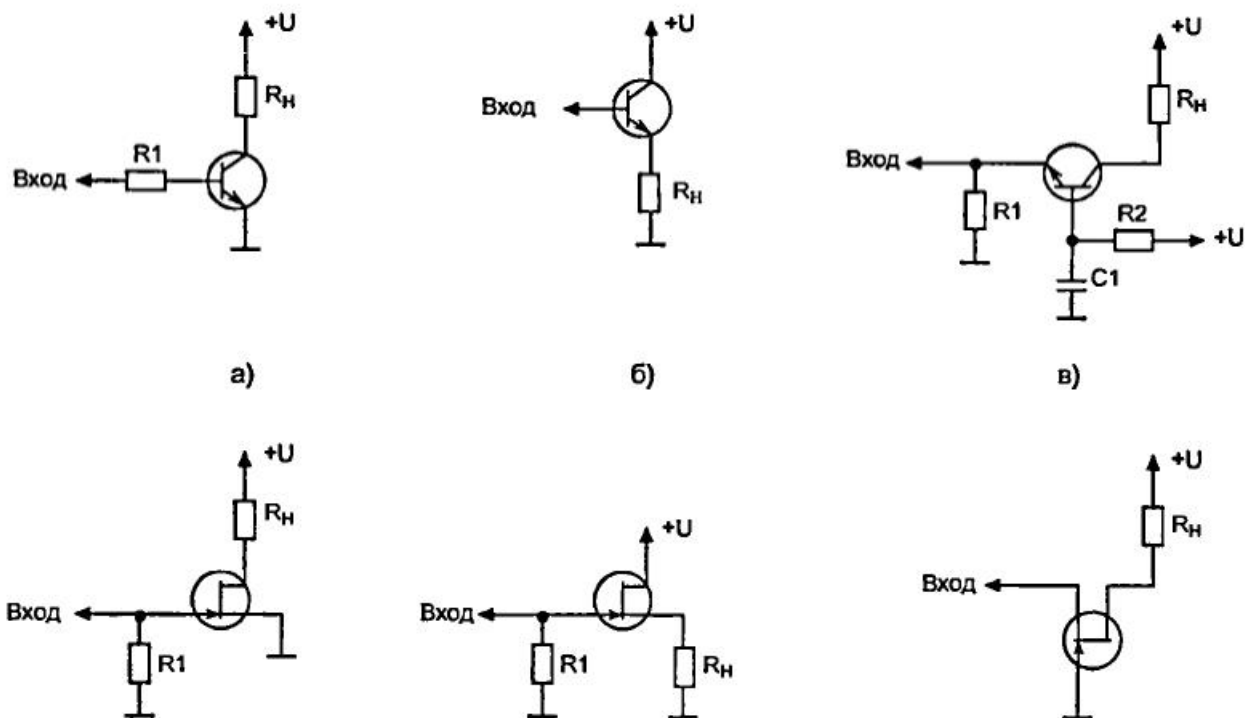


Рис. 1.1. Усилители на транзисторах

транзистора (ее изменить нельзя) и от напряжения между коллектором и эмиттером, поэтому при небольшом напряжении (менее 20 В) на транзисторе его коэффициент передачи тока при любом токе коллектора практически неизменен и незначительно увеличивается при увеличении напряжения на коллекторе.

Коэффициент усиления по току ($K_{у, I}$) и коэффициент усиления по напряжению ($K_{у, U}$) биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, зависит от отношения сопротивлений нагрузки ($R_{н}$) и источника сигнала (на схеме обозначено как R_1). Если сопротивление источника сигнала в h_{21} раз меньше сопротивления нагрузки, то коэффициент усиления по напряжению чуть меньше единицы (0,95...0,99), а коэффициент усиления по току равен h_{21} . Когда сопротивление источника сигнала более чем в h_{21} раз меньше сопротивления нагрузки, то коэффициент усиления по току остается неизменным (равным h_{21}), а коэффициент усиления по напряжению — уменьшается.

Если же, наоборот, входное сопротивление уменьшить, то коэффициент усиления по напряжению становится больше единицы, а коэффициент усиления по току, при ограничении протекающего через переход база-эмиттер транзистора тока, не изменяется.

Схема с общим эмиттером — единственная схема включения биполярного транзистора, которая требует ограничения входного (управляющего) тока. Как видно из рис. 1.2, переход база-эмиттер любого биполярного транзистора представляет собой обычный диод (точнее, «стабилитрон», напряжение

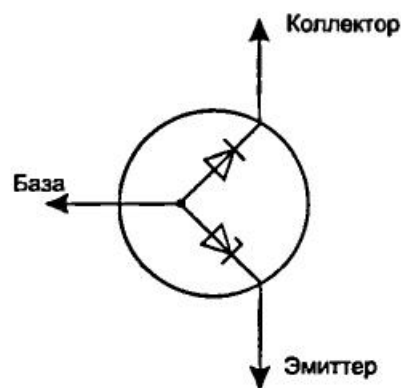


Рис. 1.2. Схема «внутренностей» биполярного транзистора

стабилизации которого равно 7...10 В — оно, кстати, начинает стабилизироваться уже при токе в несколько микроампер), и ток, поступающий в базу транзистора, течет только через этот диод. Усиление сигнала биполярным транзистором возможно только из-за его слишком «хитрого» строения, точнее, из-за очень малой толщины базового перехода, разделяющего коллектор и эмиттер. Так как к коллектору транзистора структуры п-р-п приложено положительное («притягивающее» электроны) напряжение, то при прямом смещении перехода база-эмиттер (т. е. когда через этот переход течет некоторый ток) часть электронов, «предназначенных» для базы, захватывается полем коллектора и течет в нагрузку. Причем в коллектор идет значительная часть электронов — один «базовый» электрон переносит к коллектору $h_{21э}$ электронов. Именно благодаря этим «магнитным» свойствам коллектора и возможно усиление тока с помощью биполярного транзистора. А так как ток коллектора жестко зависит от тока базы, то транзистор усиливает сигналы разной амплитуды в одинаковое число раз.

Из этого можно сделать несколько выводов:

- базовый ток транзистора, включенного по схеме с ОЭ, нужно ограничивать (с помощью резистора или генератора тока), иначе «сгорит» или транзистор, или управляющая им схема;
- с помощью транзистора, включенного по схеме с ОЭ, очень легко управлять высоковольтной нагрузкой низковольтным источником сигнала. Через базовый, а следовательно, и коллекторный переход протекает значительный ток при напряжении база-эмиттер всего 0,8...1,5 В. Если амплитуда (напряжение) управляющего сигнала больше этой величины — нужно поставить между базой транзистора и выходом управляющей схемы токоограничивающий резистор (R1). Рассчитать его сопротивление можно по формулам:

$$I_{R1} = I_{Rн} / h_{21э}, \quad R1 = U_{уп} / I_{R1},$$

где $I_{Rн}$ — ток через нагрузку, А; $U_{уп}$ — напряжение источника сигнала, В; R1 — сопротивление резистора, Ом.

Еще одна особенность схемы с ОЭ — падение напряжения на переходе коллектор-эмиттер транзистора можно уменьшить практически до нуля. Но для этого нужно значительно увеличить базовый ток (см. рис. 1.3), что не совсем выгодно. Поэтому такой режим работы транзистора используют только в импульсных, цифровых схемах.

Транзистор, работающий в усилителе аналогового сигнала, должен обеспечивать примерно одинаковое усиление для сигналов с разной амплитудой относительно некоторого «среднего» напряжения. Для этого его нужно немножко «приоткрыть», постаравшись не «переборщить». Как видно из рис. 1.3, ток коллектора и падение напряжения на транзисторе при плавном увеличении тока базы вначале изменяются почти линейно, и лишь потом, с наступлением насыщения транзистора «прижимаются» к осям графика. Нас интересуют только прямые части линий (до насыщения) — очевидно, что они символизируют линейное усиление сигнала, т. е. при изменении управляющего тока в несколько раз во столько же раз изменится и ток коллектора (напряжение в нагрузке).

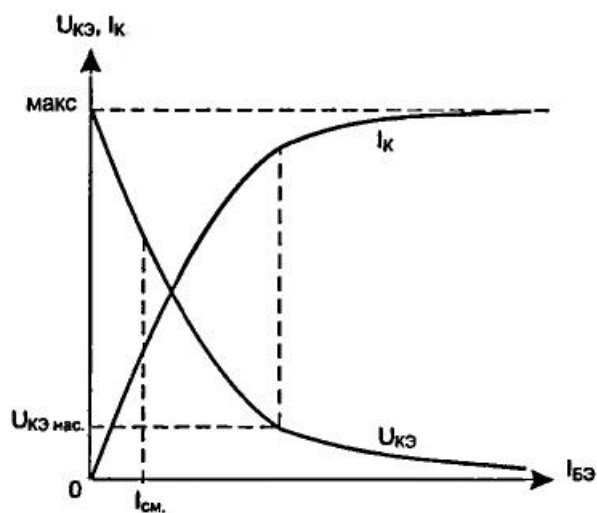


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) биполярного транзистора. Подбор оптимального тока смещения $I_{см}$

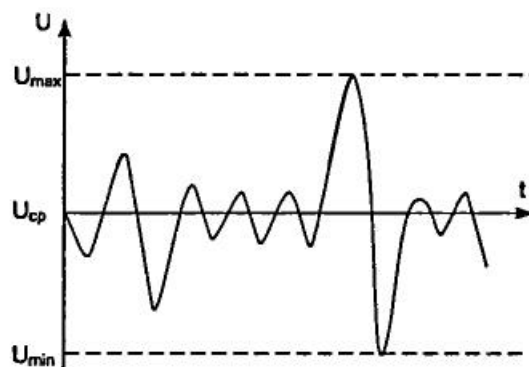


Рис. 1.4. Форма аналогового сигнала ($U_{ср}$ — «среднее» напряжение, или постоянная составляющая)

Форма аналогового сигнала показана на рис. 1.4. Как видно из этого графика, амплитуда сигнала постоянно пульсирует относительно некоего среднего напряжения $U_{ср}$, причем она может как увеличиваться, так и уменьшаться. Но ведь биполярный транзистор реагирует только на увеличение входного напряжения (вернее, тока)!

Вывод: нужно сделать так, чтобы транзистор даже при минимальной амплитуде входного сигнала был немножко приоткрыт. При «средней» амплитуде $U_{ср}$ он откроется чуть сильнее, а при максимальной $U_{макс}$ — откроется максимально. Но при этом он не должен входить в режим насыщения (см. рис. 1.3) — в этом режиме выходной ток перестает линейно зависеть от входного, вследствие чего — сильное искажение сигнала.

Обратимся снова к рис. 1.3. Так как и максимальная $U_{макс}$, и минимальная $U_{мин}$ амплитуды входного сигнала относительно «средней» $U_{ср}$ примерно одинаковы по величине (и противоположны по знаку), то нам нужно подать на базу транзистора такой постоянный ток (ток смещения — $I_{см}$), чтобы при «среднем» напряжении на входе транзистор был открыт ровно наполовину. Тогда при уменьшении входного тока (вплоть до амплитуды $U_{мин}$) транзистор будет закрываться и ток коллектора станет уменьшаться, а при увеличении входного тока он открывается еще сильнее.

Схемы однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, показаны на рис. 1.5. На рис. 1.5, а нарисована наиболее распространенная схема усилителя. Резистор R_2 — нагрузка для транзистора, резистор R_1 задает начальное смещение транзистора (чтобы при отсутствии сигнала транзистор был приоткрыт, т. е. на его нагрузке (R_2) действовало напряжение, примерно равное половине напряжения питания), его сопротивление зависит от сопротивления нагрузки и коэффициента h_{21} транзистора. Конденсатор C_1 — разделительный, он нужен для того, чтобы постоянная составляющая входного сигнала не перегружала транзистор.

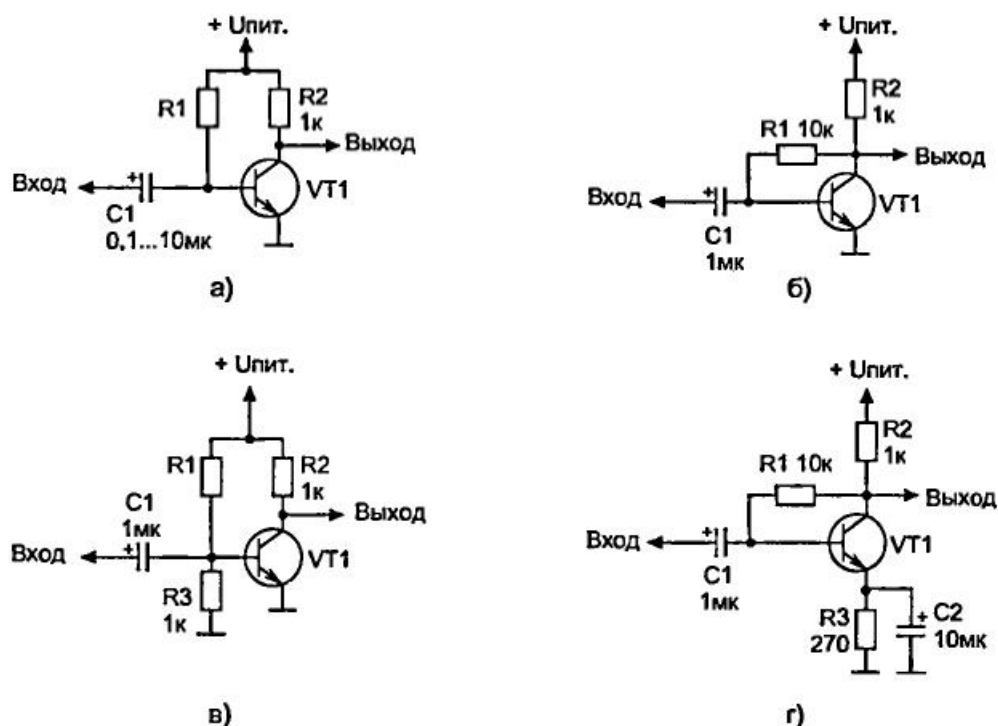


Рис. 1.5. Усилители. Во всех схемах подбором сопротивления резистора $R1$ добиваются напряжения на выходе, примерно равном $0,5 U_{пит}$. В схеме (г) при этом от $U_{пит}$ нужно отнять падение напряжения на резисторе $R3$

Напряжение на базе транзистора относительно эмиттера может колебаться (под воздействием входного сигнала) только в пределах $0,7...1,0$ В. При меньшем напряжении транзистор полностью закрыт (т. е. находится в режиме отсечки), а при большем — полностью открыт (режим насыщения). Но выходное напряжение источника сигнала, которым управляется этот транзистор, обычно равно половине напряжения питания, или при питании 9 В равно $4,5$ В. Столь высокое напряжение мгновенно переведет транзистор в режим насыщения. Можно, конечно, в схеме на рис. 1.5, а вместо конденсатора поставить резистор, а $R1$ убрать, но тогда резко уменьшится усиление каскада — ведь этот резистор будет «заодно» ослаблять и полезный сигнал. Конденсатор же попросту зарядится до разности $U_{вх} - U_{бэ}$, тем самым «уменьшив» величину постоянной составляющей до напряжения на базе транзистора. Как известно (см. том I книги), сопротивление конденсатора зависит от частоты, и для нулевой частоты (т. е. постоянной составляющей) оно бесконечно. Поэтому на разность напряжений $U_{вх} - U_{бэ}$ транзистор не реагирует. В то же время для сигнала звуковой (или любой другой) частоты емкостное сопротивление конденсатора ничтожно мало (относительно), поэтому на звуковой сигнал транзистор реагирует так же, как если бы этого конденсатора не было, а постоянная составляющая источника сигнала равнялась базовому напряжению транзистора.

Конденсатор $C1$ в этой схеме совместно с резистором $R1$ и сопротивлением база-эмиттер транзистора образует так называемую дифференцирующую **RC-цепочку** (подробнее о ее работе см. том I). Эта цепочка замечательна тем, что является ничем иным, как **фильтром верхних частот (ФВЧ)**. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ФВЧ показана на рис. 1.6. Как

видно из графика, при нулевой частоте ток на выходе ФВЧ равен нулю, т. е. сигнал через фильтр не проходит. При увеличении частоты сигнала выходной ток увеличивается, и на некоторой частоте «сопротивлением» фильтра можно пренебречь. Эта частота называется **частотой среза** фильтра (f_{cp}), и на ней **коэффициент передачи** (отношение выходного напряжения к входному) равен $1/\sqrt{2}$, т. е. примерно 0,7. Частота среза RC фильтра примерно равна

$$f_{cp} = 1/2\pi RC, \quad (1)$$

где 2π — число, примерно равное 6,28; R — сопротивление резистора (МОм); C — емкость конденсатора (мкФ); f_{cp} — частота среза (Гц).

В усилителях, аналогичных показанному на рис. 1.5, а, сопротивление базового перехода определить довольно сложно, поэтому чаще всего емкость конденсатора $C1$ подбирают экспериментально: вначале в схему ставят конденсатор заведомо слишком малой емкости (например, вместо «нужного» на 1 мкФ впаивают емкостью 0,1 мкФ), ко входу усилителя подключают источник сигнала, а к выходу — нагрузку. Если вы до сих пор не включили напряжение питания усилителя — обязательно включите его! Это, кстати, наиболее распространенная ошибка у начинающих радиолюбителей — они пытаются настроить устройство, забыв подать на него напряжение питания. Тот же эффект будет, если вы попытаетесь завести машину с пустым бензобаком. Более опытные радиолюбители, если у них что-то не работает, первым делом проверяют наличие и величину напряжения питания.

Итак, вы включили усилитель. Так как емкость конденсатора $C1$ слишком мала, то он будет «обрезать» все низкие частоты, и на выходе усилителя будет «свистящий» звук. Если вы теперь параллельно конденсатору $C1$ подсоедините еще один, большей емкости, то звук станет гораздо лучше — частота среза «фильтра» переместилась в сторону более низких частот или, как обычно говорят, «в усилителе прибавилось басов» (bass (англ.) — низкие частоты). Емкость конденсатора $C1$ таким образом подбирают до тех пор, пока не добьются от усилителя «нормального» звука. Но желательно, чтобы его емкость была минимально возможной.

Схема на рис. 1.5, б практически ничем не отличается от уже рассмотренной. Но так как резистор $R1$ подключен к коллектору транзистора, а не к источнику питания, то эта схема менее чувствительна к пульсациям (колебаниям) питающего напряжения. Резистор $R1$ обеспечивает отрицательную обратную связь (ООС) — коэффициент усиления каскада от этого уменьшается, но и искажения также уменьшаются.

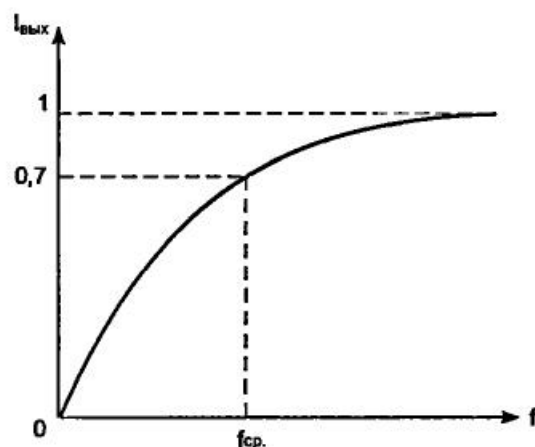


Рис. 1.6. Амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот

В схеме на рис. 1.5, в добавлен еще один резистор — R3. Из-за него входное сопротивление и коэффициент усиления усилителя (отношение выходного напряжения или тока ко входному) уменьшились, но благодаря ему стабильность работы усилителя заметно возросла. То есть, проще говоря, усилитель, собранный по этой схеме, работает лучше усилителей на рис. 1.5, а и б, но обладает худшим усилением.

Подобные явления в электронике встречаются сплошь и рядом. Очень часто при «придумывании» схемы практически любого устройства разработчики («придумывальщики») предъявляют к нему порой взаимоисключающие требования — в нашем случае высокий коэффициент усиления и высокое качество этого самого усиления. К сожалению, идеальных приборов в электронике не существует, поэтому в таких случаях всегда приходится идти на некоторый компромисс (в нашем случае — или несколько уменьшить усиление, чтобы улучшить качество усиленного сигнала, или «закрывать глаза» на некоторое ухудшение качества сигнала, дабы добиться большего коэффициента усиления).

Задача каждого разработчика — найти этот самый компромисс. Это не так сложно, как кажется, — очень часто процесс настройки устройства превращается в увлекательную игру. Важно только знать, что именно настраивать. Поэтому в книге так много места уделено всяким «мелочам», которые, как кажется любому опытному радиолюбителю, известны даже детям.

При настройке транзисторного усилителя не нужно пытаться получить от одного транзистора «огромный» коэффициент усиления. Если вам нужен коэффициент усиления, равный 100, то лучше использовать два последовательно включенных каскада (каскад — один из «вагонов» в усилителе — «поезде»: любой усилитель можно разбить на несколько частей (каскадов), каждая из которых выполняет ту или иную функцию. Количество деталей, в том числе и транзисторов, в одном каскаде не ограничено; простейшие усилительные каскады изображены на рис. 1.5) с коэффициентом усиления каждого, равным 10, при последовательном соединении усилителей их коэффициенты усиления перемножаются, — чем пытаться «раскачать» единственный транзистор, пусть даже у него h_{21} , будет больше 1000. Просто при плавном уменьшении коэффициента усиления коэффициент нелинейных искажений (КНИ, измеряется в процентах; чем он меньше, тем лучше; у «хороших» усилителей он меньше 1%) резко уменьшается.

На рис. 1.5, г изображена еще одна, довольно интересная схема усилителя на транзисторе VT1, включенном по схеме с общим эмиттером. Особенность этой схемы — она нечувствительна к перегрузкам по входу: если подать на базу транзистора слишком высокое напряжение, то оно через «диод» перехода база-эмиттер зарядит конденсатор C2 и ограничится на уровне, определяемом резистором R3. В рассмотренных ранее схемах ток через эмиттерный переход ничем не ограничивается и транзистор при перегрузках неизбежно выходит из строя («сгорает»).

Сопротивление резистора R3 подбирается таким образом, чтобы падение напряжения на нем составляло $1/10 \dots 1/5$ напряжения питания, т. е. его сопротивление равняется 0,25...0,5 от сопротивления резистора R2. Конденсатор C2 нужен для того, чтобы несколько увеличить коэффициент усиления усилителя

на верхних частотах, и его емкость должна быть более чем в k_{yct} раза больше емкости конденсатора $C1$, т. е. примерно в 5...20 раз. Если вы припаяете конденсатор $C2$ слишком большой емкости — ничего страшного не произойдет; эта схема попросту «превратится» в схему, изображенную в пункте «б». Нечувствительность к перегрузкам при этом исчезнет. Если же $C2$ не устанавливать совсем, то коэффициент усиления по току на высоких частотах несколько уменьшится; в целом работа усилителя ухудшится.

Усилитель на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком (ОИ), также как и биполярный с ОЭ, обеспечивает усиление и по напряжению, и по току. Но у полевого транзистора есть две особенности, отличающие его от биполярного: 1) он не потребляет ток от источника сигнала и 2) его коэффициент усиления зависит только от сопротивления нагрузки.

Как я уже говорил в I томе, канал полевого транзистора, соединяющий выводы стока и истока, представляет собой резистор, и его сопротивление при некотором постоянном напряжении на затворе (относительно истока) неизменно. То есть полевой транзистор можно изобразить в виде схемы, изображенной на рис. 1.7. Входное напряжение (не ток!) «передвигает» движок «переменного резистора» R_{VT} (которым является канал транзистора), сопротивление этого «резистора» изменяется, и, так как сопротивление нагрузки неизменно, то напряжение на нагрузке изменяется. Соответственно, изменяется напряжение и на выходе усилителя.

Для полевого транзистора увеличение управляющего напряжения вызывает уменьшение сопротивления канала, и напряжение на выходе уменьшается. При уменьшении напряжения на затворе сопротивление канала увеличивается и напряжение на выходе, благодаря сопротивлению нагрузки R_H , увеличивается. То есть кроме усиления транзистор, включенный по схеме с общим истоком, заодно и **инвертирует** входной сигнал. От этого ничего не меняется, но знать это нужно. Входной сигнал инвертирует и биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером.

Вольт-амперная характеристика одного из наиболее часто используемых радиолюбителями полевого транзистора изображена на рис. 1.8. Для других типов полевых транзисторов кривая имеет ту же форму, но числа на осях графика будут иными.

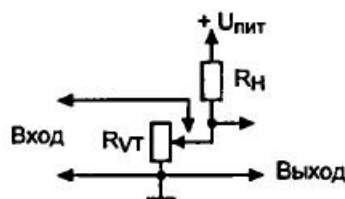


Рис. 1.7. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора

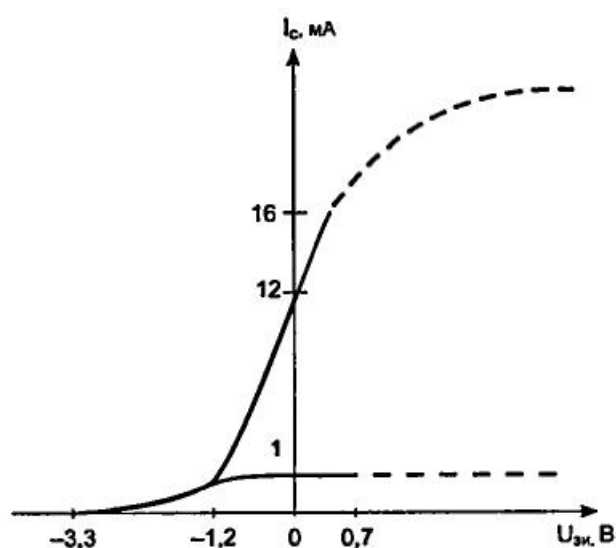


Рис. 1.8. Вольт-амперная характеристика транзистора КП307Б (n-канальный полевой с управляющим p-n переходом)

Как видно из графика, при нулевом напряжении на затворе ток стока транзистора имеет некоторое значение и для транзистора типа КП307 он равен 10...15 мА. Этот ток называется **начальным током стока** $I_{с.нач}$. При уменьшении напряжения на затворе ток стока уменьшается, а при увеличении — увеличивается (для р-канального полевого транзистора — наоборот). Напряжение на затворе п-канального транзистора с изоляцией р-п-переходом может колебаться в пределах $-20...+0,7$ В: при напряжении на затворе более 0,7 В относительно канала открывается диод, изолирующий затвор от канала и через затвор в канал начинает течь ток, а при напряжении менее -20 В может произойти пробой р-п-перехода.

Зависимость изменения тока нагрузки от изменения напряжения на затворе полевого транзистора называется «крутизна характеристики» и обозначается буквой S (у мощных транзисторов измеряется в амперах на вольт — А/В, у маломощных — в миллиамперах на вольт — мА/В). Крутизна характеристики современных полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом колеблется в пределах 1...100 мА/В, а у транзисторов с изолированным затвором — в пределах 0,1...60 А/В. Крутизна характеристики, так же как и статический коэффициент передачи тока биполярного транзистора, для каждого конкретного транзистора величина неизменная, но у разных транзисторов она разная. Коэффициента $h_{21э}$ у полевых транзисторов нет, также как у биполярных нет крутизны S . Связано это с разным принципом действия биполярных и полевых транзисторов. Вернее, эти коэффициенты у них есть, но они близки к бесконечности: у полевого транзистора входной ток примерно равен нулю, а при делении любого числа на нуль получается бесконечность; у биполярного транзистора, если не учитывать ток базы, при изменении напряжения на базе от 0,7 до 1,0 В ток коллектора изменяется от нуля до максимального значения, т. е. опять получается слишком большая величина. Поэтому усилительные свойства биполярных и полевых транзисторов измеряются по-разному и сравнивать $h_{21э}$ с S нельзя. Все остальные параметры (максимально допустимое напряжение, ток, мощность, емкость переходов и обратное сопротивление) для всех типов полупроводников измеряются одинаково.

Но вернемся к полевым транзисторам. Как видно из графика на рис. 1.8, зависимость тока стока от управляющего напряжения не совсем линейна. Аналогично линия графика «изгибается» параллельно оси управляющего тока и у биполярного транзистора, когда он входит в режим насыщения. Но так как у полевого транзистора ток стока достигает в таком режиме не максимальных, а **минимальных значений**, то этот режим у него называется **режимом отсечки**. Минимальное напряжение на затворе, при котором ток стока уже можно не учитывать, называется **напряжением отсечки** ($U_{зп.отс}$). Сопротивление полностью закрытого канала большинства современных полевых транзисторов находится в пределах 100 МОм...30 ГОм, т. е. может быть даже больше, чем обратное сопротивление диодов. Это свойство полевых транзисторов сделало их незаменимыми в микромощных цифровых КМОП-микросхемах, а также в устройствах выборки-хранения и переключения аналоговых сигналов.

Для линейного усиления входных сигналов полевым транзистором нам нужно перевести его в такой режим, чтобы при изменении входного напряжения в сторону увеличения или уменьшения его крутизна характеристики практически не изменялась. А для большего коэффициента усиления крутизна характеристики должна быть максимальной. Как видно из рис. 1.8, это требование соблюдается только тогда, когда постоянная составляющая на затворе равна нулю или чуть меньше ($-0,1 \dots -0,3$ В) его: в таком режиме кривая графика представляет собой почти прямую линию, а крутизна характеристики максимальна и равна $(16 \text{ мА} - 12 \text{ мА}) : 0,7 \text{ В} = 5,7 \text{ мА/В}$.

Основные схемы включения полевых транзисторов (каскад с ОИ) показаны на рис. 1.9. На рис. 1.9, а изображена «стандартная» схема. Входное сопротивление каскада численно равно сопротивлению резистора R1, и его можно выбирать в пределах десятки килоом (меньше невыгодно) ... десятки мегаом. Так как входное сопротивление схемы значительно, то и емкость конденсатора C1 должна быть небольшой, а чем меньше емкость конденсатора, тем меньше его стоимость и габариты.

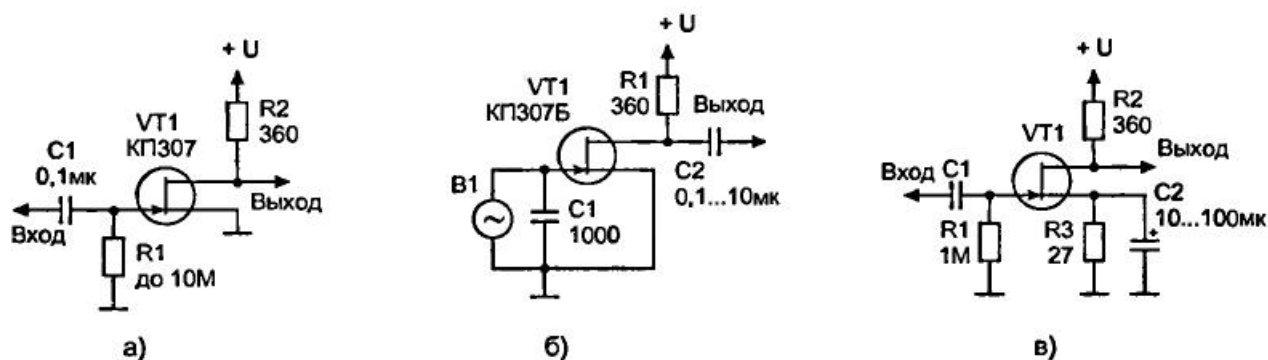


Рис. 1.9. Включение полевого транзистора по схеме с общим истоком

Резистор R2 — сопротивление нагрузки. Его рассчитывают по формуле:

$$R2 = \frac{0,5 \cdot U_{\text{пит}}}{I_{\text{с.нач.}}}$$

В нашем случае напряжение питания равно 9 В, а начальный ток стока транзистора — 12 мА (рис. 1.8), поэтому сопротивление резистора R2 равно $0,5 \cdot 9 : 0,012 = 375$ (Ом). Только при таком сопротивлении напряжение на стоке транзистора VT1 будет равно половине напряжения питания; при большем сопротивлении оно будет меньше, а при меньшем — больше его. Так как резисторов сопротивлением 375 Ом в ряду E24 (см. в конце книги) нет, то, учитывая возможное снижение напряжения питания (батарейки «сели»), выбираем ближайшее меньшее сопротивление — т. е. 360 Ом.

Выходное сопротивление каскада, при напряжении на стоке транзистора, равном $0,5 U_{\text{пит}}$, численно равно сопротивлению резистора R2. Если напряжение на стоке больше или меньше $0,5 U_{\text{пит}}$, то выходное сопротивление будет больше сопротивления R2; если напряжение на стоке меньше $0,5 U_{\text{пит}}$, значит, сопротивление резистора R2 слишком большое для данного транзистора и его нужно

уменьшить — тогда и выходное сопротивление уменьшится, а работа усилителя — улучшится; если же напряжение на стоке V_{T1} больше $0,5 U_{пит}$, значит, сопротивление резистора слишком мало (когда сопротивление R_2 равно нулю — напряжение на стоке равно $U_{пит}$, а когда — бесконечности (т. е. его попросту нет), напряжение на стоке транзистора близко к нулю) и его желательно увеличить — выходное сопротивление от этого не изменится (но лишь до тех пор, пока напряжение на стоке не станет меньше $0,5 U_{пит}$), а коэффициент усиления увеличится (он максимален, когда напряжение на стоке равно половине напряжения питания).

Одно из отличий усилителя на полевом транзисторе (рис. 1.9) от аналогичного усилителя на биполярном (рис. 1.5) — постоянная составляющая напряжения на входе (затворе) равна нулю. Благодаря этой особенности стал не нужен разделительный конденсатор C_1 , если ко входу усилителя в качестве источника сигнала подключен генератор напряжения с постоянной составляющей, равной нулю (например, электродинамический микрофон или головка воспроизведения кассетного магнитофона). Схема такого усилителя изображена на рис. 1.9, б. Датчик B_1 — головка воспроизведения, конденсатор C_1 совместно с индуктивностью катушки головки образует колебательный контур, благодаря которому качество звука несколько улучшается; его емкость — около 2000 пФ.

Так как в усилителе на входе нет разделительного конденсатора, то его АЧХ представляет собой практически прямую линию и коэффициент усиления усилителя даже на частотах в единицы герц значителен (сравните с АЧХ «обычного» усилителя, с разделительным конденсатором, изображенной на рис. 1.6). Благодаря этому свойству, усилитель очень хорошо усиливает столь ценимые нынешними аудиофилами «басы» (низкие частоты). Кроме того, из-за отсутствия разделительного конденсатора во входном каскаде улучшится работа всего усилителя в целом: идеальных конденсаторов не существует, а неидеальные, установленные в чувствительных входных каскадах, довольно сильно «портят» сигнал. Поэтому в большинстве качественных усилителей, даже собранных на основе биполярных транзисторов, во входных каскадах установлены полевые транзисторы. Дополнительный «плюс» полевого транзистора — отсутствие р-п-переходов между выводами стока и истока (а в транзисторах с изолированным затвором р-п-переходов вообще нет — если не учитывать изоляцию канала от подложки); впрочем, в некоторых очень дорогих сверхмалошумящих транзисторах канал изолирован диэлектриком, т. е. рекомбинационных шумов, возникающих из-за хаотического проникновения («залета») основных носителей тока в соседнюю область, в которой они являются неосновными и в которой рекомбинируют (взаимоуничтожаются) с основными носителями для той области, нет. Например, в транзисторе структуры п-р-п для базы основными носителями тока являются дырки, а неосновными — электроны; в коллекторе основные носители тока — электроны, а неосновные — дырки. Если «коллекторный» электрон случайно залетит в базу, то там он практически мгновенно рекомбинирует с дыркой. В результате в коллекторе станет меньше на 1 электрон, а в базе — на 1 дырку. Так как на базу транзистора подано некоторое неизменное напряжение смещения, то для восстановления равновесия коллектор забирает один электрон

у источника питания. А так как в коллектор ток течет через нагрузку, то при этом ток через нагрузку (напряжение на ней) резко и кратковременно (на время прохождения одного электрона) увеличится, после чего снова уменьшится до прежнего значения.

Так как площадь р-п-переходов транзистора, по сравнению с размерами одного электрона, огромна, то за единицу времени даже у самого лучшего транзистора с р-п-переходами происходит огромное множество рекомбинаций. Из-за этого ток в нагрузке такого транзистора, при неизменном входном сигнале, не постоянен, а пульсирующий. Эти пульсации называются **шумом**; коэффициент шума нелинейно зависит от частоты и при увеличении частоты резко уменьшается. Поэтому даже высокочастотные транзисторы шумят преимущественно в низкочастотной области, и получить высокочастотные (более 1 МГц) колебания из шума, отфильтровав с помощью ФНЧ более низкие частоты, практически невозможно. Но если приходится усиливать слишком слабый сигнал, то шум нужно учитывать на любых частотах.

У транзисторов коэффициент шума измеряется в децибелах, и у хороших биполярных транзисторов он находится в пределах 3...10 дБ, а у полевых — 2...6 дБ. У усилителей шумы измеряются в других, более сложных для понимания единицах, поэтому останавливаться на них я не буду.

Как видно из графика на рис. 1.8, середина линейного участка ВАХ транзистора соответствует напряжению, примерно равному $-0,1...-0,5$ В. Поэтому, для того чтобы усилитель более равномерно усиливал входной сигнал, на его затвор относительно истока нужно подать именно такое напряжение. Сделать это можно двумя способами: или понизить с помощью внешнего источника питания напряжение (постоянную составляющую) на затворе, или оставить напряжение на затворе равным нулю, а напряжение на истоке немножко повысить. Последний вариант более удобен, поэтому им пользуются чаще.

Схема такого усилителя изображена на рис. 1.9, в. Так как при нулевом напряжении на затворе через канал транзистора и последовательно соединенный с ним резистор R2 течет некоторый ток (в нашем случае — около 12 мА), то на резисторе R3 создается некоторое падение напряжения, которое сглаживается фильтрующим конденсатором С2. Сопротивление резистора R3 подбирается таким образом, чтобы падение напряжения на нем составляло $0,1...0,5$ В (или больше — в зависимости от типа транзистора). Так как напряжение на истоке чуть больше нуля, то напряжение на затворе, соединенном с общим проводом, чуть меньше, чем на истоке. То есть это равносильно тому, как если бы мы на рис. 1.8 ось тока стока «сдвинули» влево.

Коэффициент усиления по напряжению полевого транзистора, включенного по схеме с ОИ, очень сильно зависит от сопротивления нагрузки. При нулевом сопротивлении нагрузки (короткое замыкание, или, сокращенно, КЗ — этот режим, кстати, безопасен для маломощных полевых транзисторов и опасен для биполярных и всех остальных полупроводников) коэффициент усиления по напряжению равен нулю. При сопротивлении нагрузки, равном сопротивлению канала (при некоторой неизменной постоянной составляющей на затворе) $k_{y,U} = S$. При бесконечно большом сопротивлении нагрузки $k_{y,U}$ равен бесконечности. Ко-

эффицент усиления по току у полевого транзистора близок к бесконечности, но выходной ток при увеличении сопротивления нагрузки уменьшается. Поэтому «золотая середина» — это когда $R_n \approx R_{си}$.

Биполярный транзистор, включенный по схеме с **общим коллектором (ОК)**, и полевой, включенный по схеме с **общим стоком (ОС)** — рис. 1.1, б, усиливают сигнал только по току; коэффициент усиления по напряжению у таких каскадов чуть меньше единицы. Поэтому в литературе эти схемы часто называют соответственно **эмиттерным и истоковым повторителями**. Входной сигнал они, в отличие от рассмотренных выше схем, не инвертируют.

Коэффициент усиления по току эмиттерного повторителя примерно равен $h_{21э}$, а напряжение на эмиттере транзистора структуры п-р-п всегда на 0,6...1,0 В меньше напряжения на базе (напряжения измеряются относительно общего провода). Этот 1 В падает на открытом р-п-переходе транзистора. Если напряжение на базе транзистора ни при каких условиях не превысит напряжение на коллекторе, то токоограничивающий резистор между источником сигнала и базой эмиттерного повторителя не нужен — транзистор сам «решит», какой ток отобразить ему от источника сигнала. Этот ток всегда в $h_{21э}$ раза меньше тока нагрузки; если источник сигнала не может отдать транзистору столь большой (сравнительно) ток, то напряжение на нагрузке эмиттерного повторителя будет уменьшаться. Это явление радиолюбители называют «нагрузка «садит» источник сигнала».

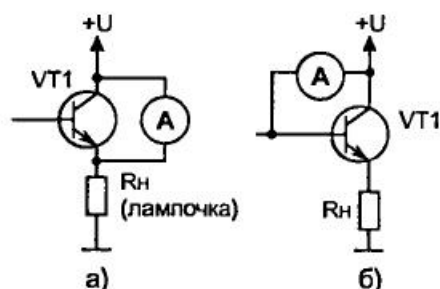


Рис. 1.10. Измерение статического коэффициента передачи тока базы биполярного транзистора

эмиттера транзистора (рис. 1.10, а), при этом базу транзистора ни к чему подключать не нужно, а потом измеряют ток базы $I_б$, замкнув амперметром выводы базы и коллектора. При обоих измерениях сопротивление нагрузки и напряжение питания должно оставаться неизменным. Разделив ток нагрузки на ток базы, мы получим статический коэффициент передачи тока, т. е.

$$h_{21э} \approx \frac{I_n}{I_б} . \quad (2)$$

Ток базы и ток нагрузки должны измеряться в одних единицах, т. е. или оба — в миллиамперах, или оба — в амперах.

Коэффициент $h_{21э}$ при увеличении тока нагрузки незначительно уменьшается, а при увеличении напряжения питания — увеличивается. Эмиттерные повторители используются в основном только в выходных каскадах устройств — для уменьшения выходного сопротивления. Очень широко распространены **комплементарные** (т. е. выполненные на транзисторах с одинаковыми (иден-

тичными) параметрами, но разной структурой — для биполярных транзисторов, или разным типом канала — для полевых) эмиттерные повторители (рис. 1.11) — в таком случае, если нагрузка к выходу усилителя подключается через разделительный конденсатор, резистор R_n , потребляющий значительный ток, не нужен.

Единственный недостаток комплементарных эмиттерных повторителей — сравнительно большое падение напряжения на переходах коллектор — эмиттер, достигающее в сумме для обоих транзисторов величины 1,2...2,0 В.

Зависимость напряжения на выходе эмиттерных повторителей от напряжения на входе показана на рис. 1.12. Если нагрузка включена между выходом и общим проводом, то напряжение на нагрузке увеличивает транзистор структуры $p-p$ и напряжение на выходе повторителя символизирует нижняя линия на графике. Если нагрузка включена между выходом и «плюсовой» шиной, напряжение на выходе (относительно общего провода) соответствует верхней линии. И, наконец, если нагрузка подключена через разделительный конденсатор между выходом и одной из шин питания, напряжение на ней соответствует средней, пунктирной линии.

Рассмотрим работу повторителя в последнем случае, т. е. когда нагрузка подключена через разделительный конденсатор (для большей простоты примем, что емкость этого конденсатора близка к бесконечности). Если на вход повторителя подать некоторое напряжение, большее нуля, но меньшее « $+U$ », на выходе повторителя установится напряжение U_0 . Через некоторое время разделительный конденсатор зарядится и ток, текущий через нагрузку, станет равным нулю. Соответственно, уменьшится до нуля и ток, протекающий через транзисторы $VT1$ и $VT2$; напряжение на их эмиттерах станет равным входному напряжению, т. е. напряжению на их базах. Если мы теперь начнем плавно увеличивать входное напряжение, то, пока оно не увеличится на 0,5...0,7 В, напряжение на выходе изменяться не будет — транзистор $VT1$ начнет открываться только после того, как напряжение на его базе относительно эмиттера не станет больше 0,5...0,7 В. На рис. 1.12 это напряжение обозначено как U_{max} . Если теперь входное напряжение начнет уменьшаться, то после того, как оно станет равным, относительно выходного напряжения, +0,5...+0,7 В, транзистор $VT1$ полностью закроется; транзистор $VT2$ в это время тоже закрыт и начнет открываться только после того, как напряжение на входе станет равным -0,5...-0,7 В относительно

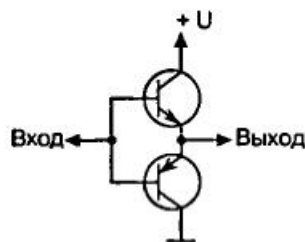


Рис. 1.11. Составной эмиттерный повторитель (комплементарная пара)

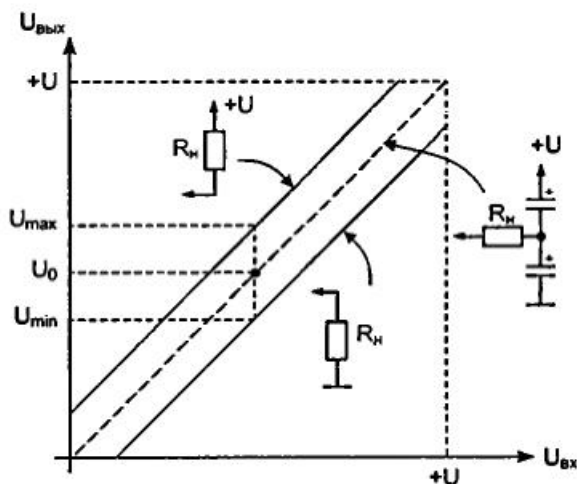


Рис. 1.12. Вольт-амперная характеристика комплементарной пары на биполярных транзисторах

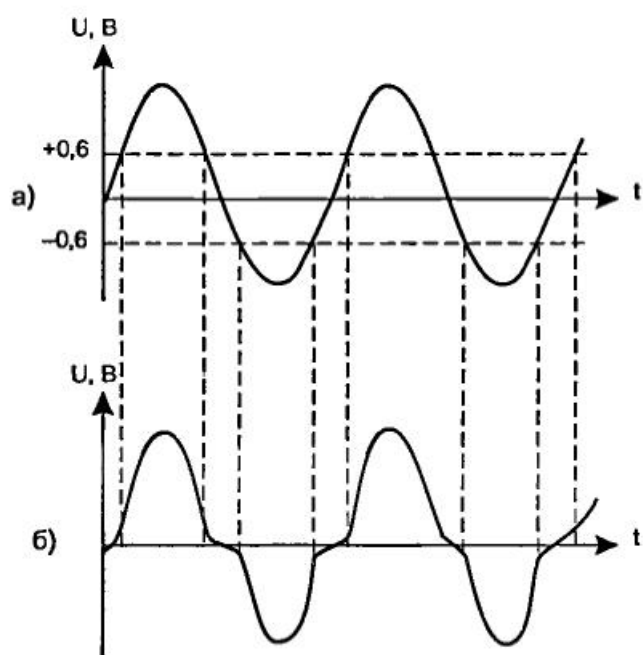


Рис. 1.13. а — входной синусоидальный сигнал, б — искаженный выходной (искажение типа «ступенька»)

выходного. То есть у такого «усилителя» есть зона **нечувствительности** шириной 1,0...1,5 В и из «красивого» синусоидального сигнала, изображенного на рис. 1.13, а, он «делает» сигнал, изображенный на рис. 1.13, б. Как видно, форма сигнала практически полностью искажена (испорчена), и для приемника сигнала (телевизора, человеческого уха) он не несет практически никакой информации.

Этот тип искажений радиолобителями называется «ступенька». Все искажения, по определению, вредные, поэтому с ними борются всеми силами. Со «ступенькой» можно «расправиться» тремя путями: немножко приоткрыть транзисторы VT1 и VT2 — чтобы через их переходы коллектор-эмиттер при отсутствии

входного сигнала протекал некоторый, очень небольшой, ток — тогда даже при незначительном изменении входного тока напряжение на выходе будет довольно резко изменяться; можно между базами и эмиттерами транзисторов включить резистор небольшого сопротивления (равного или чуть больше сопротивления нагрузки) — тогда, пока входной сигнал находится в пределах зоны нечувствительности, ток в нагрузке будет изменяться благодаря этому резистору; и, наконец, можно с помощью специальной схемы попросту контролировать напряжение на выходе эмиттерного повторителя и подавать на его вход такие сигналы, чтобы форма выходного напряжения полностью повторяла форму входного.

Наибольшее распространение в электронике получил третий способ — с функцией контроля выходного напряжения, а также предварительного усиления «слабого» входного сигнала прекрасно справляется операционный усилитель (он будет рассмотрен чуть ниже). Вторым способом пользуются гораздо реже — только в тех случаях, когда источник сигнала достаточно мощный, чтобы кратковременно работать непосредственно с нагрузкой; к тому же у этой схемы коэффициент усиления по току уменьшен до 2...10 раз — с помощью дополнительного резистора; первый же способ используется очень редко, — у такой схемы даже при отсутствии сигнала через транзисторы течет некоторый ток, уменьшающий экономичность усилителя и вызывающий повышенный нагрев транзисторов — за счет бесполезно рассеиваемой на них драгоценной энергии источника питания. Но некоторые видоизмененные варианты этой схемы, потребляющие при отсутствии сигнала значительно меньший ток, используются довольно широко, — они встречаются в мощных выходных каскадах практически всех известных низкочастотных усилителей мощности.

Сфера применения усилителей тока на полевых транзисторах противоположна таковой для биполярных. Полевые транзисторы часто незаменимы во входных

каскадах, через которые протекает ничтожный ток, но в мощных выходных каскадах их использовать, со схемотехнической точки зрения, очень сложно (то есть очень сложно «нарисовать» «правильную», работоспособную схему).

Основное отличие усилителя с общим стоком (истоковый повторитель) от усилителя с общим истоком — единичный коэффициент усиления по напряжению. Но это справедливо только при довольно большом сопротивлении нагрузки (более 10...100 кОм) — при меньшем сопротивлении $k_{у.н}$ уменьшается (сказывается крутизна характеристики).

Когда затвор транзистора, изображенного на рис. 1.14, соединен с общим проводом, на резисторе R_n создается некоторое падение напряжения. Измерив это напряжение, можно узнать напряжение отсечки (см. рис. 1.6) используемого транзистора при сопротивлении нагрузки, равном R_n . Для транзистора КП307Б падение напряжения на резисторе сопротивлением 10 кОм равно 3,3 В, поэтому если его включить по схеме с общим истоком, то транзистор полностью закроется при напряжении на затворе, которое на 3,3 В меньше напряжения на истоке. Для других типов полевых транзисторов (транзисторов с изолированным затвором и индуцируемым каналом — см. том 1) напряжение отсечки может «лежать» между напряжением на стоке и напряжением на истоке — в таком случае $U_{отс}$ удобнее измерять, включив транзистор по схеме с общим истоком (рис. 1.9); такие транзисторы непригодны для работы в истоковом повторителе.

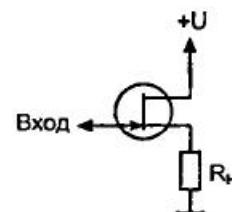


Рис. 1.14. Истоковый повторитель

Истоковые повторители применяются в основном только в **генераторах тока**. Как известно, ток, протекающий через обычный резистор, зависит от напряжения на его выводах (разности потенциалов) и равен $I = \frac{U}{R}$ (закон Ома).

Но очень часто возникает надобность в такой схеме, протекающий через которую ток практически не зависит от напряжения. Такая схема и называется генератором тока.

Генераторы тока строятся как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Наибольшее распространение получили генераторы тока на основе полевых (с управляющим р-п-переходом или с изолированным затвором и встроенным каналом) транзисторов — они крайне просты как схематически (рис. 1.15), так и в применении.

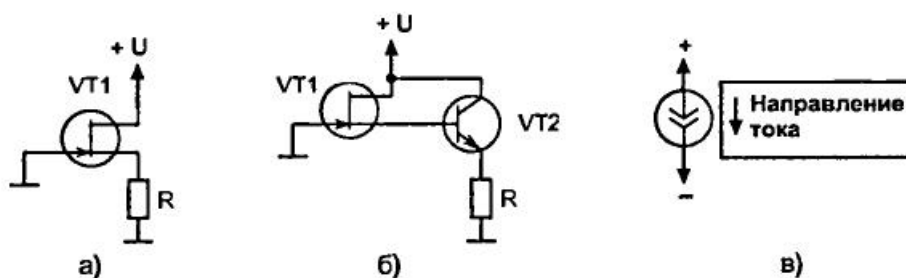


Рис. 1.15. Генераторы тока на основе полевых транзисторов: а — типовая схема; б — с усилителем тока на биполярном транзисторе; в — схематическое обозначение генераторов тока

Принцип действия генераторов тока был подробно рассмотрен в 1-м томе, поэтому повторяться здесь не будет. Ток стабилизации генератора тока можно определить по формуле:

$$I_{\text{ст}} = \frac{|U_{\text{отс}}|}{R},$$

где $I_{\text{ст}}$ — номинальный ток, протекающий через схему (мА);

$U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки транзистора, взятое по модулю (отбрасывается знак «-»), В;

R — сопротивление резистора, кОм.

Эта формула справедлива только при довольно большом сопротивлении резистора R — пока произведение $S \cdot I/R$ меньше единицы (S — крутизна, мА/В; R — сопротивление, кОм). При меньшем сопротивлении R линейность изменения тока стабилизации нарушается, а сама величина тока стремится к некоторому небесконечному значению, и при $R = 0$ $I_{\text{ст}} = I_{\text{нач}}$ (см. рис. 1.6).

Для получения большего тока стабилизации нужно взять более мощный полевой транзистор, с большей крутизной характеристики. Если же у вас есть только маломощные, единственный выход — подключить между полевым транзистором усилитель тока. Для этой функции идеально подходит эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе (рис. 1.15, б) — так как его коэффициент усиления по току равен h_{21} , то можно считать, что крутизна характеристики транзистора VT1 «увеличилась» в h_{21} раза. А так как эмиттерный повторитель не усиливает сигнал по напряжению, то при довольно большом сопротивлении резистора R ток стабилизации схемы на рис. 1.15, б будет примерно таким же, как и у схемы на рис. 1.15, а. Но только примерно — на самом деле он будет чуть меньше: на переходе коллектор-эмиттер транзистора VT2 падает напряжение 0,5...0,7 В — т. е. при расчетах это напряжение нужно отнять от значения $U_{\text{отс}}$.

Схема, состоящая из полевого транзистора на входе и биполярного на выходе, причем оба транзистора соединены друг с другом непосредственно — без разделительных конденсаторов, радиолюбителями называется «каскод» (не путать с «каскад»!). Преимущество каскодного включения — огромное входное сопротивление (зависит только от сопротивления изоляции затвора полевого транзистора) и довольно небольшое выходное сопротивление. Каскод суммирует все лучшие качества биполярных и полевых транзисторов — в итоге получается почти идеальный усилитель.

Полевые транзисторы в каскоде чаще всего включаются по схеме с общим истоком, а биполярные — или по схеме с общим эмиттером (рис. 1.16, а), или по схеме с общим коллектором (рис. 1.16, б). В обоих случаях благодаря тому, что канал полевого транзистора представляет собой управляемый резистор, коэффициент усиления по напряжению одинаков и равен $k_{\text{yCU}} = S \cdot h_{21} \cdot R_{\text{н}}$ (S в мА/В, $R_{\text{н}}$ — в кОм). Схема на рис. 1.16, в (аналогична схеме на рис. 1.15, б) стоит несколько особняком — у нее коэффициент усиления по напряжению чуть меньше единицы. То есть она представляет собой обычный истоковый повторитель на «мощном» полевым транзисторе, или эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе с бесконечным h_{21} .

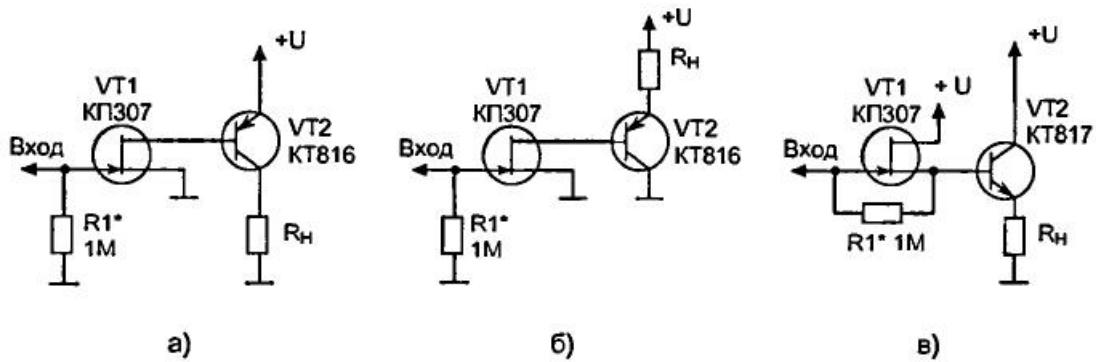


Рис. 1.16. Каскодное включение транзисторов

В качестве усилителя сигнала истоковые повторители используются очень редко: каскад с общим истоком имеет те же характеристики, что и каскад с общим стоком, но он, кроме того, способен усилить входной сигнал и по напряжению.

Усилители с общей базой (ОБ) и общим затвором (ОЗ) (рис. 1.17) используются только в высокочастотных устройствах. Коэффициент усиления по току у обоих типов транзисторов чуть меньше единицы, а коэффициент усиления по напряжению зависит от h_{21} , или S транзистора. И биполярный, и полевой транзисторы, включенные по такой схеме, работают практически одинаково, поэтому далее будет рассмотрен только усилитель с ОБ.

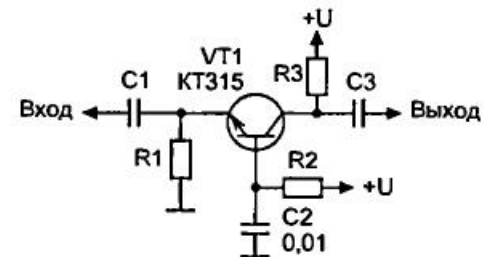


Рис. 1.17. Усилитель с общей базой

Для нормальной работы усилителя на биполярном транзисторе, на его базу нужно подать некоторое напряжение смещения, приоткрывающее транзистор. Эта функция возложена на резистор R_2 . Конденсатор C_2 сглаживает пульсации управляющего напряжения (они возникают из-за того, что часть $(1/h_{21})$ входного тока из эмиттера попадает в базу); его емкость при работе на высоких частотах (более 10 МГц) не должна превышать 1...47 нФ.

Сопротивление резистора R_2 подбирается таким образом, чтобы при отсутствии сигнала на входе усилителя на эмиттерном и коллекторном выводах транзистора, относительно общего провода, было напряжение (постоянная составляющая) в пределах 1...2,5 В (при напряжении питания от 9 до 12 В). Чем ниже напряжение питания, тем меньшим должно быть это напряжение — но не менее 1,0 В.

Работает каскад с общей базой следующим образом. При увеличении напряжения на эмиттере транзистора (положительная полуволна входного сигнала) разность напряжений между базой и эмиттером транзистора уменьшается и он закрывается. Напряжение на коллекторе транзистора, благодаря резистору R_3 , увеличивается, и при полностью закрытом транзисторе (а для этого нужно увеличить напряжение на эмиттере всего на 0,3...0,5 В) оно достигает значения напряжения источника питания. При отрицательной полуволне входного сигнала разность напряжения между базой и эмиттером увеличивается и транзистор открывается — вплоть до насыщения. Напряжение на его коллекторе при этом равно напряжению на эмиттере — т. е. около 1 В.

Таким образом, максимальное значение выходного тока зависит только от входного тока, — база может его только уменьшить, но никак не увеличить. А вот коэффициент усиления по напряжению зависит практически только от h_{21} , используемого транзистора и примерно равен ему.

Единственное преимущество схемы с общей базой (общим затвором), благодаря которому эта схема до сих пор не «умерла», — ее большая высокочастотность. Максимальная рабочая частота транзистора, включенного по схеме с ОБ, в несколько раз выше максимальной рабочей частоты того же транзистора, включенного по схеме с ОК или ОЭ. Поэтому транзисторы, включенные по схеме с ОБ, встречаются преимущественно только в высокочастотных устройствах. Еще одно отличие каскада с ОБ — он усиливает сигнал по напряжению, не инвертируя его фазу, как это делает усилитель с ОЭ.

Усилитель с общим затвором работает аналогично усилителю с общей базой. Так как у полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом (а в усилителях с ОЗ используются только они) напряжение отсечки отрицательное, то затвор транзистора можно непосредственно соединить с общим проводом, что чаще всего и делают. Так как коэффициент усиления по напряжению полевого транзистора практически линейно зависит от сопротивления нагрузки (чем меньше R_n , тем меньше k_{ycU}), то сопротивления резисторов стараются выбрать побольше. Но при этом уменьшается входной/выходной ток усилителя.

1.2. Операционные усилители

Описанные выше транзисторные усилители, а также и работа с ними только на первый взгляд кажутся простыми. Но на самом деле для современного радиолюбителя сложней транзисторных усилителей, наверное, больше ничего нет. Усилители на транзисторах сложны в настройке, т. к. у каждого транзистора коэффициент h_{21} и крутизна S отличаются от «среднестатистических» значений (и порой очень сильно), то для каждого конкретного транзистора, включенного по одной и той же схеме, нужно подбирать свои значения номиналов резисторов; коэффициент усиления транзистора зависит от напряжения питания, температуры окружающей среды и амплитуды входного сигнала, или сопротивления нагрузки; кроме того, у схемы на одном транзисторе низкий коэффициент усиления и плохая линейность.

В принципе со всеми этими «бедами» можно бороться, но тогда придется значительно усложнить схему усилителя. Для увеличения коэффициента усиления можно последовательно включить несколько каскадов; для того чтобы на усилитель не влияло изменение (пульсации) напряжения питания, смещение на транзисторы усилительных каскадов нужно подать через генераторы тока; для уменьшения чувствительности усилителя к изменению температуры окружающей среды нужно ввести термокомпенсацию — например, если при увеличении температуры коэффициент усиления увеличивается, то в схему нужно ввести такой элемент, который при увеличении температуры каким-либо образом будет уменьшать коэффициент усиления... В итоге после всех этих «усовершенствова-

ний» схема усилителя вряд ли поместится на одном листе бумаги — придется использовать два, а то и больше. О том времени, которое вы потратите на налаживание такого «монстра», упоминать я лучше не буду...

Поэтому придумать «правильную» схему усилителя, собрать и настроить его для радиолюбителя-непрофессионала в этой области, практически невозможно. Для профессионала в любой области нет ничего невозможного, но таких специалистов считанные единицы и все они на вес золота...

Но можно было бы сделать так, чтобы «серьезные специалисты» придумывали бы «правильные» схемы, которые при использовании деталей с точно известными параметрами не требовали бы настройки, завод огромными тиражами изготавливал эти устройства и те усилители, которые будут соответствовать всем параметрам, отправлял в магазин. Но при таком подходе к проблеме цена усилителя часто оказывалась астрономической, а его габаритные размеры, мягко говоря, очень большими.

Так продолжалось примерно до 70-х годов XX столетия, после чего начала активно развиваться новая наука — **микроэлектроника**. Как известно, любой биполярный транзистор — это попросту 3 «куска» кремния, тесно прижатые друг к другу; полевые транзисторы, а также резисторы, конденсаторы и диоды изготовить еще легче. При этом размеры одного элемента, если на нем не выделяется большая мощность, могут быть столь малыми, что его и в микроскоп будет трудно увидеть. Но кто сказал, что все элементы, входящие в состав какой-нибудь одной схемы (например усилителя), нельзя «нарисовать» на одной маленькой пластинке кремния? Конечно, можно! Вот только долгие годы не знали, как именно это делать. А когда узнали — сразу появилась наука микроэлектроника. Те схемы, которые изготовлены в микроварианте (т. е. на одной пластинке кремния), называются **микросхемами**.

Современная технология изготовления микросхем довольно проста; называется она эпитаксиально-планарной — впрочем, знать это необязательно. По сути, она очень похожа на рисование букв и знаков под трафарет, только вместо ручки используется электронный луч, а вместо бумаги — пластина кремния. Все элементы схемы (резисторы, транзисторы, диоды и т. д.) на пластине «рисуются» одновременно, поэтому затраты на создание одного элемента получаются ничтожными. То есть для микроэлектронщиков практически все равно, из скольких элементов состоит схема: две микросхемы, одна из которых состоит из 10 элементов, а вторая — из 100, будут стоить примерно одинаково и всего в 2...3 раза дороже одного транзистора.

Это достижение «развязало руки» промышленности, и она начала массово выпускать весьма сложные и почти идеальные по параметрам схемы в микроварианте. Стоят эти микросхемы столько же, сколько и полдесятка транзисторов; тем не менее одну маленькую микросхему размером с арбузную косточку можно заменить эквивалентной схемой, все комплектующие к которой с трудом поместятся в коробку размером с кассетный плеер. А правильно использовать микросхемы может даже незнакомец с электроникой человек — на современные микросхемы очень часто нужно подать только питание, источник сигнала на вход и нагрузку на выход — обо всем остальном позаботились проектировщики на ста-

дии разработки схемы «внутренностей» микросхемы. И не нужно подбирать напряжение смещения для каждого транзистора, а также заниматься прочей ерундой, от которой может и «крыша поехать». То есть с появлением микросхем увлечение электроникой стало настоящим хобби, от которого человек получает только удовольствие. И значительную материальную (денежную) выгоду.

В этой главе нас будут интересовать только те микросхемы, которые способны работать в качестве усилителя. Большая часть таких микросхем работает по одинаковому алгоритму (друг от друга они отличаются только отдельными параметрами и стоимостью), и называются они операционными усилителями (сокращенно — ОУ; некоторые остряки сокращают по первым двум буквам — получается «опус»). Кроме ОУ для усиления сигнала предназначены разнообразные усилители низкой частоты (УНЧ), усилители высокой частоты (УВЧ) и т. д., но они менее универсальны и поэтому находят весьма ограниченное применение. Но в своей области они по характеристикам гораздо лучше ОУ.

Условное обозначение ОУ на схемах показано на рис. 1.18. На схемах устройств встречаются оба варианта изображения, и они оба правильные; но проще и наглядней изображение на рис. 1.18, а, именно им мы и будем пользоваться в дальнейшем.

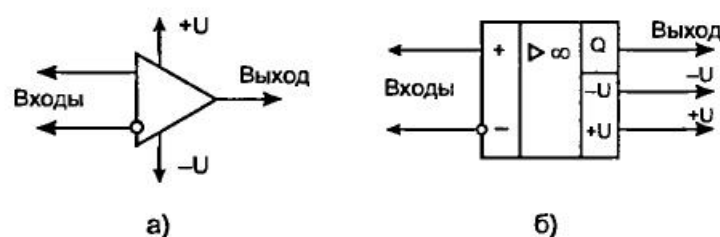


Рис. 1.18. Схематическое изображение ОУ на схемах

Как видно из рисунка, несмотря на то что ОУ содержат до сотни (а то и больше) всяких резисторов-транзисторов, сама микросхема ненамного сложнее одного транзистора: два входа, один выход и два входа, на которые подается питание. А вот сравнительная характеристика ОУ и транзисторов:

- коэффициент усиления по напряжению у ОУ от десятков тысяч до миллионов раз (у транзисторов — не более 1000);
- входное сопротивление у ОУ близко к бесконечности, а выходное — к нулю;
- работа усилителя на ОУ практически идеально линейна в широком диапазоне амплитуды напряжения питания и практически при любом значении постоянной составляющей на выходе;
- усилитель на ОУ занимает мало места, прост в проектировке и изготовлении и практически не требует настройки.

Теперь от теории перейдем к практике. Для этого нам понадобится какая-нибудь микросхема — ОУ (например К140УД6, УД7 в металлическом корпусе или их более дешевые аналоги КР140УД608, УД708 в пластмассовом), источник питания напряжением 9...30 В, логический пробник (рис. 1.19) и/или вольтметр. Цоколевка (расположение выводов) у большинства как отечественных, так и зару-

бежных ОУ полностью совпадает и показана на рис. 1.20. Обратите внимание, что у микросхем в разных корпусах разводка выводов немножко «сдвинута».

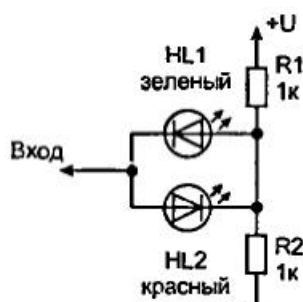


Рис. 1.19. Логический пробник. При напряжении $+U$ на входе светится красный светодиод; при соединении входа с общим проводом — зеленый

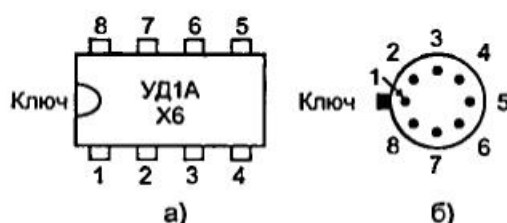


Рис. 1.20. Цоколевка микросхем:

а — в пластмассовом корпусе (вид сверху); б — в металлическом (вид снизу).
Условные сокращения названий: «УД1Б» — К544УД1Б; «УД608» — КР140УД608;
«5741А» — К574УД1А

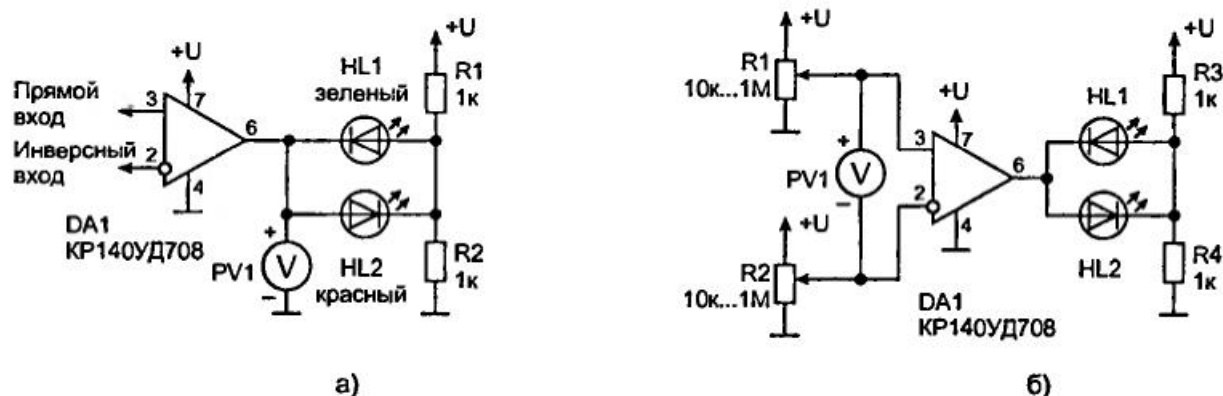


Рис. 1.21. Схема проверки и измерения: а — работоспособности, полярности входов и амплитуды выходного напряжения ОУ; б — напряжения смещения ОУ

Соберем схему, изображенную на рис. 1.21, а. Положительный выход источника питания нужно соединить с выводами, помеченными знаком « $+U$ » (т. е. с верхним по схеме выводом резистора R1 и выводом 7 микросхемы DA1 в пластмассовом корпусе — микросхему в металлическом корпусе включают в соответствии с рис. 1.20, б), а отрицательный — с общим проводом (соединенными вместе выводами резистора R2, вольтметра и вывода 4 DA1). Один из светодиодов — HL1 или HL2 — должен загореться. Касаясь пальцами одной руки одного из выво-

дов источника питания, а пальцами другой руки одного из входов (вывод 2 или 3) микросхемы, можно заметить, что уровень на выходе микросхемы изменяется (загорается другой светодиод и изменяются показания на индикаторе вольтметра).

Если вы этот эффект не заметили — не отчаивайтесь. Просто не все ОУ рассчитаны на то, чтобы на их входы подавались сигналы с напряжением, близким к напряжению питания: для большинства ОУ минимальное входное напряжение на любом входе должно быть на 1...2 В больше напряжения на выводе 4 (рис. 1.21), а максимальное — на 1...2 В меньше напряжения на выводе 7. Поэтому для правильной работы микросхемы на ее входы должно подаваться напряжение, не выходящее за рамки этих пределов. Сделать это можно с помощью делителей напряжения на резисторах, изображенных на рис. 1.22.

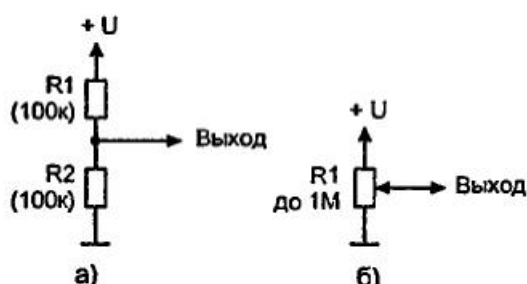


Рис. 1.22. Делители напряжения:
а — на постоянных резисторах;
б — на переменном

Давайте, например, к каждому входу ОУ подключим по одному переменному резистору (рис. 1.21, б). Движки обоих резисторов нужно поставить примерно в среднее положение; вольтметр отключим от выхода микросхемы (хватит и светодиодов), переведем на самый чувствительный диапазон измерения напряжения и включим между входами микросхемы, соблюдая (желательно) указанную на схеме полярность. Лучше, если вольтметр будет цифровым, с автоматическим определением полярности — у стрелочного прибора стрелка будет «зашкаливать».

После того как вы соберете эту схему (о том, как это можно сделать без паяльника, см. в конце книги) и подадите на нее питание, один из светодиодов должен загореться. При этом если вольтметр показывает, что на выводе 3 микросхемы напряжение положительно относительно вывода 2, то на выходе ОУ будет уровень логической единицы (т. е. напряжение, чуть меньше напряжения на проводе «+U») и будет светиться красный светодиод. Если же напряжение на выводе 3 меньше напряжения на выводе 2 (вольтметр показывает отрицательное значение), то на выходе будет уровень лог. «0» (чуть больше напряжения на общем проводе — вывод 4 DA1) и будет светиться зеленый светодиод.

Допустим, что у нас светится красный светодиод и вольтметр показывает, что на **прямом входе** (вывод 3 микросхемы) напряжение положительно относительно **инверсного входа** (вывод 2 микросхемы; инверсный вход на схемах маленьким кружком, как это сделано на рис. 1.21, или знаком «-» — в последнем случае прямой вход обязательно помечается знаком «+»). Давайте теперь попробуем изменять это напряжение, например, с помощью резистора R1, следя при этом за тем, какой именно светится светодиод. Как только напряжение на прямом входе уменьшится до нуля и станет отрицательным относительно напряжения на инверсном, красный светодиод погаснет и загорится зеленый.

В этом и заключается **принцип действия операционного усилителя: сравнивается напряжения на входах**, и если напряжение на прямом входе больше напряжения на инверсном — на выходе ОУ устанавливается положитель-

ное напряжение; если же напряжение на прямом входе меньше напряжения на инверсном (или, что то же самое, напряжение на инверсном входе больше, чем на прямом), на выходе микросхемы устанавливается отрицательное напряжение.

Входы операционного усилителя (прямой и инверсный) в литературе называются **дифференциальным** (или **симметричным**) входом. Принцип действия дифференциального входа похож на работу обычных детских качелей (рис. 1.23).

Как известно, амплитуда колебания качелей (Δh) практически не зависит от того, на какой высоте (h) они установлены, хотя если они установлены слишком низко, то планка качелей будет ударяться в землю (при этом будет искусственно ограничиваться величина Δh), а если слишком высоко — будет ударяться с тем же результатом в потолок. Поэтому лучше всего выбрать высоту h так, чтобы качели располагались примерно посередине между полом и потолком.

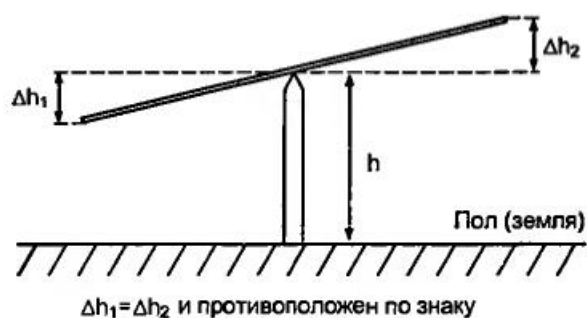


Рис. 1.23. Качели к объяснению принципа действия

Операционный усилитель с дифференциальным входом работает точно так же. Допустим, что его инверсный вход реагирует на разность Δh_1 , а прямой — на Δh_2 . Пока качели находятся в состоянии идеального равновесия (планка «качелей» строго параллельна земле), на обоих входах присутствуют одинаковые напряжения и на выходе ОУ напряжение примерно равно половине напряжения питания. Как только планка «качелей» изменит свое положение (и окажется в положении, показанном на рис. 1.23), напряжения на входах начнут изменяться: на инверсном входе — уменьшаться, а на прямом — увеличиваться. Напряжение на выходе ОУ также начнет увеличиваться, и учитывая, что коэффициент усиления по напряжению у ОУ практически бесконечен (поэтому его обычно искусственно уменьшают), то уже при разности входных напряжений в доли милливольт (одна тысячная часть вольта) выходное напряжение изменится на единицы-десятки вольт. Поэтому в схеме на рис. 1.21, б, как бы медленно вы ни вращали движки резисторов R_1 (R_2), напряжение на выходе микросхемы будет изменяться очень резко.

При перемещении планки «качелей» в другую сторону величины напряжений (точнее, разность напряжений) начнут изменяться в обратную сторону, перейдут через нуль и станут противоположными. Напряжение на выходе ОУ станет отрицательным.

Постоянная составляющая напряжения на обоих входах (высота подвеса качелей — h) для современных ОУ практически безразлична — операционные усилители реагируют **только на разность входных сигналов**. Но, учитывая существование «пола» и «потолка» (соответственно, отрицательного и положительного напряжения источника питания), постоянную составляющую обычно стараются сделать равной половине напряжения питания. Кстати, все ОУ рассчитаны на работу именно с такой постоянной составляющей; впрочем, хорошие микросхемы хорошо работают при любой амплитуде постоянной составляющей,

но все равно желательно, чтобы она была на 1...2 В больше напряжения на отрицательном полюсе источника питания и на 1...2 В меньше напряжения на положительном полюсе. Но разные микросхемы предъявляют разные требования к величине этого напряжения (т. к. все они собраны по разным схемам): например, микросхема К544УД1 способна работать с постоянной составляющей, равной и даже чуть меньшей напряжения на отрицательном выводе питания, а К140УД8 работает с амплитудой постоянной составляющей вплоть до напряжения положительного полюса источника питания. К сожалению, ни в одном справочнике нет этих данных, поэтому в случае надобности приходится перебирать (по схеме на рис. 1.21, б) все имеющиеся в распоряжении серии операционных усилителей, пока случайно не обнаружишь наиболее подходящий для выполнения предъявляемых ему требований. Это не так сложно, как кажется, — нужно только знать, чего именно вы хотите добиться, и иметь у себя некоторое количество (5...10 и больше) ОУ из разных серий. При испытаниях, чтобы случайно не вывести микросхему из строя, между обоими входами микросхемы и источника сигнала (на рис. 1.21, б — движками резисторов R1 и R2) нужно включить по одному резистору сопротивлением около 1...10 кОм — входной ток микросхемы крайне мал, и падение напряжения на этих резисторах примерно равно нулю. Но если при экспериментах на этих резисторах начнет падать некоторое напряжение (контролируется вольтметром), значит, микросхема «ударяется» или в пол, или в потолок (см. рис. 1.23) и напряжение на входах нужно (немедленно!) изменить до того значения (**предельно допустимого**), при котором падение напряжения на резисторах снова не уменьшится до нуля.

Как уже отмечалось выше, коэффициент усиления по напряжению у ОУ очень велик — даже у «средненького» по параметрам К140УД7 он более 30000. Измерить его можно с помощью схемы на рис. 1.24, а: резисторами R4 и R5 задается постоянная составляющая на прямом входе, равная половине напряжения питания (расчет сопротивлений резисторов делителя дан в конце книги), а дополнительные резисторы R1 и R3 облегчают работу с пробником — благодаря им напряжение на крайних выводах переменного резистора R1 равно не напряжению питания, а 1/20 части его. При измерении $k_{y.c.u.}$ движок резистора R2 вначале устанавливают в такое положение, при котором красный светодиод светится чуть слабее, чем с максимальной яркостью. Показания вольтметра запоминаются. Потом движок резистора переводится в такое положение, при котором почти с максимальной яркостью светится зеленый светодиод. Снова снимают показания вольтметра (радиотехнический термин, переводится как «определяют по индикатору (шкале) вольтметра величину напряжения») и из этой величины отнимают первую — получается разность входных напряжений. После этого разность выходного напряжения (5000...6000 мВ при напряжении питания 9 В) делят на разность входного, результат — искомый $k_{y.c.u.}$. Если получилось отрицательное число (т. е. вы «перепутали» прямой вход с инверсным), то «минус» откидывается — от этого ничего не меняется.

Как вы уже, наверное, заметили (а эта книга посвящена радиолюбителям — тем, кто не ленится самостоятельно проверить изложенный теоретический материал), при нулевом дифференциальном напряжении на входах ОУ (т. е. при та-

ком напряжении на входах, при котором напряжение на выходе микросхемы равно половине напряжения питания — при котором «качели» находятся в равновесии) разность напряжений на входах, измеренная вольтметром, не равна нулю, а находится в пределах $-50...+50$ мВ. Это напряжение называется **напряжением смещения** $U_{см}$. Причина его возникновения банальна — в электронике нет ни одного идеально точного прибора и, из-за неидеальности параметров входных транзисторов ОУ, во входном дифференциальном каскаде возникает некоторый разбаланс. Величина напряжения смещения для ОУ с биполярными транзисторами на входе обычно не превышает 10 мВ; для ОУ с полевыми транзисторами на входе оно раз в 10 больше.

Обычно напряжение смещения не учитывается, — по сравнению с напряжением питания его величина ничтожна. Но в некоторых случаях нужно, чтобы оно было поменьше. Специально для таких случаев промышленность выпускает **прецизионные ОУ**. Прецизионные ОУ стоят раз в 5 дороже обычных ОУ, но по параметрам они почти идеальны: напряжение смещения не превышает 0,1 мВ, а коэффициент усиления по напряжению доходит до миллиона раз.

Уменьшить величину напряжения смещения можно и у обычных ОУ — с помощью внешнего резистора (рис. 1.26). Но такая балансировка имеет смысл только в том случае, если постоянная составляющая на входах и напряжение питания неизменны.

При изменении постоянной составляющей на входах ОУ изменяется и напряжение смещения. В этом можно убедиться, поэкспериментировав со схемой на рис. 1.21, б. Кроме того, напряжение смещения зависит от напряжения питания и температуры корпуса микросхемы.

Если на входы ОУ подано такое напряжение, при котором напряжение на выходе близко к половине напряжения питания, то при внезапном и даже незначительном изменении напряжения питания (например, из-за пульсаций напряжения питания), напряжение на выходе также будет изменяться. То есть получается, что микросхема усиливает помехи, пришедшие на нее по цепи питания, из-за этого, при питании усилителя через выпрямитель переменного тока, на выходе усилителя появляется специфический **фон** переменного тока (тихое гудение). Так как от фона только вред, с ним приходится бороться. Для этого обычно стабилизируют напряжение питания ОУ. Этот параметр называется **коэффициентом влияния источника питания** ($k_{вл. ип}$) и измеряется в микровольтах на вольт (мкВ/В). У разных микросхем он разный, и у обычных ОУ лежит в пределах $50...200$ мкВ/В — т. е. при изменении напряжения питания на 1 В напряжение смещения изменяется на $50...200$ мкВ. У прецизи-

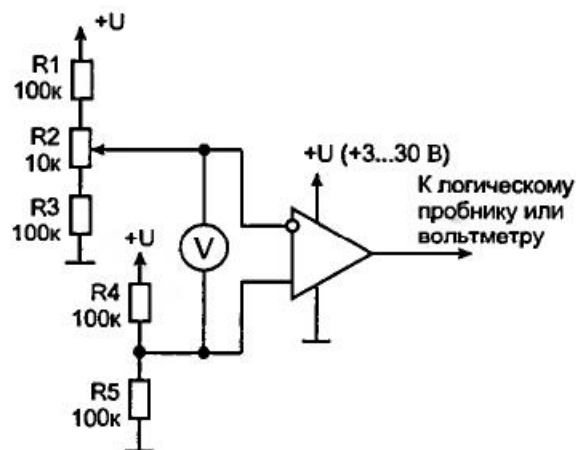


Рис. 1.24. Измерение напряжения смещения и коэффициента усиления ОУ

онных ОУ $k_{в.нп}$ обычно не превышает 10 мкВ/В. В некоторых справочниках $k_{в.нп}$ измеряется в децибелах (дБ). У хороших ОУ он более 60...80 дБ.

При одновременном (**синфазном**) изменении напряжения на обоих входах на одну и ту же величину (т. е. в рассмотренном выше примере с качелями — при поднятии или опускании планки качелей над землей) изменяется и напряжение смещения. Результат при этом получается тот же, что и в случае с фоном переменного тока, и отличается от него только тем, что стабилизировать синфазное напряжение невозможно — ведь это же полезный сигнал, который нужно усилить. Поэтому разработчики микросхем вводят в схему ОУ внутренние цепи коррекции, чтобы ослабить **коэффициент усиления синфазного напряжения** ($k_{ус.сф}$). В справочниках обычно приводится **коэффициент ослабления синфазного напряжения** ($k_{ос.сф}$), определяемый по формуле:

$$k_{ос.сф} = \frac{k_{ус.У}}{k_{ус.сф}}$$

где $k_{ус.У}$ — коэффициент усиления ОУ по напряжению.

Так как $k_{ос.сф}$ обычно получается очень большим (более 10000), то для уменьшения количества нулей его обычно выражают не в «разах», а в децибелах:

$$k_{ос.сф} = 20 \lg \frac{k_{ус.У}}{k_{ус.сф}}$$

При этом 60 дБ соответствуют $k_{ос.сф}$, равным 1000, 70 дБ соответствуют величине 3162 раза, а 80 дБ — 10000 раз; при 90 дБ $k_{ос.сф}$ равен 31620 и т. д.

У обычных ОУ $k_{ос.сф}$ лежит в пределах 60...90 дБ, у прецизионных он доходит до 120 дБ.

Еще один очень важный параметр ОУ — **скорость нарастания выходного напряжения** $U_{вых}$, измеряется в вольтах за 1 микросекунду (В/мкс). Этот параметр характеризует быстродействие ОУ. У ОУ с полевыми транзисторами на входе он более 10 В/мкс, у ОУ на биполярных — от 0,5 до 50, у прецизионных ОУ, независимо от типа транзисторов входного каскада, — от 0,3 до 200. Также существуют специальные **широкополосные ОУ (скоростные ОУ)**, у которых $U_{вых}$ доходит до нескольких тысяч. Но эти микросхемы довольно дороги; отечественная промышленность к моменту написания книги выпуск таких ОУ еще не освоила.

Скорость нарастания выходного напряжения можно сравнить с лифтом. После того как вы нажмете кнопку вызова, лифт приедет не мгновенно, а через некоторое, точно известное (и легко измеряемое) время. Каждый лифт, в зависимости от конструкции, работает с разной скоростью.

Так же и у ОУ. При изменении напряжения на входе, напряжение на выходе начнет изменяться не мгновенно, а через некоторое время. Так, если какой-нибудь ОУ имеет скорость нарастания выходного напряжения, равную 10 В/мкс, то напряжение на его выходе, при любом напряжении на входах, будет изменяться не быстрее чем на 10 В за 1 микросекунду, или на 1 В за одну десятую микросекунды.

Операционные усилители, включенные по рассмотренным выше схемам, используются только в качестве **компараторов** — устройств сравнения двух напряжений. Для линейного усиления сигнала такие схемы непригодны — у них слишком большой коэффициент усиления по напряжению и на работу ОУ в линейном режиме очень сильно влияет нестабильность напряжения смещения. Для принудительного перевода ОУ в линейный режим, а также для изменения коэффициента усиления радиолюбители используют так называемые «обратные связи». О них мы поговорим в следующем параграфе.

Существуют также специальные операционные усилители, способные работать только в режиме компаратора (они так и называются). От ОУ они отличаются тем, что их выход выполнен по схеме с «открытым коллектором» (рис. 1.25), т. е. на выходе может быть или уровень лог. «0», или «ничего». Для преобразования уровня «ничего» в уровень лог. «1» (для согласования с цифровыми микросхемами), к выходу компаратора обычно подключают «подтягивающий» резистор сопротивлением 10 (1...100) кОм. Чем меньше сопротивление, тем быстрее заряжаются паразитные емкости выхода компаратора и входа тех устройств, к которым он подключен, но при этом увеличивается и потребляемый компаратором ток (ведь на резисторе создается некоторое падение напряжения и через него протекает ток). Но и увеличивать слишком сильно сопротивление этого резистора нежелательно.

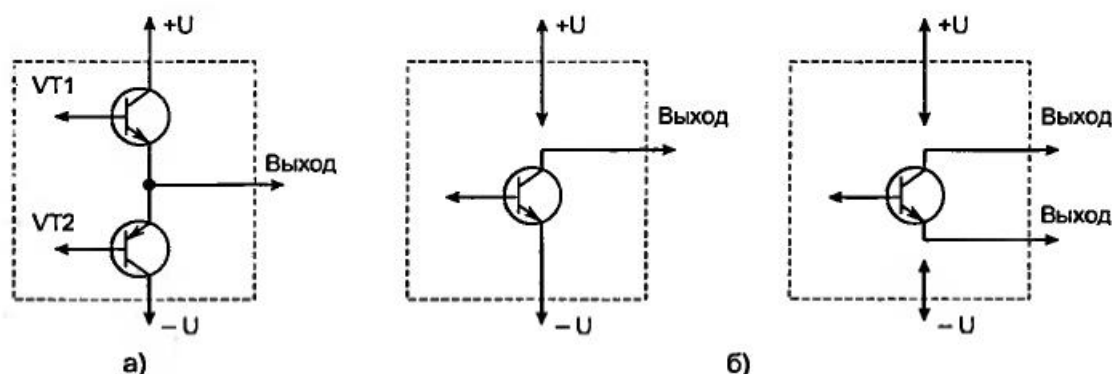


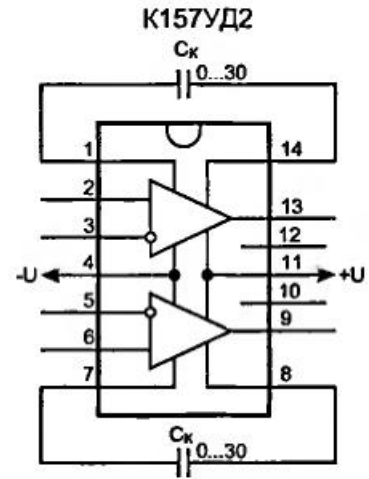
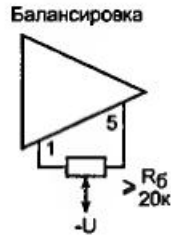
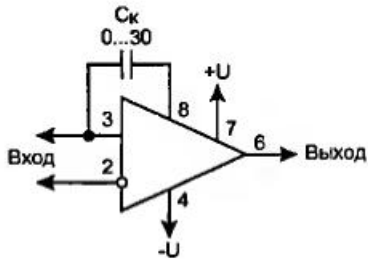
Рис. 1.25. Выходы ОУ (а) и компаратора (б).

Схемы, управляющие выходными транзисторами, условно не показаны

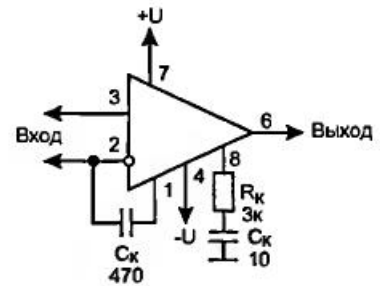
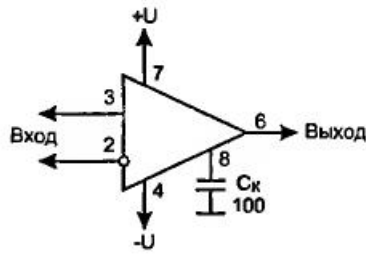
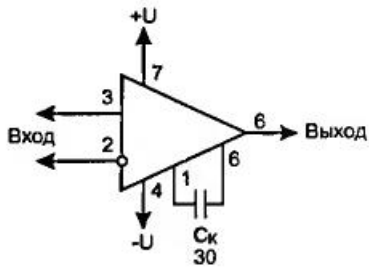
Схемы включения и балансировки некоторых наиболее распространенных отечественных и зарубежных ОУ и компараторов приведены на рис. 1.26. Некоторые ОУ для нормальной работы требуют подключения внешних корректирующих конденсаторов. ОУ К140УД12 (УД 1208) и серии К1407 относятся к классу **программируемых ОУ** — у таких ОУ ток потребления от источника питания и выходной ток можно регулировать от нуля до стандартного для большинства ОУ значения изменением сопротивления всего одного внешнего резистора. Чем больше его сопротивление, тем меньше ток потребления, выходной ток и скорость нарастания выходного напряжения. Делать сопротивление этого резистора меньшим 1 кОм нельзя — микросхема может выйти из строя. Справочные параметры некоторых наиболее распространенных ОУ и компараторов даны в конце книги.

Операционные усилители общего назначения

К140: УД6, УД7, УД8, УД18
КР1409УД1



К140УД14



К140УД10

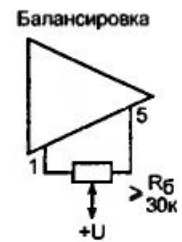
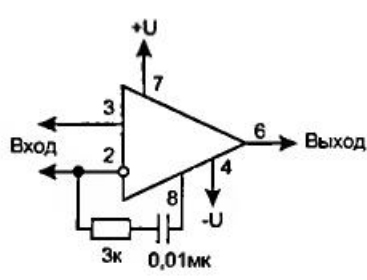
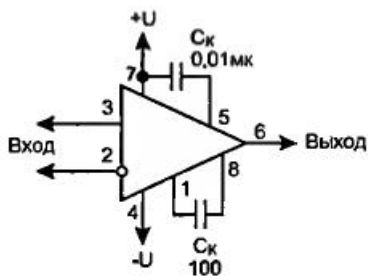


Рис. 1.26, а

Тип*	$U_{CC}, \pm В$	I_{CC}^{**} мА	$k_{ус.У},$ тысяч	$U_{см},$ мВ	$k_{ос.сф},$ дБ	$U_{Uвых},$ В/мкс	f_1^{***} МГц	Примечание
K140УД6 (Б)	2...20	2,8 (0,4)	60	5	80	2,5	1	Аналог MC1456
K140УД7 (Б)	2...20	2,8 (0,4)	50	4	70	0,3	0,8	Аналог μ A741
K140УД8 (П)	3...18	4 (1)	40	50	60	2,5	1	Аналог μ A740, MC1556
K140УД10 (Б)	3...18	8	50	4	80	20	15	Аналог LM118
K140УД11 (Б)	3...18	8	25	10	70	20	15	Аналог LM310
K140УД14 (Б)	3...18	0,6 (0,1)	50	2	85	0,1	0,3	Аналог LM308
K140УД18 (Б)	3...18	3	50	10	80	2	1	
K140УД20 (Б)	2...18	2×2,8 (2×0,3)	50	5	70	0,3	0,5	Отличная защита
K157УД2 (Б)	2...20	7	50	10	70	0,5	1	Плохая защита выходов
K544УД1 (П)	2...18	3,5 (0,4)	50	40	64	2	1	Малозумящий
K544УД2 (П)	2...18	5 (0,5)	20	60	70	20	5	Аналоги CA3130, LF357
KP574УД1 (П)	3...18	5,5	50	50	60	50	10	«В» лучше; AD513
KP574УД2А (П)	4...18	5	25	50	60	5	1	Аналог TL072, другая цоколевка
KP574УД2Б (П)	4...18	10	25	50	60	15	3	
LM324(358) (Б)	2...20	3	50	5	70	0,5	1,5	Полные аналоги KP1401
LM2902(2904) (Б)	2,5	1	50	5	70	0,5	1	Предназначен специально для 5-вольтовых схем
TL082(084) (П)	3...18	10	25	5	70	2	1	
KP1408УД1 (Б)	5...30	4	70	5	75	1,5	0,5	Высоковольтный; LM343
KP1409УД1 (П)	3...18	6	20	15	70	0,4	1	Сверхнизкий входной ток; для УД1Б $U_{CC} = \pm 2,5 В$
NE5532 (Б)	3...18	3...9	50	5	80	1	1	Малозумящий

* Б — биполярные транзисторы на входе, П — полевые
** в скобках указаны значения при $U_{CC} = \pm 4,5 В$
*** частота, при которой $k_{ус.У}$ уменьшается до единицы

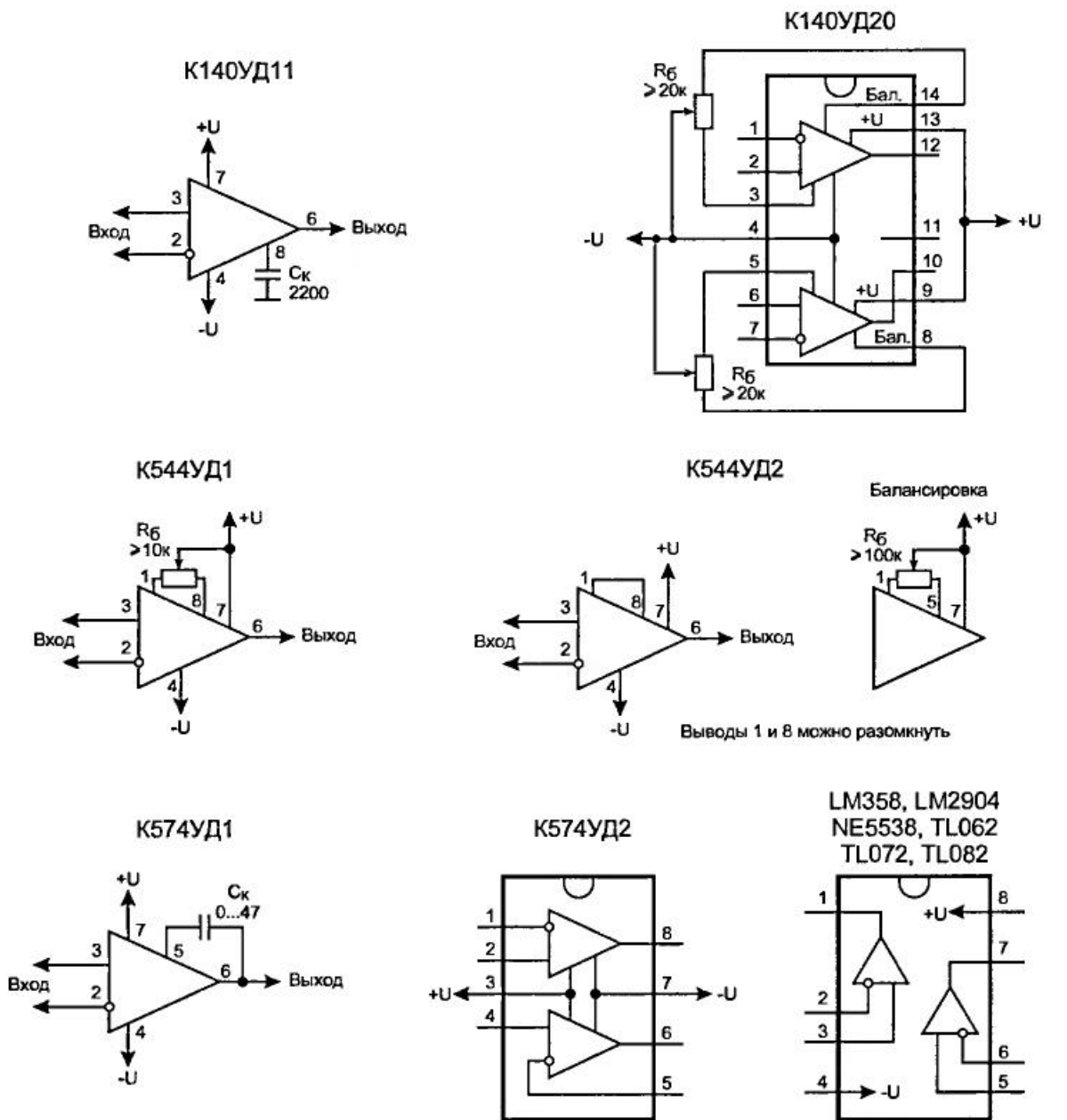


Рис. 1.26, б

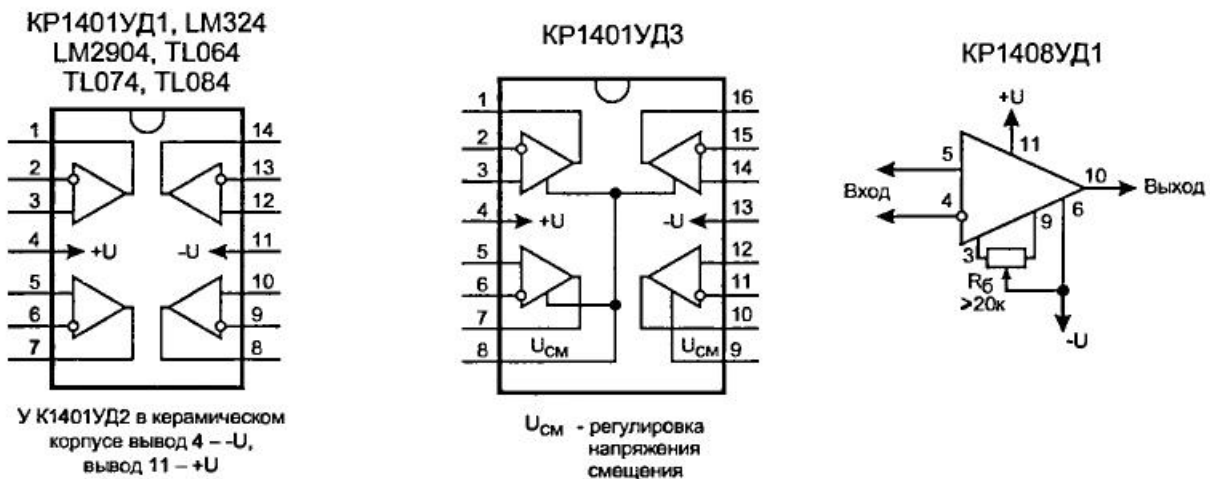


Рис. 1.26, в

Прецизионные операционные усилители

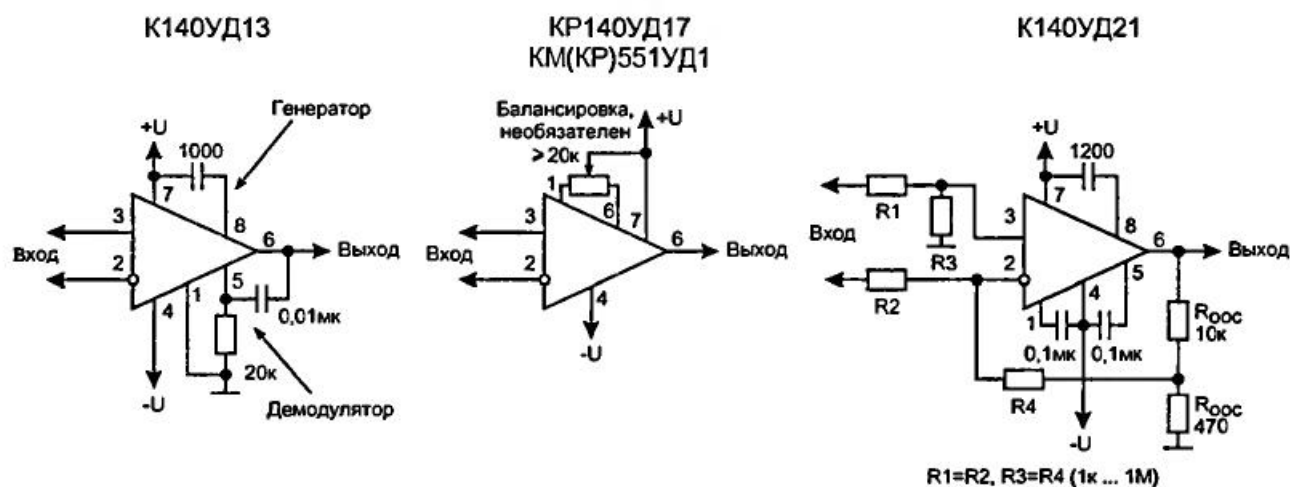


Рис. 1.26, г

Тип*	Структура**	$U_{\text{сст}}, \pm В$	$I_{\text{сст}}, \text{мА}$	$k_{\text{ус.У}}, \text{тысячи}$	$U_{\text{см}}, \text{мкВ}$	$k_{\text{ос.сф}}, \text{дБ}$	$U_{\text{Увых}}, \text{В/мкс}$	$f_{\text{н}}, \text{МГц}^{***}$	Примечание
K140UD13 (П)	МДМ	15	2	0,01	50	100	—	0,01	Работает без ООС
K140UD17A (Б)	ОУ	15	4	300	25	110	0,1	0,4	Аналог ОРА177
K140UD17Б (Б)	ОУ	15	4	200	75	110	0,1	0,4	Аналог ОР07
KP140UD21 (Б)	МДМ	15	5,5	1000	60	110			
140UD24 (Б)	ОУ	5	3,5	1000	5	120			Аналог ICL7650
140UD26 (Б)***	ОУ	15	4,7	1000	25	114			
140UD27 (Б)***	ОУ	15	4,7	1000	25	108			
KM551UD1A (Б)	ОУ	15	5	500	1500	100			Аналог МА725
KM551UD1Б (Б)	ОУ	15	5	250	2500	95			Аналог МА715

* Б — биполярные транзисторы на входе, П — полевые
 ** МДМ — «модулятор — демодулятор»: постоянное входное напряжение преобразуется в переменное, обрабатывается и на выходе преобразуется в постоянное. Идеальны для работы с низкочастотным сигналом.
 *** УД26 — низкочастотная, УД27 — высокочастотная

Программируемые операционные усилители

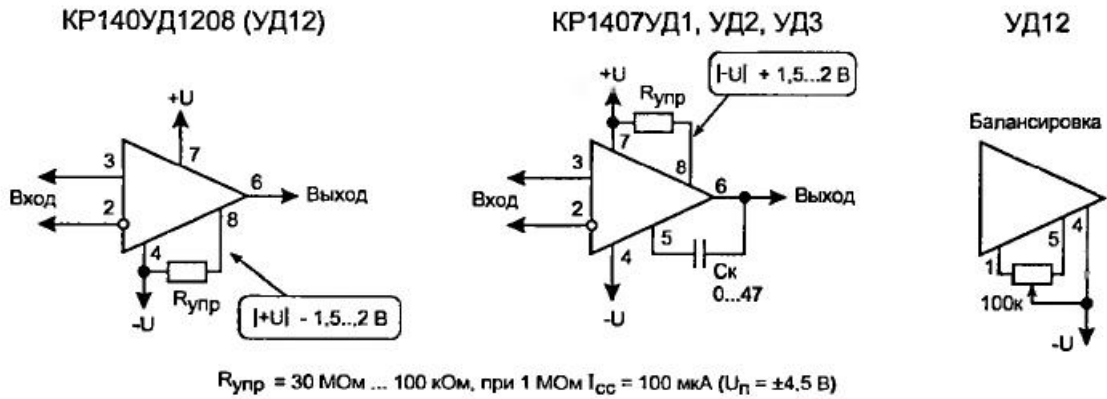


Рис. 1.26, д

Тип	$U_{сс}, \pm В$	$I_{сс \max}, мА$	$k_{ус.U},$ тысяч	$U_{см},$ мВ	$k_{ос.сф},$ дБ	$U_{U_{вых}},$ В/мкс	$f_{п}^*,$ МГц	$I_{сс \min}^{**},$ мкА
КР140УД1208	1...20	4	50	5	70	2	0,3	30
К1407УД1	0,6...5	8	10	6	72	25	3	10
К1407УД2	1...12	0,1	50	5	70	1	3	20
К1407УД3	0,7...6	2	10	5	76	5	1	10

* частота, при которой $k_{ус.U}$ уменьшается до единицы
 ** ток, при котором ОУ начинает нормально работать

Компараторы

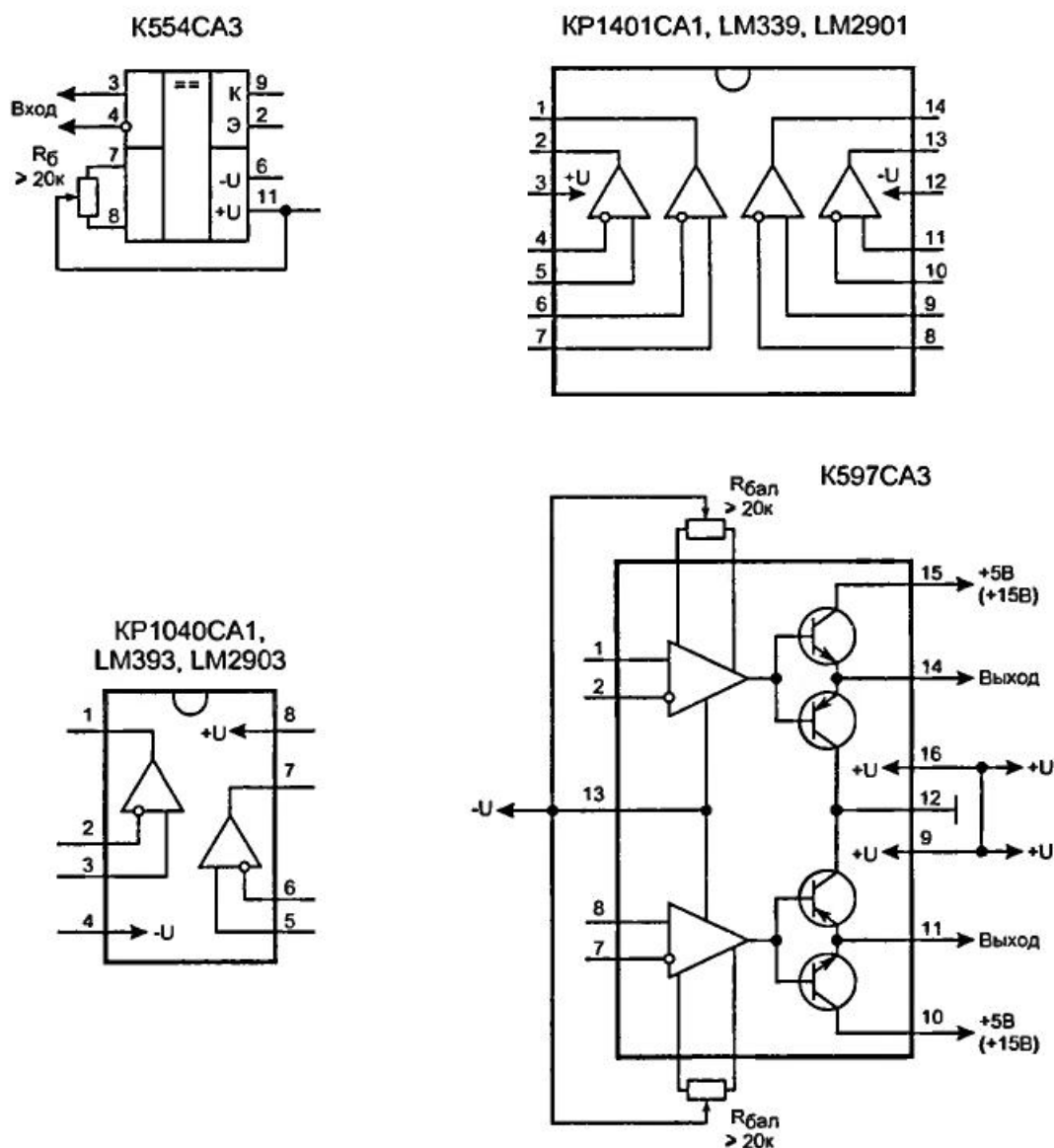


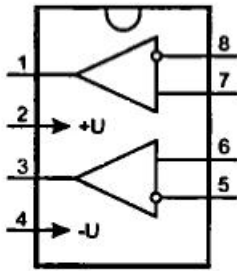
Рис. 1.26, е

Тип	$U_{cc} \pm B$	I_{cc} мА	$k_{ус.У}$ тысяч	$U_{см}$ мВ	t_3^* мкс
K554CA1A/Б	2...18	0,5...6	150	5	0,3
KP1040CA1	2...18	0,2...3	50	5	3
LM2903	2,5	0,4	50	5	3
KP1401CA1	1...18	0,2...3	50	5	3
LM2901	2,5	0,4	50	5	3
KP597CA3	15	2,5	10	5	0,3

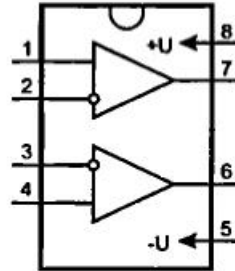
* время задержки — время переключения выхода

Мощные операционные усилители

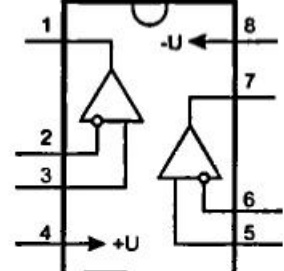
КР1040УД3, TDA2822
L272M, L2722, L2724



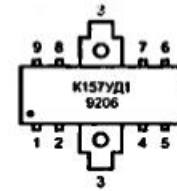
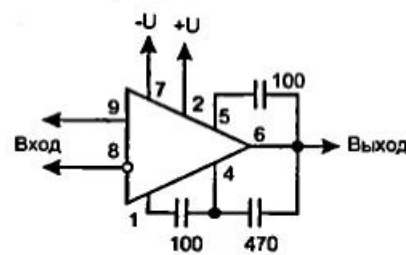
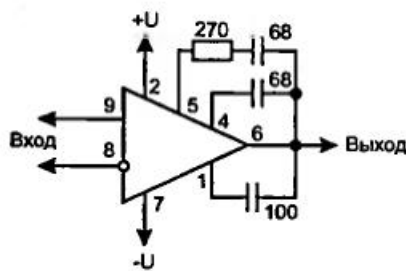
TDA7050



TDA1308



K157УД1



TDA2030, TDA2040, TDA2050, TDA2051, K174УН19

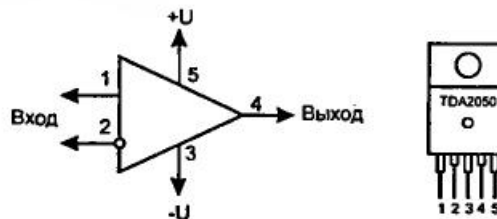


Рис. 1.26, ж

Тип	$U_{\text{сст.}} \pm В$	$I_{\text{сст.}} \text{ мА}$	Кус.У, тысяч	$I_{\text{вых. макс.}} \text{ А}$	$P_{\text{вых.}} \text{ Вт}$	$P_{\text{вых. Т.}} \text{ Вт}$	$f_1 \text{ МГц}$	Примечание
K157УД1	2...20 (25)	4	50	0,3	0,5	2	0,3	
КР1040УД3	2...18	10	30	0,5	0,5	—	0,3	Аналог L272M
L2722	1,5...8	12	30	0,5	0,5	—	0,3	
TDA 7050	0,8...4	10...20		0,5	0,3	—		$R_{\text{нагр.}} \geq 16 \text{ Ом}$
TDA 1308	1...4	3		0,1	0,1	—	5,5	$R_{\text{нагр.}} \geq 16 \text{ Ом}$
K174УН19	3...18	10...60	20	1,5	2	20	0,1	Аналог TDA2030, $R_{\text{нагр.}} \geq 4 \text{ Ом}$
TDA2040	3...20	10...90		2	2	22		Минимальное $R_{\text{нагр.}} 4 \text{ Ом}$
TDA2050	3...25	10...90	50	3	2	30		Минимальное $R_{\text{нагр.}} 4 \text{ Ом}$
TDA2051	2...25	10...90		3	2	40		Минимальное $R_{\text{нагр.}} 4 \text{ Ом}$

* с теплоотводом (радиатором)

1.3. Обратная связь. Отрицательная обратная связь

Обратная связь — цепь из пассивных элементов (резисторов, конденсаторов, диодов и иногда транзисторов), включенная между выходом и входом ОУ. Применяется она для придания ОУ нужного коэффициента усиления, а также для изменения его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Обратная связь бывает положительной (ПОС) и отрицательной (ООС). Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления ОУ и превращает его в триггер Шмитта (см. том I). Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления и переводит ОУ в линейный режим — в режим усиления аналогового сигнала.

На рис. 1.27 показаны схемы усилителей на ОУ с отрицательной обратной связью. Рассмотрим первую схему (рис. 1.27, а).

Поскольку входной сигнал этой схемы подается на прямой вход ОУ, то усилитель на DA1 неинвертирующий — т. е. он не изменяет фазу сигнала. Входное сопротивление усилителя зависит только от сопротивления резистора R3 (но в разумных пределах — через вход ОУ тоже протекает некоторый, очень небольшой ток; впрочем, при использовании ОУ с полевыми транзисторами на входе этот ток можно не учитывать), и его можно изменять в широких пределах изменением сопротивления этого резистора. Обычно в качестве R3 используют резисторы сопротивлением 100 кОм...1 МОм.

Обратная связь на ОУ подается через делитель напряжения на резисторах R1 и R2. Полярность обратной связи зависит от того, на какой именно вход она подается: если на прямой, то обратная связь положительная, а если на инверсный — отрицательная. На рис. 1.27 все ОУ работают с ООС.

Левый по схеме вывод резистора R1, а также нижний вывод резистора R3 подключены к общему проводу, напряжение на котором равно половине напряжения питания (рис. 1.28). Следует помнить, что ОУ, работающие в линейном режиме, можно питать только от двухполярного источника питания! Дело в том, что у ОУ, работающих в линейном режиме, напряжение на выходе должно равняться половине напряжения питания (см. пример с качелями), иначе напряжение на выходе будет «ударяться» или в пол, или в потолок, из-за чего возникнут такие искажения сигнала, что ваши уши мгновенно «свернутся в трубочку». Эту самую «половину напряжения питания» формирует источник питания (рис. 1.28), и на схемах с использованием ОУ она обычно обозначается знаком «общий» (⊥). Напряжение питания ОУ обычно помечают как **двухполярное**, с использованием знака «±». Так, обозначение «±15 В» означает, что на ОУ подается двухполярное напряжение с суммарной амплитудой 30 В: на вывод «+U», относительно общего провода, подается напряжение +15 В, а на вывод «-U» — напряжение, равное -15 В относительно общего провода. То есть получается, что **два** источника питания включены последовательно и их суммарное напряжение равно $15 \times 2 = 30$ В.

Двухполярное напряжение легко «сделать» из однополярного, с удвоенной амплитудой, с помощью простейшей схемы, изображенной на рис. 1.28, а. На резисторах R1 и R2 собран делитель напряжения, и при равенстве сопротивления

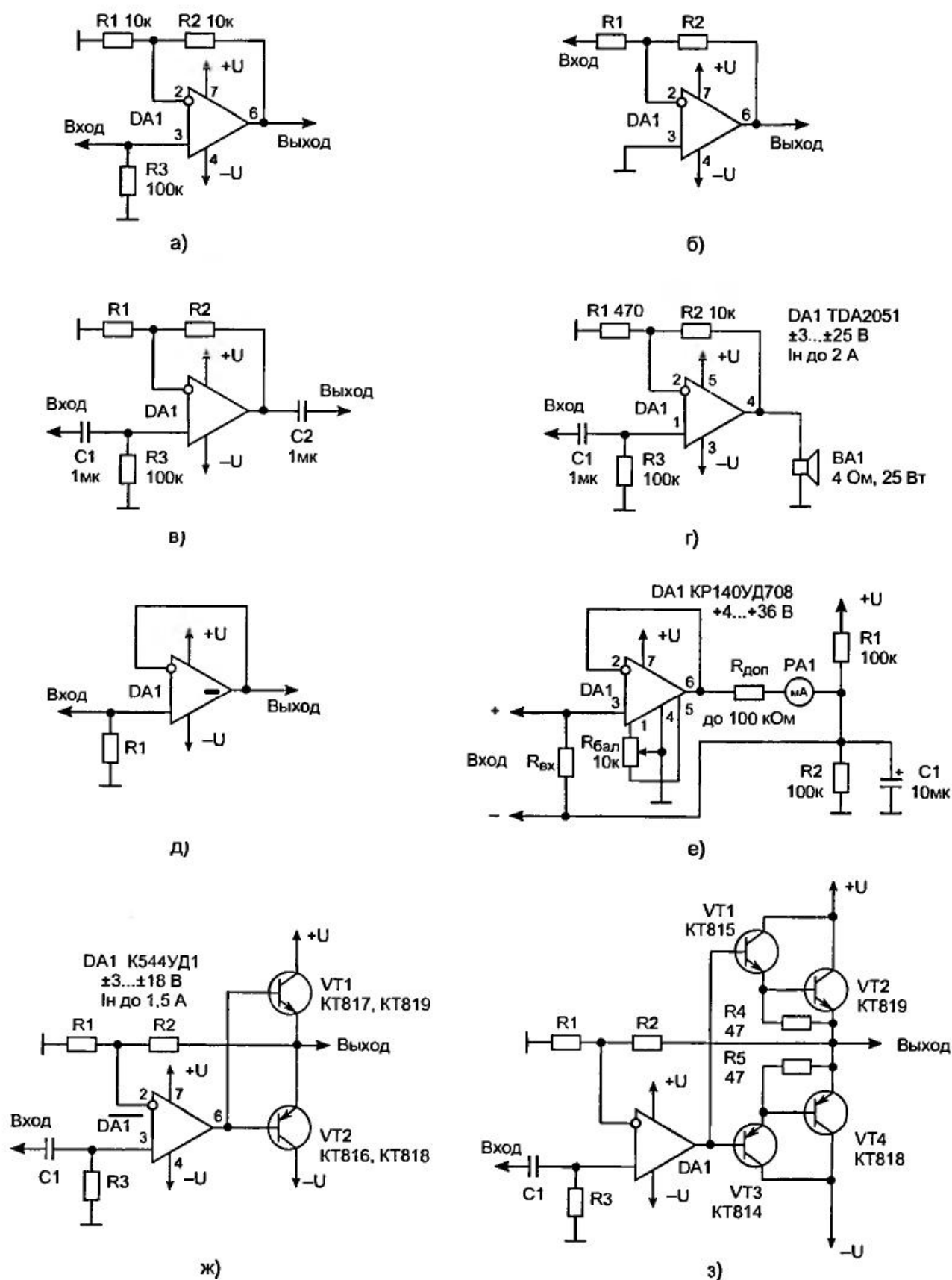


Рис. 1.27. Усилители с ООС: а — неинвертирующий; б — инвертирующий; в — с разделительными конденсаторами; г — подключение низкоомной нагрузки к усилителю с двуполярным питанием; д — повторитель; е — вольтметр с большим входным сопротивлением; ж, з — мощный ОУ с последовательным включением мощных транзисторов

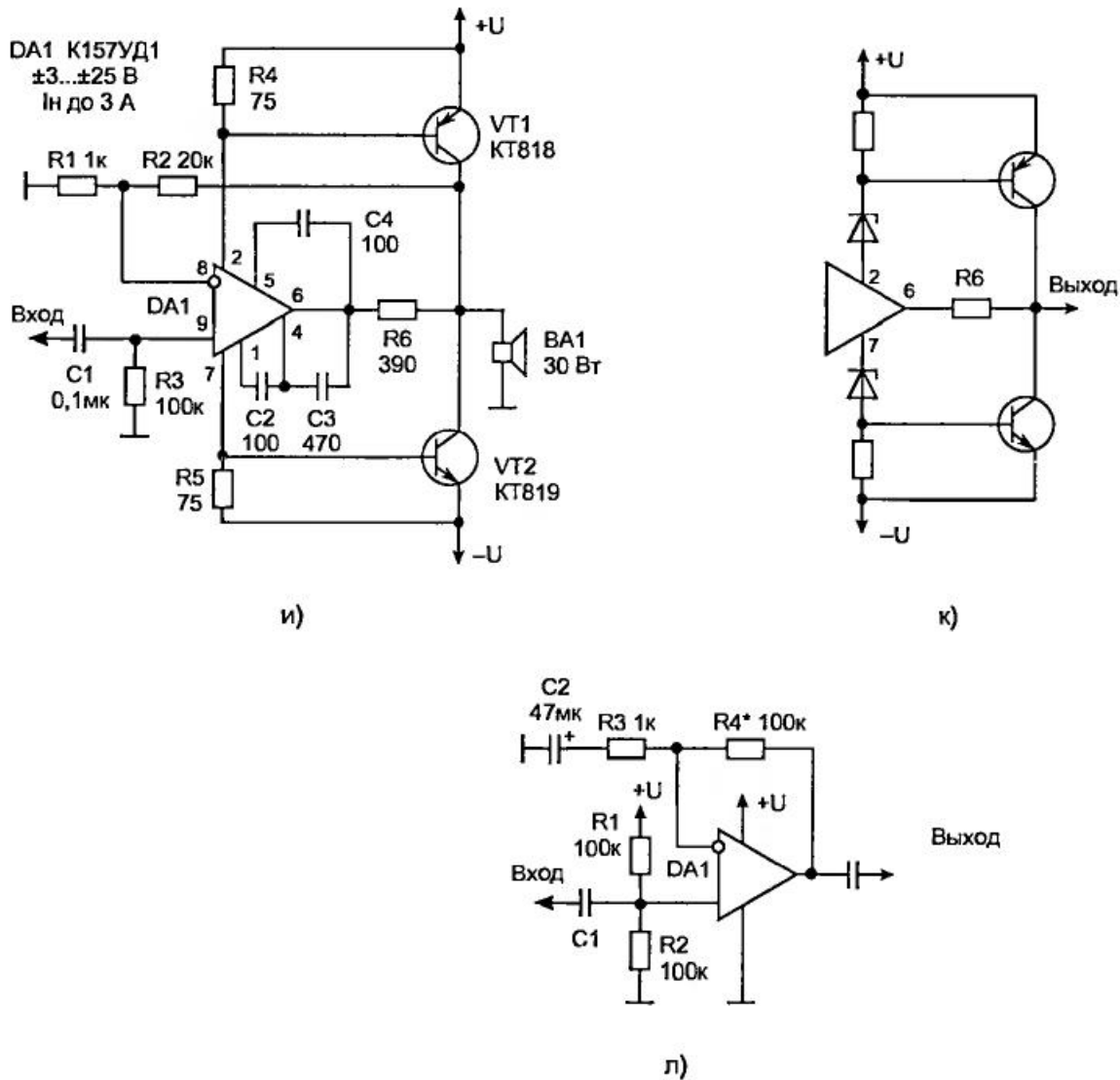


Рис. 1.27. Усилители с ООС:

и — мощный ОУ с параллельным включением мощных транзисторов;
 к — мощный ОУ с высоковольтным питанием; л — ОУ с однополярным питанием

этих резисторов (обычно $R_1 = R_2 = 10 \dots 1000$ кОм) напряжение в средней точке равно половине напряжения питания. Конденсатор C_1 — фильтрующий, он нужен для уменьшения выходного сопротивления делителя (т. е. для улучшения работы усилителя). Его емкость определяется из выражения $C_1 \times R = 0,5 \dots 2$, где C_1 — емкость конденсатора C_1 в микрофарадах, а R — сопротивление одного из резисторов R_1 или R_2 ($R_1 = R_2$) в мегаомах.

Двухполярные выпрямители переменного напряжения, пригодные для работы с ОУ, нарисованы на рис. 1.28, б и 1.28, в. Схема в пункте «б» — обычный однополупериодный выпрямитель (см. том I): положительная полуволна через диод VD_1 заряжает конденсатор C_1 , диод VD_2 в это время закрыт обратным напряжением и ток в цепи « $-U$ » поддерживается только благодаря накопительным свойствам конденсатора C_2 . При отрицательной полярности открывается диод VD_2 (зарядается C_2), а диод VD_1 закрывается. И так до бесконечности. Нетрудно заметить, что эта схема удваивает амплитуду (напряжение) сетевого

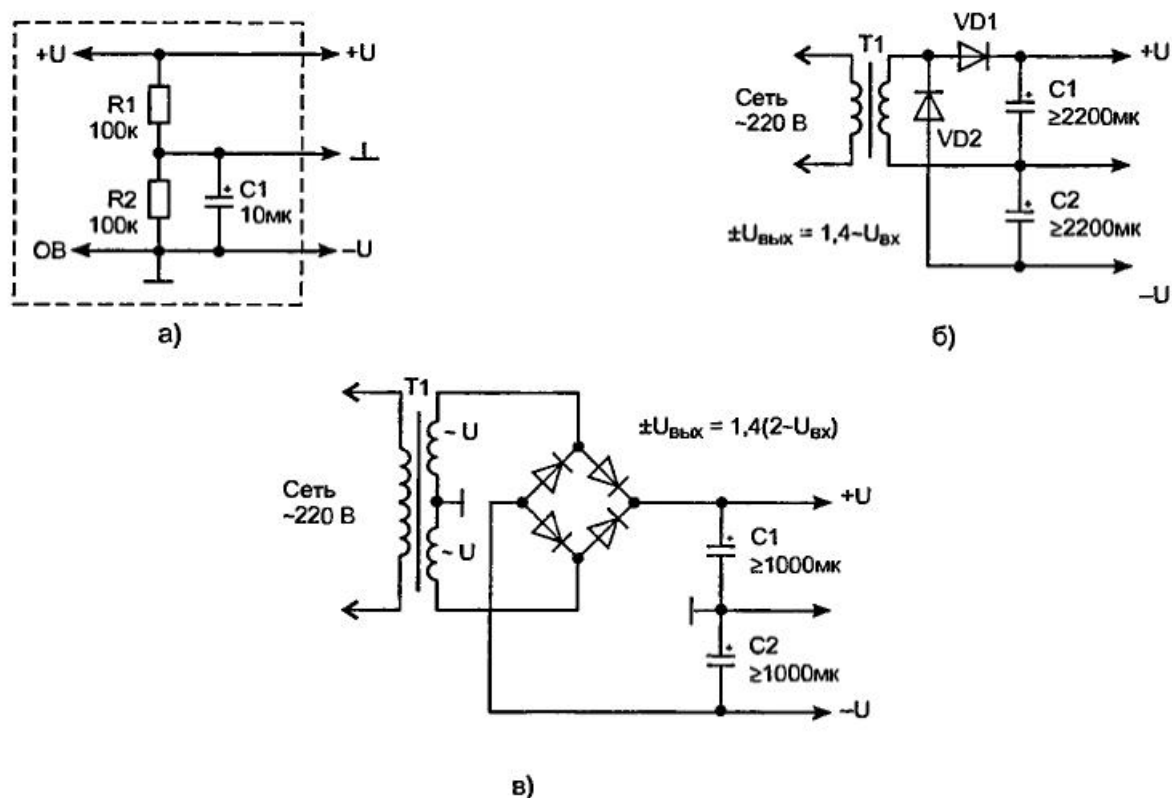


Рис. 1.28. Источники питания усилителей на ОУ:

- а — простейший маломощный преобразователь однополярного напряжения в двухполярное; б — однополупериодный двухполярный выпрямитель; в — мостовой двухполярный выпрямитель

напряжения и при этом ток, отбираемый выпрямителем от вторичной обмотки трансформатора, равен сумме токов, протекающих по цепям « $+U$ » — « \perp » и « $-U$ » — « \perp », т. е. при равенстве этих токов в два раза больше тока нагрузки. Это следствие закона сохранения энергии: если напряжение на выходе в n (n — любое число) раз больше напряжения на входе, то выходной ток должен быть в n и более раз (т. к. коэффициент полезного действия — КПД — меньше 1) меньше входного. Попытки создать на основе делителей-умножителей «вечный двигатель» заранее обречены на провал.

Преимущества этой схемы выпрямителя в том, что нужна только одна вторичная обмотка трансформатора (при этом при случайном обрыве в цепи вторичной обмотки устройство попросту обесточится); она требует небольшого количества деталей и обеспечивает на выходе, при равенстве токов, потребляемых нагрузкой, строго симметричное напряжение (т. е. амплитуда напряжения « $+U$ » строго равна амплитуде « $-U$ »). Ее единственный недостаток, который присущ всем однополупериодным выпрямителям, — слишком большие пульсации выходного напряжения, особенно при мощной нагрузке. Поэтому такую схему целесообразно использовать только для питания маломощных нагрузок.

Двухполупериодная схема (рис. 1.28, в) требует в 2 раза больше диодов и обмоток трансформатора. Но при этом ее выходное сопротивление оказывается в 2 раза меньше, т. е. при том же коэффициенте пульсаций емкость конденсато-

ров должна быть в 2 раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе. Поэтому такая схема используется чаще всего. Для уменьшения коэффициента пульсаций емкость фильтрующих конденсаторов С1 и С2 желательно выбрать побольше; максимально допустимое напряжение на конденсаторе (оно написано на его корпусе) должно быть больше максимального напряжения на выходе выпрямителя. Хотя, в принципе, при выходном напряжении 30...35 В можно использовать и 25-вольтовые конденсаторы: конденсатор — не стабилитрон и вполне допускает работу на напряжении в 1,2...1,4 раза больше расчетной. Но при этом надежность его работы никто не гарантирует.

Напряжения на обоих обмотках трансформатора должны быть одинаковыми и равными примерно 0,7 от выпрямленного напряжения (т. е. выпрямленное напряжение в $1/0,7 = 1,4$ раза больше входного переменного). При несимметричности напряжений на вторичных обмотках (на одной — 25 В, а на второй — 30 В) коэффициент пульсаций возрастет: нетрудно заметить, что в крайнем случае, при нулевом напряжении на одной из обмоток, эта схема превращается в схему на рис. 1.28, б и работают только два диода диодного моста. Поэтому обрыв одного из крайних проводов обмотки трансформатора выпрямителю и его нагрузке не очень страшны. Но вот обрыва среднего провода, при исправных крайних, лучше не допускать: в таком случае напряжение на общем проводе выпрямителя становится «плавающим» и может колебаться под влиянием нагрузки от «+U» до «-U». В первом случае выйдет из строя конденсатор С2 — если он, конечно, не рассчитан на работу с удвоенным напряжением, а во втором — С1.

Еще один недостаток схемы на рис. 1.28, в — трудности с установкой предохранителей. При нестандартной (т. е. аварийной) ситуации в этой схеме должны **одновременно** размыкаться два провода. Сдвоенных плавких предохранителей пока, к сожалению, не придумали, поэтому защиту приходится собирать на транзисторах или реле. В схеме на рис. 1.28, б предохранитель включается в разрыв любого провода, идущего от трансформатора к выпрямителю.

Но вернемся к усилителю (рис. 1.27, а). В исходном состоянии (пока на вход не подается сигнал) на его прямом входе поддерживается напряжение, равное половине напряжения питания (благодаря резистору R3). Допустим теперь, что напряжение на выходе DA1 близко к напряжению питания. Так как левый по схеме вывод резистора R1 подключен к «средней точке» (точке, напряжение на которой, при двухполярном питании, равно половине напряжения питания, т. е. нулю), то напряжение на инверсном входе ОУ будет чуть больше, чем на прямом (благодаря резистору R2). Из-за этого напряжение на выходе ОУ станет уменьшаться. Оно будет уменьшаться до тех пор, пока не станет равным (примерно равным — нужно учитывать напряжение смещения) напряжению на крайних выводах резисторов R1 и R3 — т. е. нулю или, если источник питания однополярный (рис. 1.28, а), половине напряжения питания.

Для ОУ, включенного по схеме усилителя, это состояние является единственно возможным. Если же по какой-нибудь причине произойдет разбаланс и напряжение на выходе увеличится или уменьшится относительно нуля, то благодаря резистору R2 в ту же сторону (т. е. уменьшится или увеличится) изменится напряжение и на инверсном входе ОУ. А, как известно, увеличение на-

пряжения на инверсном входе вызывает уменьшение напряжения на выходе ОУ. То есть баланс поддерживается автоматически и с очень большой точностью; кроме того, быстродействие ОУ (скорость нарастания выходного напряжения) довольно велико, а быстродействие резисторов (R_1 и R_2) — вообще почти бесконечно большое, поэтому реально даже кратковременный разбаланс заметить почти невозможно. Это позволяет нам сказать, что на выходе усилителя на ОУ, при отсутствии входного сигнала, напряжение равно нулю и **не изменяется со временем**, т. е. поддерживается постоянным.

Давайте теперь подадим на вход усилителя сигнал, например, увеличим напряжение на прямом входе ОУ с нуля до 0,5 В. Напряжение на выходе ОУ начнет плавно (скорость нарастания выходного напряжения!) увеличиваться. Допустим, что оно стало на 0,5 В больше нуля. При этом напряжение на инверсном входе ОУ станет равным 0,25 В (резисторы R_1 и R_2 включены по схеме делителя напряжения — подробнее о нем см. в конце книги, и при равенстве сопротивлений резисторов напряжение в точке соединения равно половине суммы напряжений на их концах, т. е. $(0 + 0,5) : 2 = 0,25$ В). На прямом входе в это время напряжение больше, поэтому напряжение на выходе продолжает плавно увеличиваться. Через некоторое время оно станет равным 1,0 В, напряжение на инверсном входе увеличится до 0,5 В. Все. Напряжения на обоих входах сравнялись, и напряжение на выходе перестает изменяться.

При уменьшении напряжения на входе напряжение на выходе также начинает уменьшаться — в этой схеме выходное напряжение всегда ровно в 2 раза больше (по модулю) входного. То есть коэффициент усиления усилителя равен 2. Очевидно, что его можно изменить — изменением соотношения сопротивлений резисторов R_1 и R_2 . Формула для расчета коэффициента усиления довольно проста:

$$k_{\text{ус.У}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3)$$

Сопротивления обоих резисторов должны измеряться в одних и тех же единицах. Сопротивление резистора R_2 обычно выбирают в пределах 10 кОм...1 МОм, а сопротивление резистора R_1 — 100 Ом...10 кОм. При работе с мощными ОУ (корпус которых рассчитан на крепление к радиатору) сопротивления резисторов обычно выбирают поменьше. Оптимальная величина резистора R_2 — около 100 кОм (при этом сопротивление резистора R_1 подбирают так, чтобы обеспечить нужный коэффициент усиления), и чем больше его сопротивление, тем хуже работает ОУ — начинают сказываться паразитная емкость входов и всякие электромагнитные наводки и помехи. При уменьшении его сопротивления увеличивается нагрузка на выход микросхемы, ведь цепочка R_1 – R_2 включена параллельно нагрузке и через нее тоже течет ток. То есть в таком случае работа ОУ тоже ухудшается.

Сопротивление резистора R_3 должно примерно равняться сопротивлению резистора R_2 . Но это несущественно, и его можно изменять в широких пределах — в десятки раз. От его сопротивления зависит входное сопротивление усилителя. Увеличивать его до 1 МОм и более нежелательно (почему, см. выше).

Усилитель на рис. 1.27, б работает по тому же принципу. Так как сигнал у этой схемы подается на инверсный вход, то этот усилитель инвертирует сигнал: если на входе амплитуда возрастает, то на выходе уменьшается, и наоборот. Достоинство этой схемы — экономия одного резистора; недостаток — входное сопротивление схемы изменить очень сложно — для этого нужно одновременно и пропорционально изменять сопротивления обоих резисторов (если нужно, чтобы коэффициент усиления по напряжению остался неизменным). Поэтому эта схема используется сравнительно редко. Некоторые ОУ — в частности, ОУ с биполярными транзисторами на входе, — могут выйти из строя, если их прямой вход соединить с нулевой шиной непосредственно. Поэтому между прямым входом и общим проводом желательно включить резистор сопротивлением 1...100 кОм (его сопротивление обычно равно R_2).

В обеих схемах на входе и на выходе обязательно нужно ставить разделительные конденсаторы (рис. 1.27, в). Но у этого правила два исключения: если источник сигнала имеет постоянную составляющую, равную нулю (например, электродинамический микрофон или пьезокерамика), то входной конденсатор можно закортить, а если нагрузка имеет большое сопротивление на постоянном токе (например, пьезокерамический звукоизлучатель — они используются в наручных часах и некоторых электронных устройствах; по электрическим параметрам они похожи на конденсаторы емкостью до 1 мкФ, и под воздействием переменного напряжения пьезокерамическая пластинка изгибается и выпрямляется (очень незначительно — почти незаметно), генерируя тем самым звуковые волны), то выходной конденсатор необязателен. Кроме того, если на выходе источника сигнала уже стоит разделительный конденсатор, то ставить последовательно с ним второй конденсатор на входе усилителя бесполезно — только загромождают схему «лишними» конденсаторами. То же относится и к выходным цепям.

При питании ОУ от двухполярного источника питания, в случае, если усилитель на ОУ является оконечным, нагрузку к нему очень часто подключают без всяких разделительных конденсаторов (рис. 1.27, г — стандартная схема включения мощных ОУ). Постоянная составляющая на выходе хорошего ОУ обычно не превышает 10...100 мВ (1000 мВ = 1 В), а при таком напряжении даже через низкоомную нагрузку протекает ничтожный постоянный ток, который можно не учитывать. В то же время отсутствие выходного конденсатора значительной емкости и соответствующих размеров в несколько раз уменьшит размеры усилителя и улучшит его усиление на низких частотах (см. рис. 1.6).

Очень часто ОУ используют в качестве повторителя входного сигнала (рис. 1.27, д). Напряжение на выходе повторителя равно входному, плюс-минус напряжение смещения ОУ. При изменении сопротивления нагрузки, подключенной к выходу ОУ, напряжение на выходе, при неизменном входном напряжении, практически не изменяется. Входное напряжение может быть любым, но оно не должно превышать напряжение питания. Между прямым входом ОУ и общим проводом можно, как и в случае с усилителем, включить резистор произвольного (любого) сопротивления.

Преимущество повторителя на ОУ — огромное входное сопротивление, т. е. он практически не потребляет ток от источника сигнала. Входное сопротивление повторителей на ОУ с биполярными транзисторами на входе достигает еди-

ниц-сотен гигаом, т. е. примерно такое же, как и у плохой изоляции. Входное сопротивление ОУ с полевыми транзисторами на входе измерить почти невозможно — оно достигает сопротивления хорошей изоляции и в тысячи-миллионы раз больше, чем у ОУ на биполярных транзисторах. Недосток повторителей на основе широко распространенных и дешевых ОУ — значительная входная емкость. Она обычно не превышает 5 пФ, но на частоте 100 кГц емкостное сопротивление (и, соответственно, входное сопротивление повторителя) такого конденсатора равно 400 кОм. У высокочастотных и некоторых прецизионных, а также специальных буферных и измерительных ОУ входная емкость в тысячи раз меньше.

Повторители напряжения очень часто используют совместно с вольтметрами — для увеличения входного сопротивления последних. Практическая схема такого вольтметра изображена на рис. 1.27, е. К выходу повторителя через дополнительный резистор $R_{\text{доп}}$ подключен стрелочный миллиамперметр (микроамперметр) P1. Величину $R_{\text{доп}}$ подбирают так, чтобы при напряжении на входе, равном 1 В, стрелка прибора отклонялась до конца шкалы. Впрочем, это напряжение может быть и другим, но оно не должно превышать половину напряжения питания. Для измерения больших напряжений на входе следует поставить делитель напряжения на резисторах.

Резистором R_x производится балансировка ОУ — с его помощью, при нулевом напряжении на входе, стрелка прибора P1 устанавливается в нулевое положение. При использовании в схеме прецизионных ОУ этот резистор обязателен.

Входное сопротивление вольтметра может быть сколь угодно большим и зависит практически только от сопротивления резистора $R_{\text{вх}}$. Этот резистор обязателен, и его можно убрать из схемы.

На элементах R1, R2, C1 собран делитель — стабилизатор напряжения питания, напряжение в точке соединения этих элементов равно половине напряжения питания. Конденсатор C1 — необязателен, на работу схемы он практически не влияет. Но убирать его нежелательно — может возникнуть самовозбуждение схемы на высоких частотах.

При изменении входного напряжения изменяется ток, протекающий через цепочку $R_{\text{доп}}-P1$, из-за этого изменяется напряжение в средней точке делителя напряжения. Но так как сигнал (напряжение) на вход вольтметра подается именно относительно этой самой средней точки (один из входов соединен с нею), то на точности измерения напряжения это не отразится: например, при напряжении на входе, равном 1,0 В, напряжение на цепочке $R_{\text{доп}}-P1$ будет равно 1,0 В, независимо от напряжения в средней точке. Но это лишь в том случае, если напряжение питания контролируемой схемы **не зависит** от напряжения питания вольтметра, т. е. вольтметр должен питаться от своей батарейки (аккумулятора).

Номиналы резисторов R1 и R2 можно выбрать любыми, но такими, чтобы при максимальном напряжении на входе повторителя напряжение в средней точке делителя отличалось не более чем на 1...2 В от напряжения при «нуле» на входе. В нашем случае (напряжение питания 9,0 В, максимальное входное напряжение — 1,0 В) сопротивление резисторов R1 и R2 не должно более чем в 2 раза превышать сопротивление цепочки $R_{\text{доп}}-P1$ и должно быть одинаково для обоих резисторов. Обычно сопротивления этих резисторов выбирают побольше — тогда через них протекает меньший ток, т. е. экономится энергия источника питания.

И напоследок несколько схем, позволяющих увеличить выходной ток ОУ. У всех этих схем между выходом ОУ и нагрузкой стоят мощные транзисторы (чаще — биполярные), через которые и протекает весь ток нагрузки. Функция ОУ — контроль напряжения на нагрузке с помощью цепи ООС.

Классическая схема усилителя выходного тока ОУ изображена на рис. 1.27, *ж*. На выходе ОУ стоит комплементарная пара на мощных биполярных транзисторах VT1 и VT2 (рис. 1.11); такому усилителю присуще искажение сигнала (типа «ступенька» — рис. 1.13), но в нашей схеме со «ступенькой» прекрасно справляется ОУ DA1.

Как уже говорилось выше, любой «нормальный» ОУ «успокаивается» только тогда, когда напряжение на его инверсном входе строго равно (плюс-минус напряжение смещения) напряжению на прямом. В противном случае на выходе ОУ появляется напряжение разбаланса соответствующей полярности, которое продержится там до тех пор, пока напряжения на входах, через цепь ООС, не сравняются. В схеме на рис. 1.27, *ж* транзисторы VT1 и VT2 включены как эмиттерные повторители, а они, как это ясно из названия, сигнал не инвертируют. Поэтому для включения ООС нужно задействовать инверсный вход ОУ (если же на выход ОУ подключить какие-нибудь инвертирующие усилители тока, например, комплементарную пару на мощных полевых транзисторах, включенных по схеме с общим истоком, то сигнал ООС нужно подавать на **прямой** вход ОУ; звучит дико (для специалиста), но по-другому нельзя). А так как нам нужно контролировать напряжение на нагрузке, а не на выходе ОУ, то правый по схеме вывод резистора R2 нужно подключить к эмиттерам транзисторов, а не к выходу микросхемы. Вот и все — всю схему (DA1 + VT1, VT2) можно представить как стандартный мощный ОУ (например, как дороговатый TDA2051), и используется эта схема точно так же. Правда, у нее есть один недостаток — из-за значительного падения напряжения на переходах база — эмиттер транзисторов быстродействие схемы падает (например, для увеличения напряжения на выходе на 0,1 В, напряжение на выходе ОУ должно увеличиться на 0,1...1,3 В — в зависимости от того, какой именно транзистор в данный момент приоткрыт), поэтому по такой схеме имеет смысл включать только быстродействующие ОУ и высокочастотные транзисторы. Для работы в звуковом диапазоне частот (до 20 кГц) подходят ОУ с $U_{\text{вых}} \geq 5 \text{ В/мкс}$ и транзисторы с граничной частотой более 1 МГц.

Транзисторы VT1 и VT2 в этой схеме должны иметь примерно одинаковые параметры, хотя, в принципе, допускается и довольно большой разброс значений статического коэффициента передачи тока — обратная связь ОУ все компенсирует. Максимально допустимое напряжение коллектор — эмиттер каждого транзистора должно превышать удвоенное напряжение питания, а ток коллектора — превышать максимальный ток нагрузки.

Максимальный ток, отдаваемый усилителем в нагрузку, зависит от максимального выходного тока ОУ (обычно 5...15 мА) и коэффициента h_{21} , используемых транзисторов. Так как большинство мощных транзисторов, из-за особенностей их строения, имеют h_{21} , менее 100, максимальный выходной ток усилителя на рис. 1.27, *ж* не превышает 1...1,5 А.

Если вам нужен бóльший ток, на выходе целесообразно поставить составные транзисторы (схема Дарлингтона), как это показано на рис. 1.27, з. В схему добавлено два резистора — R4 и R5. Дело в том, что у любого транзистора есть паразитные межэлектродные емкости (т. е. «конденсаторы», включенные между выводами база — эмиттер, база — коллектор, коллектор — эмиттер), емкость которых зависит от мощности транзистора и технологии его изготовления. Чем дешевле транзистор, тем большую величину имеют его межэлектродные емкости и тем «страшнее» его характеристики. При работе на низких (заметных глазу) частотах эти емкости оказываются слишком ничтожными, чтобы их можно было заметить, но вот на высоких частотах...

Резисторы R4 и R5 нужны именно для того, чтобы эти емкости (точнее, емкость перехода база — эмиттер) скорее разряжались, или, как говорят техники, скорее рассасывался заряд. Чем меньше сопротивления этих резисторов, тем скорее рассасываются заряды переходов транзисторов, но при этом также уменьшается и их коэффициент $h_{21э}$, т. е. возрастает нагрузка на управляющие ими транзисторы (на этой схеме — VT1 и VT3). Поэтому «золотая середина» — это когда сопротивление резисторов равно 40...200 Ом, при этом максимальная рабочая частота составного транзистора снижается не очень сильно по сравнению с одиночным транзистором, а коэффициент усиления по току ($h_{21э}$) мощного транзистора равен 5...10.

Так как через транзисторы VT1 и VT3 в этой схеме течет довольно значительный ток (примерно $1/5...1/10$ выходного тока), то их желательно выбрать средней мощности, а из-за того что на них в процессе работы рассеивается довольно значительная мощность (т. е. они сильно греются), то их нужно поставить на теплоотвод. Учитывая, что у большинства современных транзисторов с металлической площадкой, через которую они крепятся к теплоотводу (радиатору), механически соединен вывод коллектора, то пару «маломощный — мощный транзистор» (VT1 и VT2 или VT3 и VT4) можно поставить на общий теплоотвод, без всяких изолирующих прокладок — ведь у них все равно придется соединять вместе выводы коллекторов. Кстати, промышленность выпускает составные транзисторы, размещенные в одном корпусе, и резистор R4 (R5) установлен внутри транзистора. Наружу торчат только выводы базы маломощного транзистора и выводы коллектора и эмиттера — мощного. Для этой схемы из отечественных транзисторов пригодны КТ825, КТ896 (р-п-р) и КТ827 (п-р-п). Включаются эти транзисторы по схеме на рис. 1.27, ж, но усилитель работает так, будто собран по схеме на рис. 1.27, з. Если у вас есть составные транзисторы только одного типа проводимости (например, только КТ896), то второй можно составить из двух одинарных транзисторов — в нашем случае из КТ819 и КТ815 или КТ817 по схеме на рис. 1.27, з.

Максимальный ток нагрузки у этой схемы может быть в 500...1000 раз больше максимального выходного тока ОУ и зависит только от максимально допустимого тока коллектора транзисторов VT2 и VT4. При выборе транзисторов VT1 и VT3 нужно помнить, что через них протекает ток, в 5...10 раз меньше тока нагрузки, — они должны быть рассчитаны на работу при таком токе.

Коэффициент усиления входного сигнала по напряжению у этих усилителей зависит от сопротивления резисторов R_1 и R_2 и рассчитывается по формуле (2). Коэффициент усиления по току усилителей близок к бесконечности и зависит от типа используемого ОУ и номинала резистора R_3 . Размах выходного напряжения у схемы на рис. 1.27, ж может достигать $|\pm U| - 3$ В, а у схемы на рис. 1.27, з по модулю — $|\pm U| - 4$ В.

В целом работа описанных выше усилителей, при использовании их для усиления звуковых сигналов, довольно плоха. Основная причина этого — отсутствие начального смещения транзисторов (т. е. такого режима, при котором выходные транзисторы немножко приоткрыты, даже при отсутствии сигнала на входе, — в этом режиме через них **всегда** протекает небольшой сквозной ток), из-за чего возникают «ступеньки». Для борьбы со «ступенькой» ОУ приходится «затрачивать» свои и так не очень высокие (сравнительно) характеристики, и в первую очередь — скорость нарастания выходного напряжения, а ведь их можно было бы использовать и с большей пользой. Поэтому в усилителях, предназначенных для качественного звуковоспроизведения, оба выходных транзистора всегда немножко приоткрывают («вводят начальное смещение», благодаря которому через транзисторы протекает некоторый, очень небольшой ток даже в отсутствие сигнала; не путайте этот термин с напряжением смещения ОУ — разница между ними такая же, как и между подъемным и водопроводным кранами!). При этом проблема «ступеньки» и нестабильной работы ОУ отпадает сама собой, а на сквозные токи (токи смещения), из-за которых падает КПД усилителя (со 100% до 70...85%) и возрастает нагрев радиаторов мощных транзисторов, скрепя сердце, пытаются «не обращать внимания».

Усилители без начального смещения (**класс «D»**) в основном используют только для усиления цифровых сигналов; для этих же целей используют и усилители с очень небольшим начальным смещением (**класс «C»**). Для усиления звуковых сигналов используются усилители **класса «B»** (ток смещения — несколько сотых долей максимального выходного тока) и **«AB»** (несколько десятых долей). Усилители **класса «A»** крайне неэкономичны (у них ток смещения равен половине максимального выходного тока), но именно эти усилители обеспечивают качество звучания, близкое к идеальному. Нынче (2002 г.) весьма популярны ламповые hi-end-усилители, лампы выходных каскадов которых работают в режиме класса «A». Качество звучания таких усилителей потрясающе — ничего подобного в более экономичных режимах добиться невозможно. Поэтому такие усилители, несмотря на то что они потребляют в 2...3 раза больший ток, чем отдают в нагрузку, очень популярны среди аудиофилов и меломанов. Но в этой книге они рассматриваться не будут — комплектующие (электронные лампы) слишком дороги для начинающих радиолюбителей, а опытные знают их схемы даже лучше, чем я.

Принципиальная схема усилителя, работающего в классе «AB», показана на рис. 1.27, и. В основе конструкции лежит мощный ОУ К157УД1 (выходной ток — до 0,3 А) и элементы R_1 — R_3 , C_1 — C_4 — стандартные цепи коррекции для данного ОУ (без конденсаторов C_2 — C_4 он будет работать очень плохо).

Питается ОУ через резисторы R4 и R5, которые шунтируют базовые переходы мощных транзисторов VT1 и VT2. В статическом режиме, пока на входе ОУ напряжение равно нулю, на его выходе также почти нулевое напряжение и через резистор R6 и динамик ВА1 течет ничтожный ток. Ток потребления ОУ в этом режиме примерно равен 1,5...2,5 мА. Падение напряжения на резисторах R4 и R5 в таком состоянии усилителя равно $2 \text{ (мА)} \times 75 \text{ (Ом)} = 0,15 \text{ (В)}$. При таком напряжении транзисторы VT1 и VT2 практически полностью закрыты и протекающий через них сквозной ток не превышает 5...10 мА. Напряжения на коллекторах этих транзисторов равно нулю и поддерживается на этом уровне в основном только через резистор R6.

Давайте теперь подадим на вход ОУ положительную полуволну входного сигнала. На выходе ОУ появится положительное напряжение — оно уменьшится до нуля только тогда, когда на инверсном входе ОУ напряжение по величине станет равным напряжению на прямом (в этом и заключается принцип действия ОУ). Для того чтобы напряжение на выходе увеличилось, внутри ОУ (см. рис. 1.25, а) должен открыться транзистор, подключенный к выводу «+U» (VT1 на рис. 1.25, а). То есть в этом случае выводы 2 и 6 ОУ замыкаются, и ток течет через последовательно соединенные резисторы R4 и R6, и падение напряжения на резисторе R4 увеличивается (а на резисторе R5 — уменьшается; но не более чем в 2...3 раза). В какой-то момент времени падение напряжения на резисторе R4 увеличивается до значения, при котором транзистор VT1 начинает открываться — он как бы «помогает» ОУ увеличивать напряжение на выходе усилителя, при этом через транзистор на динамик (нагрузку) течет ток, примерно в h_{21} раз больше, чем через ОУ, — то есть тем самым обеспечивается усиление выходного тока сравнительно маломощного ОУ мощными транзисторами.

Как только напряжение на обоих входах ОУ, за счет ООС, сравнивается, напряжение на выходе усилителя (на нагрузке) зафиксируется и перестанет изменяться. При этом через нагрузку будет протекать некоторый ток и, соответственно, через резисторы R4 и R6 также будет протекать ток, примерно в h_{21} раз меньше выходного. Транзистор VT1 будет приоткрыт, и при малейшем увеличении/уменьшении напряжения на входе протекающий через него ток тоже будет увеличиваться/уменьшаться. При резком уменьшении входного напряжения (что типично для звукового сигнала) напряжение на выходе, возможно, не будет поспевать за входным — в таком случае увеличится падение напряжения на резисторе R5 (т. к. усилитель на ОУ всегда всеми силами пытается сравнять напряжения на прямом и инверсном входах) и транзистор VT2 «поможет» выходному напряжению уменьшиться.

Коэффициент усиления по току транзисторов VT1 и VT2 в этой схеме не превышает 5...10 раз — из-за шунтирования базового перехода резисторами R4 и R5. Если нужен больший коэффициент усиления, транзисторы VT1 и VT2 желательно заменить составными (как на рис. 1.27, з), но при этом убирать и даже изменять номинал резисторов R4 и R5 нельзя (почему, см. выше). В таком случае, даже при использовании маломощных ОУ, можно получить на выходе значительный ток.

Резистор R6 нужен для ограничения выходного тока ОУ, чтобы не вывести его из строя при отсутствии или перегорании одного или обоих мощных транзисторов. Для увеличения скорости нарастания выходного напряжения усилителя (не ОУ!) параллельно этому резистору можно включить неполярный конденсатор емкостью несколько микрофард. Благодаря этому конденсатору напряжение на базах транзисторов будет изменяться более резко (т. к. при увеличении частоты емкостное сопротивление конденсатора уменьшается, т. е. он будет «закорачивать» резистор R6), но в то же время все «ограничительные» функции резистора R6 на низких частотах полностью сохранятся.

Сопротивления резисторов R4—R6 подбираются эмпирическим (т. е. экспериментальным) путем. Для подбора сопротивлений резисторов R4 и R5 усилитель включают по схеме, изображенной на рис. 1.29. **Сейчас соединять коллекторы транзисторов нельзя**, т. е. если предполагается, что в готовом усилителе оба транзистора будут располагаться на одном общем радиаторе, их нужно «рассадить» на два несвязанных друг с другом радиатора, впрочем, транзисторы в массивном металлическом корпусе можно испытывать вообще без радиаторов — они попросту не успеют перегреться.

Микросхема DA1 во время настройки должна работать в линейном режиме; так как коллекторы транзисторов не соединены друг с другом, обратная связь на инверсный вход ОУ подается только с его выхода. Резистор R6 — нагрузка ОУ, сопротивление его обычно выбирается от 0,5 кОм (ОУ средней мощности — например K157УД1) до 5...10 кОм («стандартные» ОУ, или, по-научному, «ОУ общего назначения», — например K140УД7). После окончания настройки этот резистор можно будет убрать, с его функцией прекрасно справятся колонки.

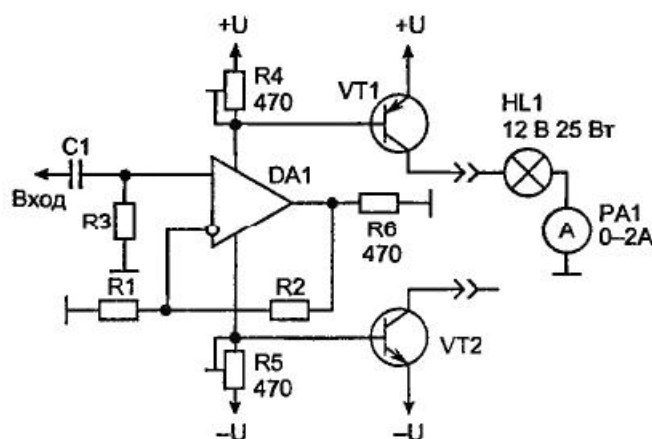


Рис. 1.29. Схема настройки усилителя, собранного по схеме на рис. 1.27 и (номиналы элементов, если не указаны на схеме — те же)

Первоначально сопротивления подстроечных резисторов (можно и переменные, но они больше размерами) нужно сделать равным нулю — только после этого на усилитель можно подавать напряжение питания.

Ток покоя (ток смещения) выходных транзисторов целесообразно настраивать по очереди. Начнем с верхнего по схеме транзистора, хотя можно и с нижнего. Между коллектором этого транзистора через амперметр (предел — до 1...2 А) нужно включить любую мощную низковольтную лампочку — при

ярком свечении через нее должен протекать ток в 1...3 А (лампочка нужна для ограничения тока в цепи — иначе можно «спалить» и амперметр, и транзистор, и блок питания усилителя; номинальное рабочее напряжение лампочки — не существенно, но оно должно быть менее половины напряжения питания усилителя). Если транзистор исправен, амперметр должен показывать нулевое значение протекающего по цепи тока. Теперь можно начинать плавно и **медленно** увеличивать сопротивление резистора между базой и эмиттером (при этом вход усилителя должен быть соединен с общим проводом). Через некоторое время показания амперметра начинают увеличиваться. Сопротивление подстроечного резистора нужно увеличивать до тех пор, пока протекающий по цепи «транзистор — амперметр — лампочка» ток не станет равным 10...20 мА. Теперь «отстаньте» от подстроечного резистора и соедините вместе выводы лампочки. Если вы выбрали «правильную» лампочку и хороший транзистор, показания на индикаторе амперметра увеличатся не более чем в 2 раза. Теперь разомкните выводы лампочки, оторвите вход усилителя от общего провода и коснитесь пальцем провода, соединенного с левым по схеме выводом конденсатора С1. Если ОУ исправен, то лампочка должна ярко загореться (может даже перегореть!) и показания на индикаторе амперметра увеличатся до нескольких ампер. Этот способ проверки исправности усилителя очень распространен среди радиолюбителей — главным образом, благодаря своей простоте. Смысл его в том, что человеческое тело, как и любой проводник, выполняет роль приемной антенны, а провода осветительной сети ~220 В — передающей. При касании входа усилителя пальцем сигнал с тела человека усиливается усилителем и воспроизводится динамиками.

Существует еще одно объяснение этого явления. Просто наши электрики, с целью экономии проводов (при передаче электроэнергии на расстояния), на столбах «натягивают» только фазовые провода, а нулевой провод пускают через землю (ведь земля, как и любое влажное тело, прекрасно проводит электрический ток). Наши квартиры всегда (благодаря водопроводным трубам) хорошо заземлены, потому на теле человека, стоящего на полу, присутствует нулевой потенциал. Именно поэтому и работает известная и любимая всеми электриками неоновая лампочка — фазоуказатель. А так как блок питания усилителя включен в сеть, то и в усилителе будет наблюдаться тот же эффект.

При питании усилителя от автономного источника питания (батареек, аккумуляторов), не связанного с сетью переменного тока, при касании его входа пальцем будет слышна (очень тихо) передача наиболее мощной в вашей местности ДВ- или СВ-радиостанции.

Второй транзистор усилителя (рис. 1.29) настраивается аналогично. Токи коллекторов обоих транзисторов должны примерно равняться друг другу; особой точности при этом добиваться не стоит — ОУ все скомпенсирует; главное, чтобы они отличались менее чем в 2...3 раза.

После окончания настройки соедините коллекторы транзисторов через амперметр переменного тока (предел — 100 мА) или, если у вас нет такого прибора, через любую маломощную лампочку (напряжение — 3,5...6,3 В, ток —

60...150 мА). Лампочка должна гореть с такой яркостью, будто через нее протекает **постоянный ток** силой около 60 мА (этот способ также очень распространен — для измерения мощности переменного тока. Очень часто нужно измерить мощность переменного тока, и «под рукой» нет соответствующего **высокочастотного** измерителя. Тогда прибегают к помощи лампочки: для нее все равно, какой сигнал (постоянный или переменный) протекает через ее спираль — диодов внутри лампочки нет. В то же время, т. к. формулы для расчета мощности постоянного и переменного тока одни и те же, яркость свечения лампочки зависит только от выделяющейся на ее спирали мощности ($P = I \cdot U$). Включив через амперметр другую, точно такую же лампочку к источнику постоянного тока и изменяя силу этого тока (резисторами), добиваются, чтобы лампочки светились с одинаковой яркостью. После чего напряжение и ток высокочастотного сигнала соответствуют напряжению и току постоянного.). После этого коллекторы транзисторов соединяются с выходом ОУ, а резистор R6 (рис. 1.29) убирают. Устанавливают подстроечный резистор R6 так, как показано на рис. 1.27, и, — его сопротивление должно быть максимально возможным (1...10 кОм, но не более!). Подают на вход усилителя сигнал, а к выходу подключают колонки (вообще-то при настройке усилителя нагрузку (колонки) нужно подключать еще до того, как вы включите его напряжение питания — тогда, если в динамиках будут «странные» звуки (сильный гул, щелчки, мощное шипение и другие признаки аварийной ситуации (короткое замыкание) в выходном каскаде, вы успеете выдернуть вилку из розетки раньше, чем сгорит усилитель). В динамиках должен зазвучать усиленный сигнал. После этого включают усилитель на полную мощность (если вы дорожите своим слухом, то нагрузку лучше подключить по схеме на рис. 1.30: лампочка (сопротивление ее спирали в **нагретом** виде должно равняться 4...8 Ом — оно определяется с помощью вольтметра, амперметра и закона Ома) имитирует мощный динамик, но, в отличие от него, она не сотрясает воздух, а резистор, включенный последовательно с колонкой, уменьшает громкость звука до приемлемой) и, уменьшая сопротивление резистора R6, добиваются наиболее чистого звучания усилителя. Его сопротивление при этом нужно стремиться сделать побольше. Также можно немножко уменьшать (но не увеличивать!) сопротивления резисторов R4 и R5 до тех пор, пока мощность усилителя не начнет снижаться или не начнет искажаться сигнал. Но перед этим убедитесь, что сопротивление резистора R6 превышает 50 (К157УД1)...200 (К140УД7) Ом — иначе спалите ОУ!

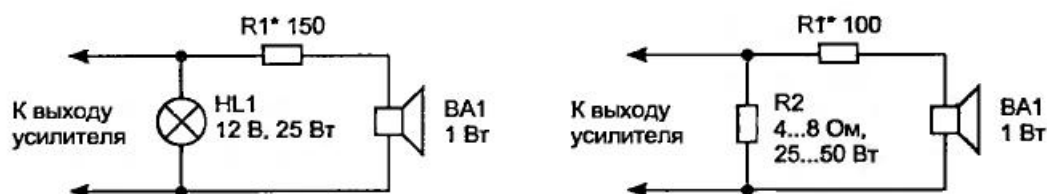


Рис. 1.30. Схема-эквивалент нагрузки для мощного усилителя. Сопротивление разогретой спирали лампочки должно равняться 4...8 Ом, сопротивление резистора R1 подбирают для получения приемлемой громкости звука

Преимущество этого усилителя — оба транзистора включены по схеме с общим эмиттером, т. е. падение напряжения на них при максимальном входном сигнале не превышает 0,7 В. Поэтому напряжение на нагрузке может быть до $\pm U_{\text{пит}}$.

Транзисторы VT1 и VT2 можно заменить составными, при этом сопротивление резисторов R4 и R5 изменять не надо, а сопротивление резистора R6 можно немножко увеличить. При использовании составных транзисторов увеличивается ток, отдаваемый усилителем в нагрузку, а также уменьшается ток, протекающий через выход ОУ, т. е. уменьшается нагрузка на него. Маломощные ОУ, отдающие в нагрузку очень небольшой ток, можно эксплуатировать только с составными транзисторами на выходе!

Один из серьезных недостатков этой схемы — в ней нельзя использовать столь любимые радиолюбителями сдвоенные — счетверенные ОУ — надеюсь, вы догадываетесь, почему. Но преимуществ у этой схемы больше.

В свое время я изготовил немало усилителей по схеме на рис. 1.27, и, потому хочу дать несколько полезных советов:

- Резистор R6 можно закортить — особенно если используются одинарные мощные транзисторы (я предпочитаю составные). При этом улучшится работа усилителя, но увеличится нагрев корпуса микросхемы — радиатор на нее обязателен. Если у вас нет специального радиатора, то можно просто приклеить сверху на микросхему несколько металлических пластин — чем больше их площадь, тем лучше.
- При изменении коэффициента усиления усилителя (резистором R2) изменяется постоянная составляющая на выходе ОУ, и чем сильнее она отличается от нуля, тем сильнее греется микросхема. Поэтому, если вам не нужен сверхбольшой $k_{\text{ус.У}}$, выберите такое сопротивление резистора R2, при котором постоянная составляющая на выходе ОУ не превышает 1...2 В. Но при уменьшении $k_{\text{ус.У}}$ до 10 и менее усилитель начинает искажать сигнал.
- Хотя, по справочнику, максимальное рабочее напряжение для К157УД1 не должно превышать ± 18 В, микросхемы 1992 года выпуска (и старше) нормально работали при напряжении питания до $\pm 26,5$ В. При таком напряжении питания и 4-омной нагрузке усилитель развивает мощность до 70 Вт. Проверить, может ли ваш ОУ работать при столь высоком напряжении, можно следующим образом: базы обоих транзисторов, а также нагрузка к схеме не подключаются, все остальное собирается по рис. 1.27, и, включается (через резисторы R4 и R5!) напряжение питания и измеряется падение напряжения на резисторах R4, R5. Если оно не превышает 0,3 В — все нормально.

При напряжении питания ± 28 В и более все ОУ сгорали. Если же вам нужно, чтобы ОУ работал и при столь высоком напряжении, питание на него нужно подавать через стабилизаторы (рис. 1.27, к; цепи коррекции и ООС подключаются так же, как и на рис. 1.27, и). Напряжение стабилизации у обоих стабилизаторов должно быть одинаковым и таким, при котором напряжение питания ОУ не превышает 25 В (например, $U_{\text{пит}} = \pm 32$ В, $U_{\text{ст}} = 32 - 25 = 7$ В).

Как известно, падение напряжения на стабилитроне весьма слабо зависит от протекающего через него тока. Именно благодаря этому эффекту они и пригодны для использования в таком усилителе: благодаря им напряжение питания ОУ ограничивается на безопасном для него уровне, а транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером, полностью открыты уже при падении на базовом резисторе напряжения всего 1...2 В — это гораздо меньше напряжения питания ОУ.

Недостатки такого усилителя:

1. Все стабилитроны, даже самые лучшие, очень сильно шумят (т. е. их напряжение стабилизации, при неизменном протекающем токе, хаотически колеблется около некоторого «среднего» уровня), поэтому и собранный усилитель шумит сильнее, чем такой же, но без стабилитронов (и с более низким напряжением питания). Для борьбы с шумом параллельно стабилитронам можно включить электролитические конденсаторы емкостью несколько единиц...десятков микрофарад, но из-за этих конденсаторов сразу после включения напряжения питания напряжение на выводах питания ОУ повысится до опасных для него значений (сопротивление разряженного конденсатора близко к нулю) и ОУ может выйти из строя.

2. Так как напряжение на коллекторах транзисторов может быть больше напряжения на выходе ОУ, последний может выйти из строя (ток течет через резистор R6). От этой беды можно застраховаться, если правый по схеме вывод резистора R6 соединить не с коллекторами транзисторов, а с общим проводом. При этом сопротивление резистора (R6) нужно увеличить в несколько раз. Сигнал ООС нужно снимать с коллекторов транзисторов; для связи выхода ОУ с выходом усилителя между ними нужно включить пленочный или металлобумажный конденсатор емкостью от 0,047 мкФ (маломощные ОУ — типа К140УД7 или К544УД1) до единиц микрофарад (К157УД1). Без конденсатора усилитель будет самовозбуждаться; с конденсатором он тоже работает плоховато. Для того чтобы не вывести маломощный ОУ из строя, последовательно с конденсатором желательно включить резистор сопротивлением около 100 Ом.

3. Напряжение стабилизации стабилитронов не должно превышать 10 В: чем оно выше, тем больше шансы, что в один прекрасный момент ваш усилитель самопроизвольно выйдет из строя.

Амплитуда выходного напряжения у этой схемы не зависит от напряжения питания ОУ и, так же как и у схемы на рис. 1.27, *и*, может достигать $U_{пит} - 0,7$ В (по модулю). При использовании составных транзисторов она примерно на 0,5 В меньше.

В этих схемах (рис. 1.27, *и*; 1.27, *к*) также можно использовать и мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (VT1 — р-канальный, VT2 — п-канальный). Каких-либо заметных преимуществ у такого усилителя, по сравнению с усилителем на биполярных транзисторах, нет. Настроить его сложнее, поэтому приводить его схему здесь я не буду. Если у вас нет достаточного опыта работы с полевыми транзисторами и усилителями на их основе, не пытайтесь нарисовать его схему самостоятельно.

При питании ОУ от однополярного источника питания, помимо схемы на рис. 1.28, *а*, часто используют схему включения, изображенную на рис. 1.27, *л*. Схема эта встречается очень часто, поэтому ее принцип действия нужно знать.

Через делитель напряжения на резисторах $R1$ и $R2$ на прямом входе ОУ устанавливается напряжение, близкое к половине напряжения питания. Сразу после включения питающего напряжения напряжение на инверсном входе близко к нулю (т. к. конденсатор $C2$ разряжен, т. е. разность напряжений на его выводах близка к нулю). Напряжение на прямом входе ОУ больше, чем на инверсном, напряжение на его выходе близко к напряжению питания ($+U$), и конденсатор $C2$ заряжается через последовательно соединенные резисторы $R3$, $R4$. Как только напряжения на обоих входах сравняются, напряжение на выходе ОУ уменьшится до напряжения на прямом входе (т. е. до половины напряжения питания) и, в отсутствие входного сигнала, будет поддерживаться на этом уровне. При подаче на вход усилителя высокочастотного сигнала напряжение на выходе также будет изменяться; но, так как емкость конденсатора $C2$ довольно велика, напряжение на его обкладках значительно изменится за время одного полупериода усиливаемого сигнала не успеет, поэтому можно считать, что напряжение на левом по схеме выводе резистора $R3$ неизменно и равно половине напряжения питания. В таком случае коэффициент усиления по напряжению усилителя равен отношению сопротивления резистора $R4$ к сопротивлению резистора $R3$.

При использовании конденсатора $C2$ слишком малой емкости коэффициент усиления усилителя на низких частотах будет меньше, чем на высоких, и в крайнем случае (емкость конденсатора $C2$ равна нулю, то есть его вообще нет) коэффициент усиления равен единице (эта схема превращается в повторитель напряжения, аналогичный изображенному на рис. 1.27, д). Связано это с тем, что в таком случае напряжение на выводах конденсатора при изменении сигнала на выходе будет колебаться в значительных пределах, из-за чего низкочастотная составляющая сигнала будет «сглаживаться».

Для примера на рис. 1.31 изображены графики входного (рис. 1.31, а) и выходного (рис. 1.31, б) сигнала такого «усилителя». На рис. 1.31, а прекрасно видна низкочастотная составляющая входного сигнала, и при усилении такого сигнала «правильным» усилителем она будет столь же прекрасно слышна. Но если у усилителя по схеме на рис. 1.27, л емкость конденсатора $C2$ слишком

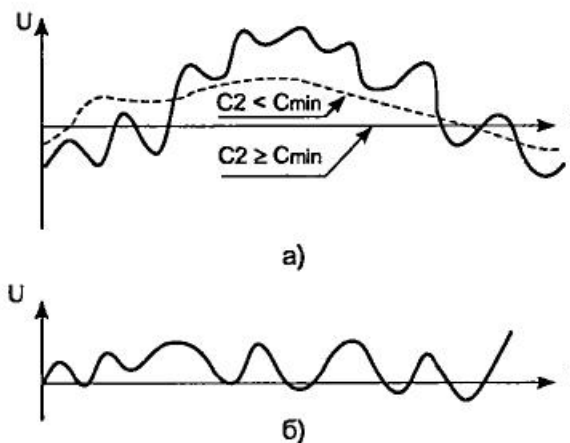


Рис. 1.31. Пояснения к рис. 1.27, л. Входной сигнал (а) и выходной (б) при слишком малой емкости $C2$. При значительной емкости $C2$, а также $C1$ и $C3$, форма выходного сигнала повторяет форму входного

мала, то низкочастотная составляющая (столь любимые нынешними меломанами «басы») ослабится так сильно, что станет совсем незаметной, и восстановить ее будет очень сложно. На рис. 1.31, а пунктирной линией условно показано изменение напряжения на конденсаторе. Как видно, чем больше его емкость, тем лучше. Но стремиться к идеалу не стоит, и емкость 47 мкФ, при сопротивлении резисторов ООС 100 кОм, вполне достаточна.

1.4. Положительная обратная связь

Действие положительной обратной связи (ПОС) противоположно действию ООС: если последняя уменьшает коэффициент усиления, стабилизируя при этом все остальные характеристики ОУ и переводя его в линейный режим работы, то ПОС увеличивает коэффициент усиления до бесконечности, переводя при этом ОУ в цифровой (импульсный) режим. Такой режим работы нужен очень часто — в частности, для согласования аналоговой и цифровой частей устройства, поэтому усилители с ПОС встречаются не реже, чем усилители с ООС.

Усилители с ПОС бывают двух видов: триггеры Шмитта и интеграторы. У триггеров Шмитта в цепи ПОС стоит резистор, у интеграторов — конденсатор. Отличительная черта триггера Шмитта — наличие некоторого гистерезиса переключения; у интегратора выходной сигнал несколько задержан по времени относительно входного.

Простейшая схема триггера Шмитта изображена на рис. 1.32, а. В цепи ПОС ОУ DA1 стоит резистор R2; резистор R1 ограничивает амплитуду гистерезиса переключения.

Допустим, что сразу после включения напряжения питания, напряжение на прямом входе ОУ оказалось больше напряжения на инверсном. На выходе ОУ напряжение увеличится, также увеличится напряжение и на прямом входе (благодаря резистору R2). Начнется лавинообразное нарастание выходного напряжения с максимальной, для используемого в схеме ОУ, скоростью, и в конце концов на его выходе установится уровень логической «1» (т. е. почти +U). Напряжение на прямом входе ОУ при этом будет в два раза меньше (при указанных на схеме номиналах резисторов).

Теперь начнем увеличивать напряжение на инверсном входе ОУ. Как только оно станет равным и чуть превысит напряжение на прямом входе, напряжение на выходе ОУ начнет уменьшаться. Начнет уменьшаться напряжение и на прямом входе, а так как напряжение на инверсном входе за это время (микросекунды — миллионные доли секунды) заметно измениться не успеет, то разность напряжений между прямым и инверсным входами будет увеличиваться. То есть выходное напряжение будет уменьшаться со всевозрастающей скоростью. В итоге на выходе ОУ установится уровень лог. «0», а на прямом входе — половина (относительно нуля) этого напряжения.

Такой уровень на выходе ОУ продержится до тех пор, пока напряжения на обоих входах ОУ снова не сравняются. После этого на выходе ОУ-триггера Шмитта снова появится уровень лог. «1».

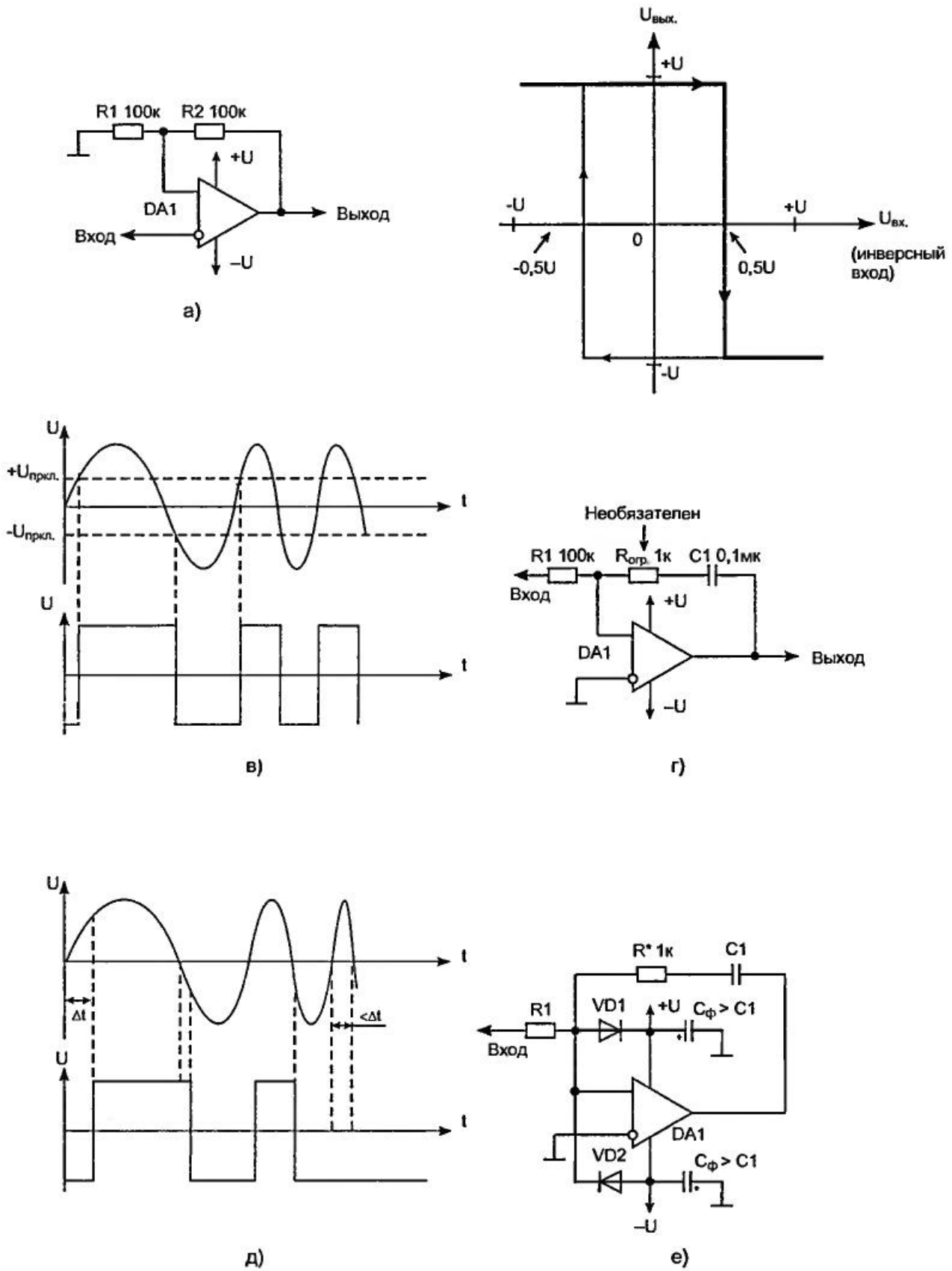


Рис. 1.32. а — триггер Шмитта; б — его петля гистерезиса, в — обработка триггером Шмитта синусоидального сигнала; г — интегратор; д — его характеристика; е — защита входа интегратора от высоковольтных выбросов

Зависимость выходного напряжения триггера Шмитта от входного показана на рис. 1.32, б. Фигуру, изображенную на этом рисунке, называют «петлей гистерезиса», и этой фигуркой условно обозначают на схемах триггеры Шмитта (только ее концы обычно направлены в противоположную сторону — \mathcal{L} ; но у нас триггер Шмитта инвертирующий).

При напряжении на инверсном входе более половины напряжения питания, напряжение на выходе **нашего** триггера Шмитта отрицательно и соответствует уровню лог. «0». При уменьшении входного напряжения на инверсном входе напряжение на выходе изменится только после того, как входное напряжение станет меньше половины отрицательного напряжения (на графике условно показано стрелками; обычно стрелки не рисуют). После этого выходное напряжение очень резко увеличится до уровня лог. «1», и в уровень лог. «0» оно перейдет (следите по стрелкам) только после того, как входное напряжение не увеличится до половины положительного напряжения питания.

На рис. 1.32, в показано то, что делает **неинвертирующий** триггер Шмитта со входным синусоидальным сигналом. Как видно, для усиления синусоидального сигнала такой усилитель абсолютно не годен. Зато он идеален для усиления импульсного (цифрового) сигнала. Во-первых, у триггера Шмитта очень низкая чувствительность к помехам — ложное срабатывание такой схемы произойдет только в том случае, если амплитуда (размах напряжения) помехи превысит напряжение гистерезиса, что невозможно в принципе, а во-вторых, триггер Шмитта, в отличие от его «родного брата» — интегратора, не задерживает по времени фронты — спады импульсного сигнала (подразумевается, что крутизна входных импульсов довольно велика — см. рис. 1.32, в). Сигнал на выходе инвертирующего триггера Шмитта (как на рис. 1.32, а, ведь у этой схемы сигнал подается на инверсный вход) будет противоположен по уровню.

Напряжение гистерезиса переключения (отношение разности входного напряжения к напряжению питания) у схемы на рис. 1.32, а высчитывается по формуле:

$$U_{\text{гист.}} = \frac{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}}{U_{\text{пит.}}} = \frac{R1}{R2 + R1}.$$

Несложно заметить, что при равенстве сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ напряжение гистерезиса переключения равно половине напряжения питания; при нулевом сопротивлении резистора $R2$ гистерезис равен напряжению питания, т. е. в лучшем случае триггер Шмитта превратится в статический триггер (см. том 1), а в худшем, если ОУ не рассчитан на работу с такими напряжениями, — он не будет работать (но микросхема из строя не выйдет). При бесконечном сопротивлении резистора $R2$ ПОС нет и ОУ работает как усилитель.

Сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ обычно выбирают побольше — тогда через них протекает наименьший ток; но сопротивление самого высокоомного резистора не должно превышать 100 кОм...1 МОм.

Триггер Шмитта по схеме на рис. 1.32, а можно сделать неинвертирующим, если инверсный вход соединить с общим проводом (если ОУ с полевыми транзисторами на входе, то непосредственно, без резисторов; если же с биполярны-

ми — то через резистор сопротивлением 1...10 кОм, иначе ОУ может выйти из строя), а входной сигнал подавать на левый по схеме вывод резистора R1 (надеюсь, вы сами догадаетесь, что предварительно этот вывод нужно отсоединить от общего провода, ведь иначе вы будете замыкать входной сигнал на «землю»). Но недостаток такой схемы — она отбирает от источника сигнала довольно большой ток (он течет через резисторы ПОС), и если **выходное** сопротивление источника сигнала довольно велико, то напряжение гистерезиса увеличивается (выходное сопротивление источника сигнала складывается с сопротивлением резистора R1; выходное сопротивление можно измерить только косвенным («обходным путем») образом, замыкая выход через амперметр на шины питания; после этого его рассчитывают по формуле закона Ома $R_{\text{вых}} = \frac{U}{I}$). Из-за этого ста-

бильность работы схемы ухудшается и иногда приходится даже увеличивать сопротивление резистора R2. Когда входной сигнал подается на инвертирующий вход, сопротивления резисторов R1 и R2 на потребляемый от источника сигнала ток (**входное** сопротивление схемы, оно рассчитывается так же, как и **выходное**) не влияют. Поэтому такая схема используется чаще.

Схема интегратора нарисована на рис. 1.32, з. В отличие от триггера Шмитта, входной сигнал у интегратора обычно подается на прямой вход ОУ.

Единственное отличие триггера Шмитта от интегратора — у последнего в цепи ПОС включен конденсатор, а не резистор. Так как физические процессы, происходящие в этих двух элементах, различны, то и работают эти схемы по-разному.

Так как емкостное сопротивление конденсатора C1 на низких частотах довольно велико (точнее, огромно), то интегратор на низких частотах ведет себя как обычный ОУ, без всяких обратных связей. Но при увеличении частоты (или емкости конденсатора C1) влияние этого конденсатора становится все заметнее.

Интегратор используется только в цифровых схемах, и на его входы можно подавать только логические уровни. При напряжении на входе, равном напряжению на инверсном входе ОУ, схема возбуждается и на ее выходе появляется хаотическое чередование «нулей» и «единиц».

Пока на входе интегратора присутствует какой-либо логический уровень (см. рис. 1.32, д), такой же уровень присутствует и на его выходе. При изменении входного уровня начинает заряжаться через резистор R1 конденсатор C1, и после того как напряжение на прямом входе ОУ превысит напряжение на инверсном, напряжение на выходе начнет увеличиваться. Так как емкостное сопротивление конденсатора C1 по сравнению с входным сопротивлением ОУ ничтожно мало, то при увеличении напряжения на выходе пропорционально будет увеличиваться и напряжение на прямом входе ОУ. То есть начнется лавинообразное нарастание входного и выходного напряжений и крутизна перепадов выходных импульсов будет очень велика и независима от крутизны перепадов входных.

В принципе, входной сигнал на интегратор, как и на триггер Шмитта, можно подавать на инверсный вход ОУ, заземлив левый по схеме вывод резистора

R1. Но в таком случае при нулевом напряжении на инверсном входе схема самовозбудится. Когда в качестве входа используется прямой вход ОУ, самовозбуждение не так сильно.

Для устранения самовозбуждения интегратор желательно «превратить» в триггер Шмитта с небольшим гистерезисом переключения (не более 0,5...1,0 В). Для этого параллельно конденсатору C1 нужно включить резистор, сопротивление которого в 100...1000 раз больше сопротивления резистора R1. Столь малый гистерезис на работе интегратора практически не отразится, а самовозбуждение полностью пропадет.

Кстати, включив параллельно резистору R2 триггера Шмитта (рис. 1.32, а) конденсатор небольшой емкости (так называемый «ускоряющий конденсатор») можно значительно повысить скорость нарастания выходного напряжения схемы, т. е. повысить крутизну выходных импульсов (чем она лучше, тем лучше работают цифровые микросхемы — особенно высокочастотные). Когда у триггера Шмитта нет ускоряющего конденсатора (его емкость обычно равна $C \approx 0,1 : R$, где C — в нанофарадах ($1 \text{ нФ} = 1000 \text{ пФ} = 0,001 \text{ мкФ}$), а R — сопротивление R1 в килоомах), то при увеличении напряжения на выходе ОУ (например, на 1 В) напряжение на его прямом входе увеличивается не на 1 В, а на величину $\Delta U_{\text{вх}} = \frac{R1}{R1 + R2} \cdot \Delta U_{\text{вых}}$, где $\Delta U_{\text{вх}}$ и $\Delta U_{\text{вых}}$ — соответственно изменение входного

и выходного напряжений. Так как параметр $\frac{R1}{R1 + R2}$ всегда меньше единицы, то изменение входного напряжения всегда меньше изменения выходного. А, как известно, чем быстрее увеличивается разность входных напряжений, тем быстрее увеличивается выходное напряжение. При установке ускоряющего конденсатора в начальный момент времени, когда выходное напряжение только начинает изменяться, емкостное сопротивление конденсатора ничтожно — это равносильно тому, как если бы сопротивление резистора R2 уменьшилось до нуля. В таком случае параметр $\frac{R1}{R1 + R2}$ близок к единице, и при изменении выходного напряжения на 1 В входное изменится на эту же величину.

Единственный недостаток интегрирующего (ускоряющего) конденсатора — выбросы напряжения, которые могут вывести ОУ из строя. Допустим, что напряжение питания схемы на рис. 1.32, з равно $\pm 15 \text{ В}$ и на ее выходе установлен уровень лог. «0» (примерно, $-12...-14 \text{ В}$). Напряжение на прямом входе равно нулю, т. е. половине напряжения питания. При незначительном увеличении входного напряжения напряжение на выходе начинает увеличиваться — пока оно не станет соответствовать уровню лог. «1» ($+12...14 \text{ В}$, т. е. изменится на $24...28 \text{ В}$), и, т. к. емкостное сопротивление конденсатора C1 на частоте переключения ОУ (она зависит от скорости нарастания выходного напряжения) гораздо меньше сопротивления резистора R1, то напряжение на прямом входе ОУ увеличится на разность выходных напряжений — $24...28 \text{ В}$. То есть напряжение на прямом входе на $9...13 \text{ В}$ превысит напряжение питания $+U$.

Для большинства цифровых и аналоговых микросхем допускается, чтобы входное напряжение превышало напряжение питания не более чем на 0,7...1,5 В. При большей разности напряжений микросхема неизбежно выйдет из строя, т. е. попросту «сгорит».

Для борьбы с выбросами напряжения на входах микросхем обычно ставят защитные диоды (VD1 и VD2 на рис. 1.32, *e*). Положительная полуволна выброса через диод VD1 поступает на вход $+U_{\text{пит}}$, и напряжение на входе ОУ не превышает $(+U) + 0,7$ В, а отрицательная — через диод VD2 на вход $-U_{\text{пит}}$. Так как емкость фильтрующих конденсаторов, включенных между выводами « $-U$ » и « $+U$ », гораздо больше емкости конденсатора C1, то выбросы напряжения, если и увеличат напряжение питания, то очень незначительно. Кстати, именно поэтому во всех схемах рекомендуется ставить фильтрующие конденсаторы параллельно выводам питания. Места они занимают немного, зато польза от них огромная — некоторые схемы вообще не будут работать, если нет фильтров или если их емкость слишком мала. Эти конденсаторы должны располагаться в непосредственной близости от микросхемы, и их емкость должна быть более 100 мкФ (чем больше потребляемый схемой ток, тем больше емкость).

Резистор R^* в схеме на рис. 1.32, *e* ограничивает ток, протекающий с выхода микросхемы через конденсатор и один из диодов в цепь питания. Если резистор закортить, то крутизна выходных импульсов, после того как их амплитуда увеличится до половины напряжения питания (тогда напряжение на входе увеличится до напряжения питания — см. выше), резко уменьшится — прямое сопротивление диодов ничтожно, а конденсатор C1 заряжается слишком медленно, чтобы его влияние можно было не учитывать. Благодаря резистору этот ток ограничивается на некотором «среднем» уровне, при котором крутизна выходных импульсов уменьшается не очень сильно и в то же время при котором от интегрирующей цепочки есть какая-то польза. Сопротивление резистора R^* при использовании маломощных ОУ должно быть больше 470...1000 Ом; в то же время, если ОУ включен как триггер Шмитта (рис. 1.32, *a*), его сопротивление должно быть гораздо меньше сопротивления резистора R2 и, желательно, меньше сопротивления резистора R1.

В качестве «защитных» диодов можно использовать любые маломощные высокочастотные кремниевые диоды, например, из серий КД520...КД522. У большинства современных цифровых микросхем защитные диоды установлены внутри микросхемы, и «лепить» их снаружи бессмысленно. Но у аналоговых микросхем диодов на входах нет. Просто любой диод обладает некоторой паразитной емкостью (до 1...10 пФ — для маломощных диодов), устранить которую невозможно. Поэтому входная емкость микросхемы, содержащей защитные диоды, больше, чем у микросхемы без диодов. А чем больше входная емкость, тем меньше входное сопротивление на высоких частотах, т. е. тем больше потребляемый входом от источника сигнала ток. Поэтому с паразитными входными емкостями разработчики микросхем борются всеми силами. Последствия этой борьбы — отсутствие входных диодов и использование во входных каскадах микросхем сверхмаломощных транзисторов (в том числе и полевых), которые «сгорают» так легко...

1.5. Усилители со сложной ООС

Ранее мы рассматривали усилители, в цепи ООС которых стоят только резисторы — линейные элементы, ток в которых зависит только от падения на них напряжения и не зависит от всех остальных факторов (частоты, температуры, управляющего напряжения). Но, введя в цепь ООС усилителя нелинейные элементы, в результате можно получить довольно интересные эффекты.

Если ввести в цепь ООС усилителя транзистор (обычно полевой), то у нас появится возможность регулировать коэффициент усиления внешним управляющим напряжением; если поставить диоды — коэффициент усиления будет автоматически ограничиваться на некотором уровне; если же мы в цепь ООС поставим конденсаторы, то у нас получится электрический фильтр, «отфильтровывающий» сигналы с некоторой частотой.

Начнем с фильтров — они самые простые и наиболее популярны. Фильтры бывают четырех типов: **фильтр верхних частот (ФВЧ** — рис. 1.33, а), **фильтр нижних частот (ФНЧ** — рис. 1.33, б), **полосовой фильтр** (рис. 1.33, в) и **режекторный (заградительный, вырезающий) фильтр** (рис. 1.33, г). На рисунках условно заштрихованы области частот, которые «проходят» через соответствующий фильтр.

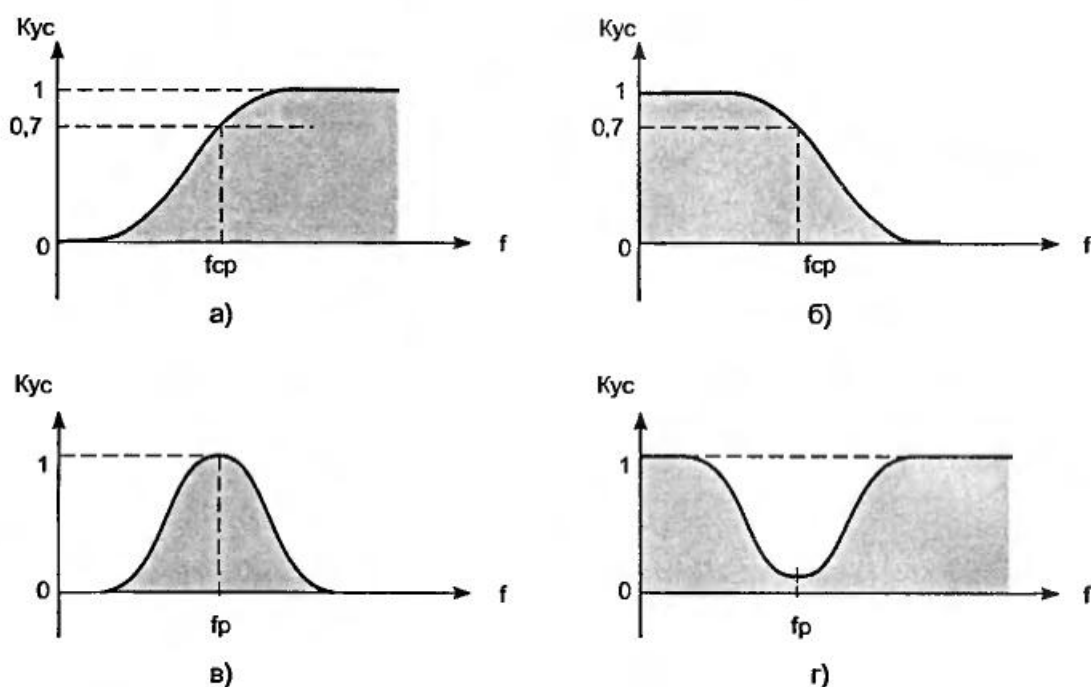


Рис. 1.33. Зависимость коэффициента усиления от частоты сигнала у фильтров: а — верхних частот; б — нижних частот; в — полосового; г — режекторного. Области сигнала, проходящего на выход, затемнены

Основная характеристика ФВЧ и ФНЧ — **частота среза (f_{cp})** — частота, при которой коэффициент передачи (усиления) снижается на 6 дБ, т. е. примерно в 1,4 раза. Для режекторных и полосовых фильтров принята резонансная частота (для полосовых также — частота пропускания), при которой коэффициент усиления достигает, соответственно, минимальных и максимальных значений.

Фильтры бывают **пассивными** и **активными**. Пассивный фильтр состоит только из пассивных элементов (резисторов, конденсаторов), и его коэффициент усиления всегда меньше единицы. В активном фильтре, кроме пассивной RC-цепочки, есть и активные элементы (усилители на транзисторах или ОУ), и его коэффициент усиления может быть больше единицы. Характеристики активных фильтров гораздо лучше характеристик пассивных. Но в некоторых случаях (слишком большие частота, напряжение, ток) можно использовать только пассивные фильтры. В этой книге основной упор будет сделан на активные фильтры.

Простейший фильтр верхних частот — это уже известная нам дифференцирующая цепочка (рис. 1.34, а). Как известно, емкостное сопротивление конденсатора с уменьшением частоты сигнала увеличивается вплоть до бесконечности, поэтому если на вход фильтра подавать сигнал с выхода генератора неизменной амплитуды и изменяющейся частоты, то при уменьшении частоты генератора амплитуда выходного переменного напряжения будет уменьшаться (рис. 1.34, б). Кстати, обратите внимание, что выходной сигнал ФВЧ сдвинут по фазе на -90° , т. е. сигнал на выходе опережает входной сигнал. Получается это из-за того, что к тому времени, как сигнал на входе достигнет максимального значения, конденсатор С1 уже успеет разрядиться через резистор R1 до нуля. Поэтому, когда входное напряжение начнет уменьшаться от максимального значения через нуль в область отрицательных (тоже максимальных) значений, напряжение на резисторе R1 начнет уменьшаться от нуля, а не от максимального положительного значения. К тому времени, когда входной сигнал достигнет максимального (по модулю!) отрицательного значения, напряжение на резисторе снова окажется равным нулю.

При увеличении входной частоты емкостное сопротивление конденсатора С1, относительно сопротивления резистора R1, уменьшается, также уменьшается **фазовый сдвиг** выходного сигнала (т. к. напряжение на правой по схеме обкладке конденсатора С1 за время одного полупериода входного сигнала не успеет значительно измениться) и увеличивается амплитуда выходного сигнала. При бесконечно большой частоте емкостное сопротивление конденсатора равно нулю и фазовый сдвиг плавно уменьшается (по модулю) тоже до нуля.

Как видно, частота среза фильтра зависит и от емкости конденсатора С1, и от сопротивления резистора R1, причем чем больше номиналы этих элементов, тем ниже частота среза фильтра (чем больше сопротивление резистора R1, тем дольше он будет уменьшать напряжение на правой по схеме обкладке конденсатора С1 при очень плавном изменении напряжения на входе (для большей простоты понимания можно принять, что входное напряжение неизменно); в то же время чем больше емкость конденсатора С1, тем меньше его емкостное сопротивление, тем меньше отношение $X_{C1} : R1$ и тем активнее он «сопротивляется» разряду от резистора R1). Кроме того, так как мы работаем с синусоидальным сигналом, то в формуле для частоты среза должно присутствовать значение 2π . Формула частоты среза фильтра:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi \cdot C1 \cdot R1}, \quad (1)$$

где 2π — $\approx 6,28$; С1 — емкость конденсатора С1 в микрофарадах; R1 — сопротивление резистора R1 в мегаомах; $f_{\text{ср}}$ — частота среза в герцах.

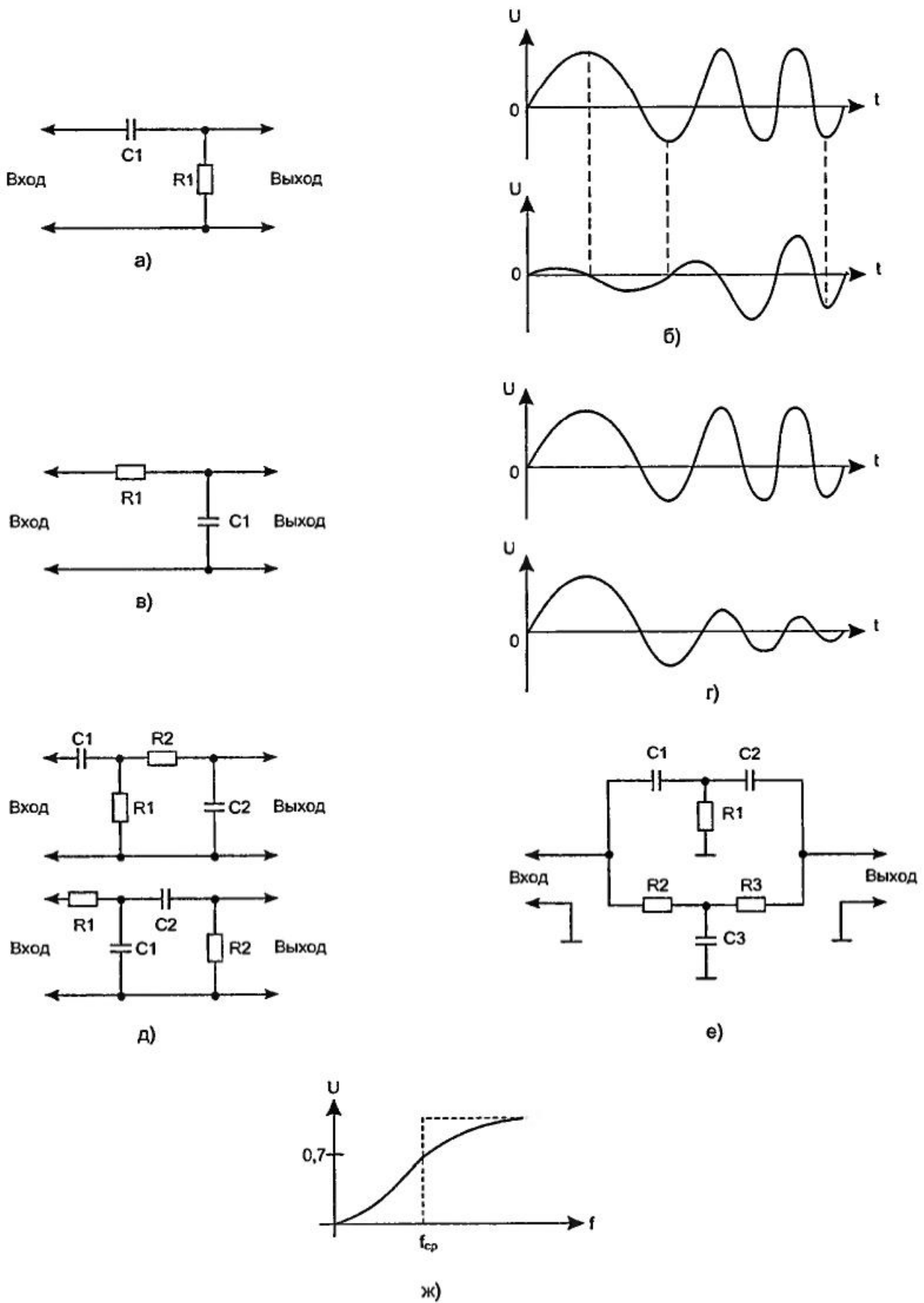


Рис. 1.34. Пассивные фильтры:

а — ФВЧ; б — его АЧХ; в — ФНЧ; г — его АЧХ; д — полосовой; е — режекторный; ж — АЧХ ФВЧ первого порядка (слошная линия) и идеального ФВЧ (пунктирная)

При номиналах $R1 = 100$ кОм, $C1 = 0,1$ мкФ частота среза получается $1 : (6,28 \cdot 0,1 \cdot 0,1) = 16$ Гц. Поэтому в высококачественных усилителях звуковой частоты для отделения от звукового сигнала постоянной составляющей обычно используют именно такие номиналы элементов. Увеличивать их бессмысленно: человек все равно не слышит сигналы с частотой меньше 20 Гц, кроме того, входное сопротивление усилителя нежелательно делать большим 100 кОм (а резистор $R1$, если кто не понял, это и есть входное сопротивление следующего за дифференцирующим конденсатором каскада) — тогда начнет сказываться входная емкость усилителя, работающая как ФНЧ (см. чуть ниже), и ухудшится помехоустойчивость усилителя; емкость же конденсатора нежелательно увеличивать из экономических соображений: чем больше его емкость, тем больше его габариты. Это относится главным образом к неполярным (пленочным и металлобумажным) конденсаторам — у полярных низковольтных конденсаторов зависимость габаритных размеров от емкости выражена гораздо слабее. Но полярные конденсаторы во входных каскадах — самое худшее, что только можно придумать: они так сильно искажают сигнал... Правда, к дорогватым «танталкам» (танталовым конденсаторам) это относится в меньшей мере.

Если в схеме на рис. 1.34, а поменять местами резистор и конденсатор, то у нас получится фильтр нижних частот (рис. 1.34, в). Графики работы этого фильтра показаны на рис. 1.34, г. Как видно, амплитуда выходного напряжения ФНЧ возрастает с уменьшением частоты, при этом выходной сигнал по фазе не сдвинут. На низких частотах емкостное сопротивление конденсатора, по сравнению с сопротивлением резистора, огромно, поэтому напряжение на конденсаторе $C1$ (при синусоидальном входном сигнале) изменяется практически одновременно со входным. На высоких частотах конденсатор вообще не успевает сколь либо заметно зарядиться (его емкостное сопротивление гораздо меньше сопротивления резистора), поэтому напряжение на верхней по схеме обкладке конденсатора практически неизменно и равно постоянной составляющей входного сигнала. Если входной сигнал представляет собой смесь низкочастотного и высокочастотного сигналов (как на рис. 1.31, а), то высокочастотная составляющая сигнала будет сглажена и на выход пройдет только низкочастотная составляющая (на рис. 1.31, а этот сигнал отмечен пунктирной линией « $C2 < C_{\min}$ »). Сигнал на выходе ФВЧ (рис. 1.34, а) при таком же входном сигнале показан на рис. 1.31, б. Формула для расчета частоты среза фильтра нижних частот та же, что и для ФВЧ:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$$

Нетрудно догадаться, что при комбинации ФНЧ и ФВЧ у нас получится полосовой фильтр (рис. 1.34, д). Для полосового фильтра все равно, какой именно фильтр (ФНЧ или ФВЧ) будет стоять на входе, а какой — на выходе, от этого ничего не меняется. Поэтому обе схемы используются одинаково часто. Впрочем, если нагрузка фильтра (то, что подключено к его выходу) имеет значительную емкость, то лучше предпочесть верхнюю схему, а если она имеет небольшое входное сопротивление — то нижнюю. В таком случае емкость (или сопротивление) нагрузки сложатся с емкостью или сопротивлением последнего (параллель-

ного) элемента фильтра и не будет оказывать влияние на фильтр, но для этого нужно будет скорректировать номиналы этих самых последних элементов.

Полоса пропускания этого полосового фильтра определяется по формуле (1) и находится в пределах от f_{cp} для ФВЧ до f_{cp} для ФНЧ. Номиналы обоих резисторов и конденсаторов желательно выбирать близкими по величине (т. е. 1 кОм и 2 кОм можно, а 1 кОм и 20 кОм — нежелательно) — в таком случае у фильтра будет большой КПД. В противном случае, если, например, у верхнего фильтра на рис. 1.34, *д* емкость $C1$ выбрать равной 1 мкФ, емкость $C2$ — 0,1 мкФ, сопротивление $R1$ равным 1 кОм, а $R2$ — 10 кОм, то вначале высокочастотная составляющая ограничится по амплитуде на слишком низкоомном резисторе $R1$, после чего через высокоомный резистор $R2$ пойдет на нагрузку, которая, в свою очередь, также несколько ограничит амплитуду сигнала (из-за входного сопротивления). Если же сопротивления резисторов выбрать примерно одинаковыми, то и входной сигнал не очень сильно ограничится на резисторе $R1$ и через $R2$ пройдет больший ток (или напряжение). То же относится и к нижнему фильтру, но процессы, происходящие в конденсаторах, сложнее «резисторных», поэтому «грузить» читателей сдвигом фаз здесь я не буду.

Режекторный фильтр получится при параллельном соединении ФНЧ и ФВЧ (рис. 1.34, *е*). Такой фильтр в литературе называется «двойной Т-образный мост», его частота среза высчитывается по тем же формулам, что и для рассмотренных ранее Г-образных фильтров. В режекторном фильтре можно использовать только Т-образные цепочки — в противном случае резисторы и конденсаторы попросту окажутся параллельно соединенными и никакой фильтрации не получится.

Принцип действия режекторного фильтра. Пока частота входного сигнала слишком мала, сигнал практически беспрепятственно проходит со входа через ФНЧ ($R2$ $C3$ $R3$) на выход. При плавном увеличении частоты сигнала амплитуда сигнала на выходе ФНЧ плавно уменьшается, и при некотором значении частоты можно принять, что она равна нулю. При последующем увеличении частоты увеличивается амплитуда сигнала на выходе ФВЧ, и на бесконечно большой частоте (также как и на бесконечно малой) амплитуда выходного сигнала режекторного фильтра практически равна амплитуде входного сигнала.

Все рассмотренные выше фильтры являются фильтрами **первого порядка**, то есть у них коэффициент затухания равен 6 дБ на октаву. «Расшифровывается» эта фраза просто — при изменении частоты сигнала в 2 раза (на 1 октаву) его амплитуда изменяется тоже в 2 раза (6 дБ). Эта очень мало, амплитудно-частотная характеристика подобного ФВЧ показана на рис. 1.34, *ж*, а пунктирной линией на этом рисунке — АЧХ идеального фильтра. Как видно, реальный фильтр весьма далек от идеала.

Для улучшения характеристик фильтра обычно используют параллельное соединение нескольких RC-цепочек. Если взять две цепочки, настроенные на одну и ту же частоту, то у нас получится фильтр второго порядка и у него при изменении частоты сигнала в 2 раза амплитуда выходного сигнала изменится в $2^2 = 4$ раза. На практике используются фильтры до восьмого порядка включительно, и у такого фильтра при изменении частоты входного сигнала в 2 раза амплитуда выходного сигнала изменится в $2^8 = 256$ раз. Большой коэффициент

затухания обычно и не требуется, кроме того, чем выше порядок фильтра, тем сложнее его настроить.

Все фильтры второго и старших порядков обычно активные — пассивные фильтры слишком сильно ослабляют сигнал (см. описание полосового фильтра). Активные фильтры обычно строятся на основе ОУ — у них большой запас по усилению, кроме того, поведение ОУ предсказать легче, а навесных («внешних») элементов требуется меньше, чем для обычных транзисторных усилителей. Впрочем, и на транзисторах можно собрать неплохие фильтры второго-четвертого порядков, — было бы время все это настроить...

Фильтрующие цепочки в усилителях на ОУ включаются, как правило, не на входе или выходе, а **в цепи ООС**. Только в таком случае можно добиться наиболее качественного фильтрования, — ведь на цепь ООС не влияет (практически) ни входное, ни выходное сопротивление источника сигнала и нагрузки, а также их емкости — эти величины по отношению к ООС неизменны, и их можно попросту прибавить к номиналам элементов RC-цепочек. Но в некоторых случаях фильтры ставят и «снаружи» усилителя. Разделительные конденсаторы, которые есть в любом усилителе (они отделяют полезный сигнал от постоянной составляющей), фильтром не считаются, и их емкость обычно стараются сделать побольше.

Схема фильтра верхних частот первого порядка на ОУ показана на рис. 1.35, а. Эта схема вам уже знакома — ОУ включен как усилитель с ООС, на входе которого стоит разделительный конденсатор. Резистор R1 ограничивает потребляемый схемой от источника сигнала ток, и его сопротивление делать меньшим 1 кОм нежелательно. Частота среза фильтра вычисляется по формуле:

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi \cdot k_{yc.U} \cdot C1 \cdot R1}, \quad k_{yc.U} = \frac{R2 + R1}{R1},$$

где $k_{yc.U}$ — коэффициент усиления по напряжению усилителя на DA1.

Как видно, частота среза фильтра на ОУ в $k_{yc.U}$ раза ниже частоты среза обычной дифференцирующей цепочки. Для радиолюбителей это большое благо: как известно, чем больше емкость конденсатора, тем больше его размеры, а любой разработчик стремится сделать свою схему поменьше. В то же время слишком сильно увеличивать сопротивление резистора (его габариты от сопротивления не зависят) нельзя — тогда через него будет течь слишком малый ток, т. е. нагрузка RC-цепочки должна быть высокоомной и с очень маленькой входной (паразитной) емкостью. Такие усилители стоят слишком дорого, чтобы рекомендовать их начинающим радиолюбителям. Использование в составе фильтра ОУ (с низким входным сопротивлением и значительной входной емкостью) позволяет решить проблему другим путем — нужно просто увеличить его коэффициент усиления. Заменяв постоянный резистор R2 подстроечным или переменным, можно плавно регулировать f_{cp} .

Схема фильтра нижних частот первого порядка изображена на рис. 1.35, б. Эта схема очень похожа на интегратор (рис. 1.32, з), и работает она почти точно так же. Но если в интеграторе конденсатор «ускоряет» выходное напряжение, то в фильтре он, наоборот, замедляет его (т. к. конденсатор включен в цепь ООС, а не ПОС, и при резком изменении напряжения на выходе ОУ он умень-

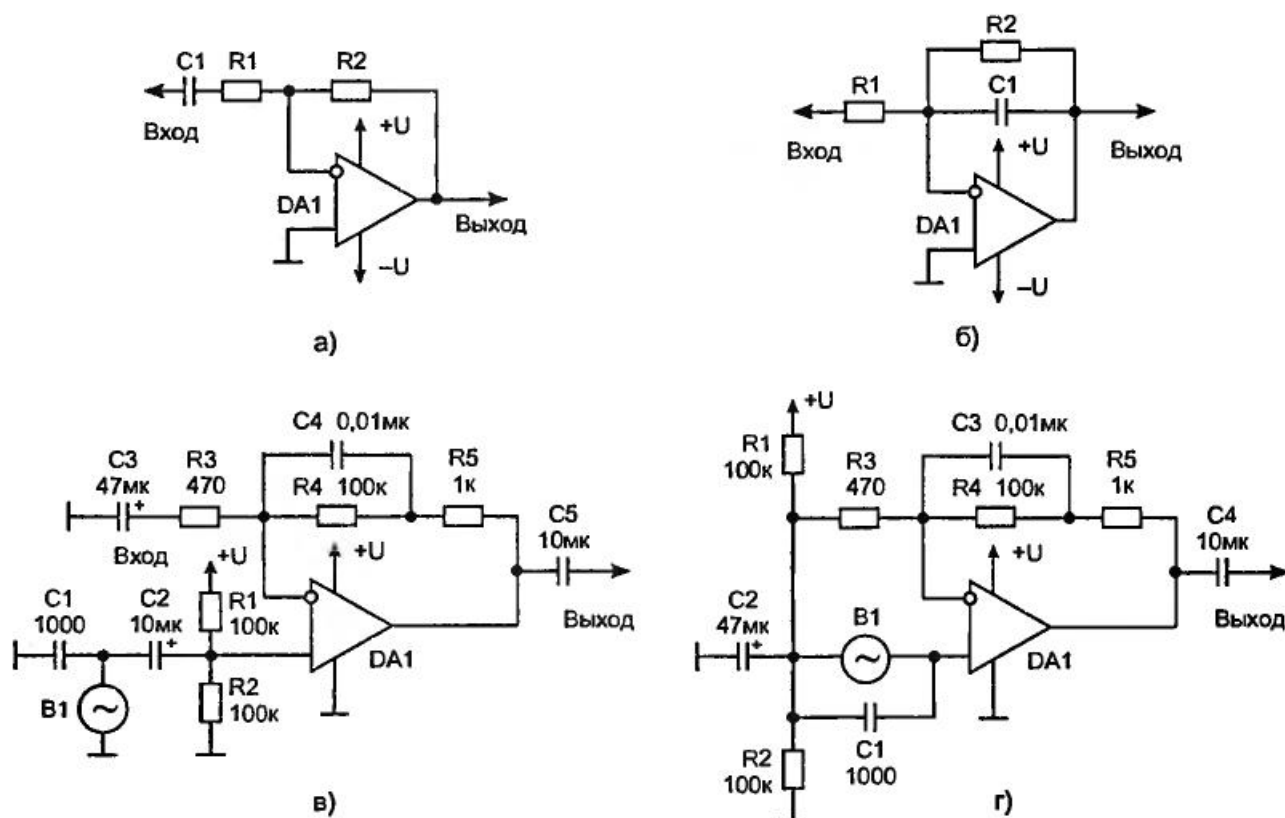


Рис. 1.35. Фильтры первого порядка на ОУ:

а — ФВЧ; б — ФНЧ; в и г — усилители воспроизведения с регулировкой АЧХ

шает его коэффициент усиления до единицы). Частота среза этого фильтра определяется по формуле:

$$f_{\text{ср}} = \frac{k_{\text{ус.У}}}{2\pi \cdot C1 \cdot R2}, \quad k_{\text{ус.У}} = \frac{R1 + R2}{R2}$$

У этого фильтра при увеличении коэффициента усиления частота среза, к сожалению, тоже увеличивается. Поэтому «сэкономить» на конденсаторе, как в случае с ФВЧ, не получится. Но зато сопротивление резистора R2 может достигать довольно больших значений (до 1 МОм), и при этом выходное сопротивление фильтра почти не изменится, а входное — увеличится. Входную паразитную емкость можно не учитывать — она подключена практически параллельно конденсатору C1 и их емкости попросту складываются. Как видно из формулы, при увеличении сопротивления резистора R2 (частота среза неизменна) емкость конденсатора C1 нужно уменьшить (а сопротивление резистора R1 — увеличить). Как видно, и в этом фильтре можно использовать малогабаритные конденсаторы небольшой емкости.

Фильтры первого порядка обычно используются там, где нужно «плавно» разделить сигналы разных частот (например, в усилителях с сабвуфером и высокочастотными колонками), а также там, где нужно только **очень незначительно** ослабить высокочастотную (усилитель воспроизведения кассетного магнитофона) или низкочастотную составляющую сигнала. Фильтры более высших порядков в таких случаях «повырезают» все, а отсутствие сигнала с некоторой

частотой на слух воспринимается как искажение. В то же время для «точных» схем фильтры низших порядков слишком примитивны. Поэтому не нужно стремиться к идеалу («если фильтр — то непременно восьмого порядка!») — «страшненькие» фильтры первого порядка используются не менее редко, чем совершенные — восьмого. Чем ниже порядок фильтра, тем легче его настроить. Именно поэтому фильтры старше восьмого порядка в радиолобительской литературе не описываются — их могут собрать и настроить только профессионалы, но никак не любители.

Для примера рассмотрим усилитель-фильтр воспроизведения кассетного магнитофона. Без фильтра нам не обойтись из-за того, что для увеличения качества записи на магнитную пленку очень сильно «поднимают» высокие частоты, и в результате неотфильтрованный воспроизведенный с пленки сигнал невозможно слушать. Так как уменьшать при записи амплитуду высокочастотного сигнала нельзя, то приходится уменьшать его амплитуду при воспроизведении.

Чаще всего в магнитофонах встречается схема, изображенная на рис. 1.35, в. В качестве DA1 можно использовать абсолютно любой ОУ общего назначения (недорогие и доступные микросхемы серий K140, K544, KP574), я предпочитаю использовать импортные микросхемы LM324 или LM358 — они дешевле наших, а параметры — лучше.

ОУ DA1 включен как неинвертирующий усилитель и питается от однополярного источника. На резисторах R1 и R2 собран делитель напряжения, необходимый для нормальной работы усилителя. Головка воспроизведения В1 через разделительный конденсатор С2 подключена к прямому входу ОУ, ее «холодный» (нижний по схеме; с «горячего» вывода снимается (или подается на него) сигнал) вывод лучше всего соединять с общим проводом, а не с «+U».

Теперь «разберемся» с обратной связью усилителя. Назначение конденсатора С3 и резистора R3 вам уже должно быть известно, поэтому останавливаться на них я не буду. Кроме них, в цепь ООС включены интегрирующая цепочка R4–С4 и токоограничивающий резистор R5. Резистор R5 нужен для ухудшения характеристик фильтра, — чтобы он более «мягко» ограничивал амплитуду высокочастотной составляющей, иначе пропадет «прозрачность» звука. От номиналов R4 и С4 зависит отношение амплитуд низкочастотной и высокочастотной составляющих сигнала (чем больше их номиналы, тем сильнее ослабляется высокочастотная составляющая и тем громче низкочастотная; но слишком увлекаться «поднятием басов» не стоит — иначе усилитель станет «бубнить»), и их можно изменять в очень широких пределах. Сопротивление резистора R3 не должно быть меньше 100 Ом, а сопротивление резистора R5 выбирается в пределах 470 Ом...4,7 кОм. Коэффициент усиления по напряжению усилителя должен быть в 10...20 раз; лучше всего его изменять подбором сопротивления R3.

Настройка усилителя несложна, но довольно утомительна. Для этого резисторы R3 и R4 заменяют переменными (максимальное сопротивление R3 — 2...10 кОм, а R4 — 100...1000 кОм), конденсатор С4 не припаивают, а к выводам R4 припаиваются два проводка, к которым конденсатор крепится механически (т. е. «прикручиванием»). В лентопротяжный механизм вставляют кассету с нормальной по качеству записью, к проводкам прикручивают конденсаторы С4 разной емкости (от единиц до сотен нанофард) и, изменяя сопротивления резисто-

ров R3 и R4, пытаются добиться наиболее «красивого» сигнала. Одновременно регулируют коэффициент усиления усилителя, чтобы получить на выходе нормальную громкость звука. К сожалению, переменных конденсаторов большой емкости до сих пор не придумали, поэтому приходится «возиться» с проводками.

Весь вышеописанный процесс настройки может растягиваться на несколько дней. После того как вы добьетесь наиболее приемлемого (для вас) звука, останется только впаять в схему подобранный конденсатор С4, измерить сопротивление резисторов R3 и R4 и впаять вместо них постоянные резисторы с примерно таким же сопротивлением. Оставлять переменные (подстроечные) резисторы в схеме нежелательно, хотя это и не запрещается.

Несмотря на очень широкую распространенность такой схемы, у нее есть очень серьезные недостатки. В схеме стоит аж два дифференцирующих конденсатора (С2 и С3), которые ослабляют низкие частоты («басы»). Они лишними не бывают, а то, что уничтожено конденсаторами слишком маленькой емкости, восстановить очень сложно. В то же время увеличивать емкость конденсаторов до бесконечности тоже нельзя. Второй недостаток — конденсаторы С2 и (желательно) С3 должны быть неэлектролитическим, т. е. или огромными пленочными, или дорогими танталовыми. Дело в том, что электролитические конденсаторы довольно инерционны — в них, помимо электростатических процессов, протекают и химические, а последние мгновенно развиваться не могут. В результате при плавном изменении входного напряжения напряжение на конденсаторе (электролитическом) изменяется не плавно, а пульсирующие — возникают специфические, так называемые **фликкер-шумы**, бороться с которыми очень сложно. И третий недостаток схемы на рис. 1.35, в — образцовое напряжение не стабилизировано, и если напряжение на шине «+U» пульсирует относительно общего провода (а так почти всегда и бывает), то и напряжение на прямом входе, «благодаря» резистору R1, тоже будет пульсировать. А такой усилитель — с фоном, гулом и прочими посторонними звуками — никому не нужен.

Усилитель, свободный от этих недостатков, изображен на рис. 1.35, г. Единственное ограничение, которое предъявляет эта схема к ОУ, — у него должно быть очень небольшое напряжение смещения (не более 10 мВ), то есть усилители с полевыми транзисторами на входе не подходят.

На резисторах R1 и R2 собран делитель напряжения, и это (так называемое «образцовое», или, по-английски *reference*, сокращенно — **REF**) напряжение стабилизируется конденсатором С2. Если вы используете электролитический конденсатор, параллельно ему имеет смысл подключить пленочный или керамический конденсатор емкостью от 0,047 мкФ и более.

Так как напряжение смещения используемого в схеме ОУ невелико, а образцовое напряжение довольно стабильно, то головку В1 можно включить непосредственно между входом ОУ и конденсатором С2, без всяких разделительных конденсаторов — это эквивалентно тому, если бы в схеме на рис. 1.35, в нам удалось использовать конденсатор С2 с бесконечной емкостью и идеальными параметрами.

Левый по схеме вывод резистора R3 также непосредственно соединен с источником REF (привыкайте к этому слову — на всех «нерусских» и большинстве отечественных схем образцовое напряжение обозначается этими тремя бук-

вами и иногда как U_{REF} — это то же самое), поэтому вся нагрузка по обеспечению нужного коэффициента усиления на низких частотах ложится только на конденсатор $C2$, т. е. при выборе его емкости скупиться не стоит. Хотя эта палка о двух концах — при увеличении емкости конденсатора увеличивается время, в течение которого он заряжается до образцового напряжения сразу после включения усилителя, а пока он не зарядится, $DA1$ работать не будет. То есть сразу после включения напряжения питания схемы звук на выходе появится не мгновенно, а через некоторое (до десятков секунд) время. Уменьшить его можно уменьшением сопротивления резисторов $R1$ и $R2$, но при этом увеличится протекающий через них ток, или уменьшив емкость конденсатора $C2$.

Так как входные цепи усилителя питаются от образцового источника питания, напряжение на котором жестко стабилизировано относительно общего провода конденсатором $C2$, помехи, проникающие на вход усилителя через резистор $R1$, закорачиваются конденсатором $C2$ и на выходе практически не слышны — по крайней мере, помехоустойчивость этой схемы гораздо выше, чем у схемы на рис. 1.35, *в*. Низкочастотную составляющую сигнала эта схема передает также лучше. Поэтому в устройствах с однополярным источником питания схема на рис. 1.35, *г* работает лучше, чем схема на рис. 1.35, *в*.

На обеих схемах умышленно не указана полярность включения конденсатора $C5(C4)$, т. к. постоянная составляющая на входе нагрузки этого усилителя может быть самой разной. Для определения полярности нужно отпаять этот конденсатор и вместо него включить вольтметр. Если разность напряжений между каскадами не превышает $0,1...1,0$ В, то полярность можно не соблюдать (хотя лучше включить конденсатор «правильно»). Если напряжение между каскадами превышает $0,5...1,0$ В, то отрицательную обкладку конденсатора нужно включить туда, где напряжение меньше. Например, мы хотим подключить к выходу ОУ каскад на транзисторе структуры *п-р-п* с общим эмиттером. Напряжение на выходе ОУ (напряжение питания равно 9 В) равно 4,5 В, а напряжение на его нагрузке (базе транзистора) — равно 0,7 В. Напряжение на базе меньше, и отрицательный вывод конденсатора соединяется с базой транзистора, а положительный — с выходом ОУ.

Подобным образом, вводя в цепь ООС интегрирующие ($R4-C4$ на рис. 1.35, *в*) и дифференцирующие ($C3$) цепочки, можно легко изменить АЧХ любого усилителя (даже того, авторы которого до этого «не додумались»). Но это лишь частный случай использования фильтров в технике, когда к ним не предъявляются слишком высокие требования. Но существуют устройства, фильтры в составе которых должны быть почти идеальными (например, селективное реле: на его вход поступают сигналы с разной частотой, оно определяет их частоту и включает ту или иную нагрузку; частоту входного сигнала изменяет человек и «делает» ее такой, чтобы включилась «нужная» нагрузка. По такому же принципу работает и так называемая «светомузыка», но в ней фильтры довольно примитивны). От фильтров первого порядка таких характеристик добиться невозможно, поэтому приходится использовать фильтры высших порядков. Далее мы рассмотрим наиболее распространенные схемы таких фильтров.

В ФНЧ и ФВЧ второго порядка фильтрующие RC-цепочки включаются не в цепь ООС, а в цепь ПОС; для того чтобы усилитель при этом не вышел за границы линейного диапазона (т. е. чтобы его выходной сигнал на некоторой частоте и при некоторой его амплитуде не принял импульсную прямоугольную форму), дополнительно в схему вводят глубокую ООС. Чаще всего ОУ превращают в повторитель напряжения ($k_{у.у} = 1$), при большем значении коэффициента усиления фильтр работает хуже, а рассчитать его параметры труднее.

В отличие от пассивных фильтров, активные фильтры второго и высших порядков сигнал не ослабляют. Для примера рассмотрим работу ФНЧ (рис. 1.36, а). Пока частота входного сигнала слишком велика, конденсатор С2 не успевает заметно зарядиться (разрядиться); конденсатор С1 в это время также «мешает» изменяться напряжению в точке соединения с резисторами R1 и R2 (амплитуда колебания напряжения в этой точке гораздо больше, чем на выходе ОУ). То есть амплитуду входного напряжения ослабляют сразу два конденсатора, включенные практически параллельно, поэтому амплитуда выходного напряжения очень мала. При уменьшении частоты сигнала падение напряжения на резисторах R1 и R2 уменьшается (т. к. чем ниже частота сигнала (синусоидального!), тем медленнее изменяется его напряжение, а чем медленнее изменяется напряжение на конденсаторе (С2), тем меньший ток он потребляет), амплитуда напряжения на выходе возрастает и влияние конденсатора С1 на схему ослабевает. При очень низкой частоте можно считать, что конденсатора С1 вообще нет — изменение напряжения на выходе ОУ изменяется абсолютно синхронно (когда $k_{у.у}$ равен единице) с напряжением в точке соединения конденсатора с резисторами и разность потенциалов на его обкладках остается практически неизменной. Именно поэтому — из-за того, что емкость конденсатора С1 как бы «уменьшается» до нуля — коэффициент передачи фильтра на частотах выше частоты среза при изменении частоты в два раза уменьшается не в 2, а в 4 раза. Но это только в том случае, если емкости обоих конденсаторов примерно равны. При изменении их номиналов друг относительно друга, а также при изменении номиналов резисторов коэффициент передачи за пределами частоты среза изменяется резко, но линейность работы и предсказуемость характеристик ухудшается. Частота среза фильтра определяется по формуле:

$$f_{ср} = \frac{1}{2\pi \cdot \left(\frac{R1 + R2}{2}\right) \cdot \left(\frac{C1 + C2}{2}\right)}, \quad (4)$$

и при $R1 = R2$, $C1 = C2$ эта формула превращается в формулу (1).

ФВЧ работает точно так же. Его можно получить из ФНЧ, если все резисторы заменить конденсаторами, а все конденсаторы — резисторами (рис. 1.36, б). Его частота среза рассчитывается тоже по формуле (4).

Рассмотренные выше фильтры ($k_{у.у}$ не более 1) относятся к так называемым фильтрам с критическим затуханием — их АЧХ имеет ровную, пологую форму. Но если коэффициент усиления ОУ превышает единицу, вид АЧХ фильтра несколько видоизменяется.

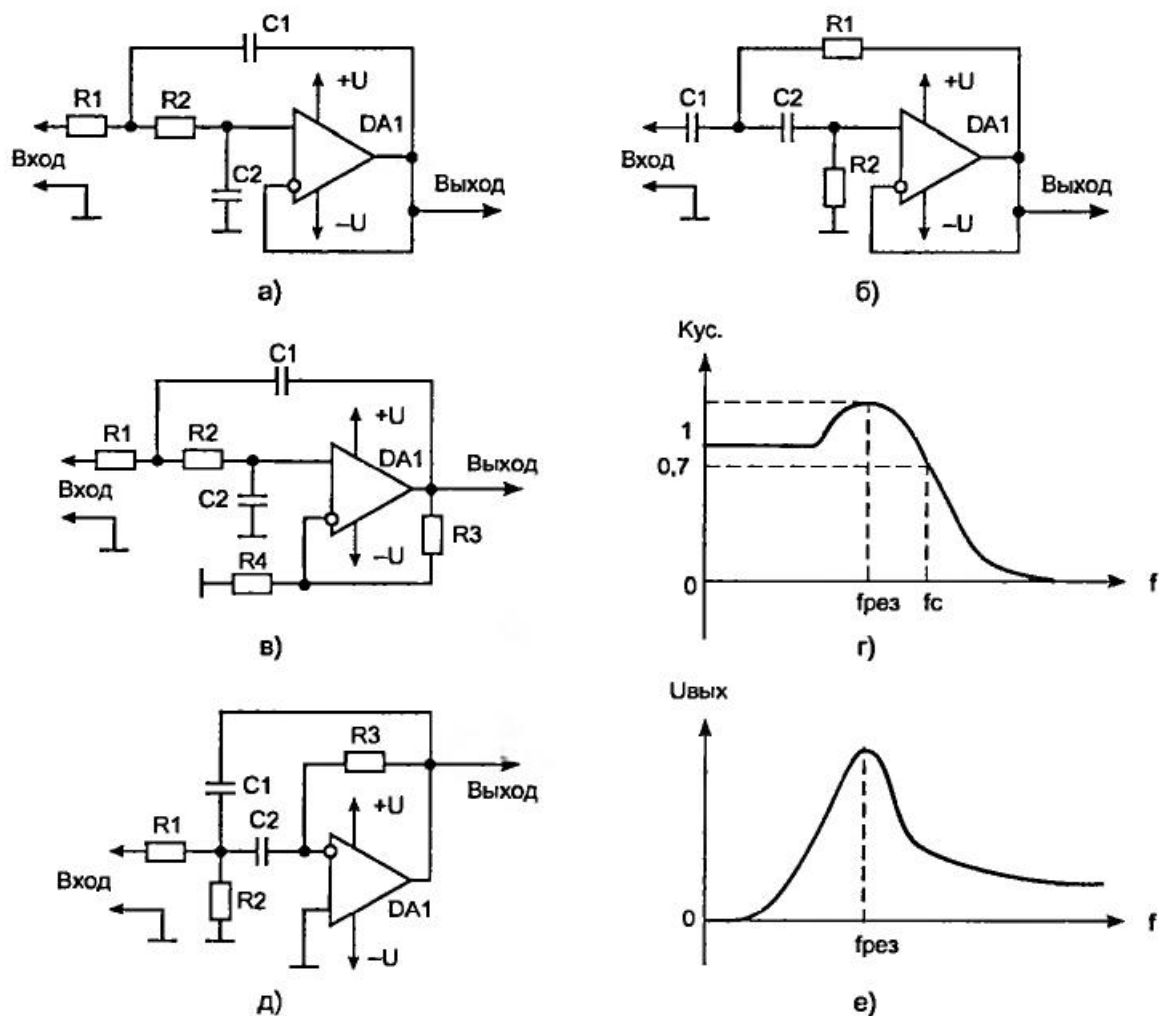


Рис. 1.36. Фильтры: а — ФНЧ 2-го порядка; б — ФВЧ 2-го порядка; в — ФНЧ Баттерворта; г — его АЧХ; д — полосовой фильтр; е — его АЧХ

Фильтры с коэффициентом усиления не более 5 называются **фильтром Баттерворта** — по имени человека, впервые описавшего их поведение. Фильтр Баттерворта легко получить из фильтра с критическим затуханием, введя в него соответствующую ООС (рис. 1.36, в). Работу такого фильтра мы рассмотрим только на примере ФНЧ — ФВЧ работает точно так же.

Пока частота входного сигнала слишком велика или слишком мала по сравнению с частотой среза, такой фильтр ведет себя так же, как и фильтр с критическим затуханием. Но при плавном увеличении частоты сигнала вплоть до частоты среза амплитуда выходного сигнала начинает увеличиваться по сравнению с амплитудой более низкочастотного сигнала (рис. 1.36, г). Происходит это из-за того, что коэффициент усиления ОУ больше единицы. При приближении частоты входного сигнала к некоторой **резонансной частоте фильтра** емкостное сопротивление конденсатора C1 становится меньше сопротивления резисторов R1 и R2 и, т. к. напряжение на выходе ОУ всегда больше напряжения на его прямом входе (ведь $k_{ус,У} > 1$), конденсатор C1 начинает «подталкивать» входное напряжение (напряжение на выходе ОУ изменяется в такт с входным — ведь обратная связь положительна). И если входное напряжение с частотой, равной резонансной, имеет амплитуду 0,1 В, а коэффициент усиления ОУ равен 4, то в

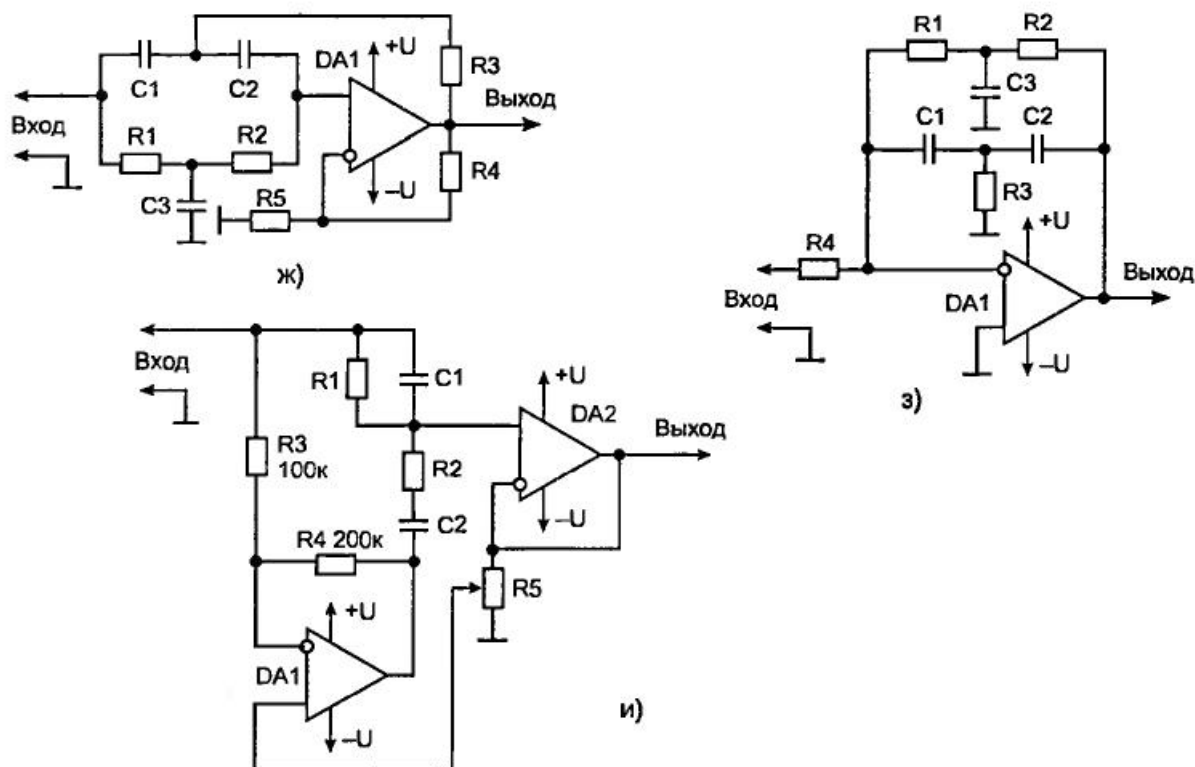


Рис. 1.36. Фильтры: ж — режекторный фильтр с ПОС;
з — режекторный фильтр с ООС; и — режекторный фильтр на мосте Вина

идеальном случае (теоретически) амплитуда выходного напряжения будет равна 0,4 В. Этот эффект в литературе называется **добротностью** и обозначается буквой Q . Добротность — это почти то же самое, что и коэффициент усиления, но если коэффициент усиления при изменении частоты изменяется очень незначительно (в идеальном случае вообще не изменяется, но идеал недостижим), то добротность при этом изменяется очень резко; максимальное значение добротности достигается при частоте, равной резонансной.

При увеличении частоты на входе ФНЧ (рис. 1.36, в) емкостное сопротивление конденсатора $C1$ уменьшается еще сильнее, и если бы не было конденсатора $C2$, коэффициент усиления ОУ (и добротность фильтра) увеличились бы до бесконечности. Но конденсатор $C2$ в схеме есть, и его влияние нужно учитывать. При увеличении входной частоты его емкостное сопротивление уменьшается и амплитуда напряжения на прямом входе ОУ также уменьшается. Емкостное сопротивление конденсатора $C2$ при этом становится гораздо меньше сопротивления резистора $R2$, т. е. влияние конденсатора $C1$ на схему можно не учитывать (это «капля в море»). Коэффициент передачи фильтра уменьшается, и на бесконечно большой входной частоте емкостное сопротивление конденсатора $C2$ и амплитуда выходного напряжения равны нулю.

Такой фильтр более критичен к номиналам внешних RC-элементов: сопротивления обоих резисторов и емкости обоих конденсаторов должны быть равны. При несоблюдении этого условия фильтр начинает «глючить»: его добротность может увеличиться или уменьшиться, у него может появиться еще одна (или несколько) резонансная частота, частота среза может «непредсказуемо» изменить-

ся. В принципе, этот тип фильтра назван в честь Баттерворта именно потому, что он подробнейшим образом описал все закономерности возникновения этих «глюков», но соответствующие формулы столь сложны... Поэтому всем желающим ознакомиться с ними подробнее я бы посоветовал полистать соответствующую литературу, которая, к сожалению, малопонятна даже для меня.

Комбинируя в одной схеме ФНЧ и ФВЧ, в итоге можно получить полосовой фильтр, но для этого понадобится как минимум два ОУ. Но, если несколько видоизменить обратную связь ОУ, можно будет обойтись и одной микросхемой.

Схема такого фильтра показана на рис. 1.36, *д*. В цепь усилителя DA1 включена сложная RC-цепочка, обладающая резонансными свойствами на некоторой (резонансной) частоте.

Резисторы R1 и R2 включены как делители напряжения — они нужны для ослабления входного сигнала, частота которого далека от резонансной. Сопротивление резистора R2 обычно выбирают больше 0,5...1,0 кОм, чтобы не нагружать выход ОУ. От сопротивления резистора R3 зависит добротность фильтра.

Допустим, что на вход фильтра поступает сигнал с частотой, ниже резонансной. Емкостное сопротивление конденсатора C2 для такого сигнала оказывается слишком большим, и на вход ОУ сигнал через конденсатор практически не проходит. Соответственно, и на выходе ОУ поддерживается практически нулевой уровень. При увеличении частоты входного сигнала емкостное сопротивление конденсаторов C1 и C2 ($C1 = C2$) уменьшается. Через конденсатор C2 на вход ОУ начинает поступать больший (по амплитуде) сигнал, и амплитуда выходного сигнала увеличивается. Но между выходом и входом фильтра включен конденсатор C1 — он стремится уменьшить входное напряжение (ООС!). Но весь фокус в том, что емкостное сопротивление обоих конденсаторов на резонансной частоте в десятки раз больше сопротивления резистора R2, т. е. конденсатор C1 не будет оказывать заметного влияния на входное напряжение до тех пор, пока амплитуда выходного напряжения, за счет усиления ОУ, не превысит в десятки раз амплитуду входного — это называется добротностью.

При дальнейшем увеличении входной частоты (она становится выше резонансной) емкостное сопротивление конденсаторов продолжает уменьшаться. При этом конденсатор C1 все сильнее закорачивает на выход ОУ входной сигнал, и амплитуда сигнала, «доходящего» до инверсного входа ОУ, уменьшается. При бесконечно большой входной частоте емкостное сопротивление конденсаторов равно нулю и амплитуда выходного напряжения уменьшается до некоторого ненулевого значения (рис. 1.36, *е*). Такая форма АЧХ — отличительная черта фильтров с подобной ООС.

Расчет параметров такого фильтра довольно сложен. Первым делом нужно определиться, какой должна быть резонансная частота $f_{\text{рез}}$, ширина полосы пропускания Δf и добротность Q . Емкости обоих конденсаторов должны быть равными — дальше они для простоты будут обозначаться буквой C ($C1 = C2 = C$).

Допустим, что резонансная частота $f_{\text{рез}}$ равна 1 кГц (1000 Гц), полоса пропускания — 50 Гц (ее нельзя задавать слишком малой — характеристики фильтра могут ухудшиться). Сопротивление конденсаторов C выберем равным 0,01 мкФ.

Тогда

$$R3 = \frac{1}{\pi \cdot C \cdot \Delta f'}$$

где π — число, примерно равное 3,14;

$$R1 = \frac{R3}{2k_{\text{ус.рез}}}$$

где $k_{\text{ус.рез}}$ — коэффициент усиления на резонансной частоте (не более 10).

Сопротивление резистора R2 непосредственно вычислить невозможно — его можно определить только путем подбора по формуле:

$$f_{\text{рез}} = \frac{\sqrt{\frac{R1 + R2}{R1 \cdot R2 \cdot R3}}}{2\pi \cdot C}$$

Но так как сопротивление резистора R2 в сотни-тысячи раз меньше сопротивления резистора R1, то в верхней части формулы ($R1 + R2$) им можно пренебречь и посчитать равным нулю. Тогда формула преобразуется в вид:

$$R2 \approx \frac{R1}{R1 \cdot R3 \cdot (f_{\text{рез}} \cdot 2\pi \cdot C)^2}$$

Добротность фильтра определяется по формуле:

$$Q = \pi \cdot f_{\text{рез}} \cdot R3 \cdot C.$$

Во всех формулах сопротивление должно быть в омах, а емкость — в фарадах.

Подставив в формулы нужные нам значения, имеем:

$$R3 = \frac{1}{3,14 \cdot (0,01 \cdot 10^{-6}) \cdot 50} = \frac{1}{1,57 \cdot 10^{-6}} = 636943 \text{ Ом.}$$

Округляем до ближайшего значения (620 кОм).

Коэффициент усиления на резонансной частоте выбираем равным 4. Тогда

$$R1 = \frac{620000}{2 \cdot 4} = 77500 \text{ Ом.}$$

Округляем до 75 кОм.

$$\begin{aligned} R2 &= \frac{7500}{7500 \cdot 620000 \cdot (1000 \cdot 6,28 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6})^2} = \frac{75 \cdot 10^3}{4,65 \cdot 10^{10} \cdot (6,28 \cdot 10^{-5})^2} = \\ &= \frac{75 \cdot 10^3}{4,65 \cdot 10^{10} \cdot 3,944 \cdot 10^{-9}} = \frac{75}{4,65 \cdot 10^7 \cdot 3,944 \cdot 10^{-9}} = \frac{75}{0,1834} = 409 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Округляем до 390 Ом, тогда

$$f_{\text{рез}} = \frac{\sqrt{\frac{75000 + 390}{75000 \cdot 390 \cdot 620000}}}{6,28 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 1027 \text{ Гц.}$$

Из-за округлений (а также большого разброса номиналов используемых элементов) у нас получилась слишком большая частота среза. Но ее можно уменьшить, увеличив сопротивление резистора R2. Проще всего это сделать, заменив его подстроечным или включив последовательно с постоянным резистором сопротивлением 300...390 Ом подстроечный на 47...470 Ом. Последний вариант лучше — проще настройка. При сопротивлении резистора R2, равном 420 Ом, резонансная частота снижается до 990 Гц.

Добротность нашего фильтра равна:

$$Q = 3,14 \cdot 1027 \cdot 620000 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6} = 3,14 \cdot 638,44 \cdot 0,01 = 20.$$

Получилась очень неплохая добротность. Но, как видно из формулы для расчета сопротивления резистора R3, при увеличении ширины полосы пропускания в 2 раза сопротивление R3 уменьшается в 2 раза. Из-за этого добротность также уменьшится в два раза.

Режекторные (вырезающие) фильтры обычно собирают на основе двойного Т-образного моста, включенного в цепь ПОС усилителя (рис. 1.36, ж). Коэффициент усиления ОУ (R4R5) обычно делают чуть большим единицы (1...2) — тогда на резонансной частоте сигнал подавляется сильнее. Резонансная частота фильтра практически не зависит от коэффициента усиления ОУ и определяется по формуле (1), но при этом $C1 = C2 = C3/2$, а $R1 = R2 = 2 \cdot R3$ (т. е. емкость C3 должна быть в 2 раза больше C, а R3 — в два раза меньше R). Только при таком условии коэффициент подавления резонансной частоты максимален.

Добротность этого фильтра при $k_{\text{ус.ОУ}}$, равном 1, равна 0,5, а при $k_{\text{ус.ОУ}} = 2$ и больше стремится к бесконечности. Допускать этого ни в коем случае нельзя, поэтому делать $k_{\text{ус.ОУ}}$ больше 1,9...2,0 нельзя. Нижний по схеме вывод конденсатора C3 можно соединить с выходом ОУ. Но при этом фильтр станет менее «послушным». Двойной Т-образный мост можно включать и в цепь ООС усилителя. При этом на резонансной частоте коэффициент усиления будет чуть меньше единицы, а за ее пределами — стремиться к бесконечности. Частота среза и номиналы элементов этого фильтра — такие же, как и у вышеописанного. Сопротивление резистора R4 обычно выбирают в два раза меньше сопротивления резистора R3; его (R4) сопротивление не должно быть меньше 1 кОм — иначе возрастет нагрузка на выход ОУ и добротность фильтра ухудшится.

Режекторные фильтры очень часто используют для подавления фона переменного тока в высококачественных усилителях. Как известно, частота переменного тока равна 50 Гц (в странах СНГ) и поддерживается на этом значении с очень большой точностью (выпускаются даже электронные настольные часы, в которых эта частота используется в качестве образцовой). Поэтому, поставив на вход оконечного усилителя мощности высококачественный режекторный

фильтр, настроенный на частоту 50 Гц и имеющий полосу пропускания в несколько герц, можно полностью решить проблему фона. В то же время звуковой сигнал такой фильтр искажать практически не будет — отсутствие сигнала на выходе с частотой 49...51 Гц можно будет заметить только с помощью специальных, очень чувствительных приборов. Заодно наличие такого фильтра снижает требования и к блоку питания усилителя.

1.6. Усилители с изменяющимся коэффициентом усиления. Измерение напряжения, внутреннего сопротивления и тока короткого замыкания

Такие усилители можно получить, если в цепь ООС ОУ поставить диоды или транзисторы. В первом случае у нас получится логарифмический усилитель, а во втором — усилитель с электрически регулируемым коэффициентом усиления.

Схема логарифмического усилителя довольно проста (рис. 1.37, а). В нем, кроме обычных для усилителя резисторов R_1 и R_2 , в цепь ООС включены два диода VD_1 и VD_2 (встречно-параллельное соединение диодов).

Рассмотрим работу такого усилителя. Пока входной сигнал невелик, разность напряжений на выводах резистора R_2 не превышает 0,5 В и оба диода закрыты. Коэффициент усиления усилителя в таком случае определяется только номиналами резисторов R_1 и R_2 и может быть сколь угодно большим (в разумных пределах). При увеличении амплитуды входного напряжения напряжение на выводах резистора R_2 увеличивается и в какой-то момент времени достигает отпирающего (примерно 0,6...0,8 В) напряжения для одного из диодов. Диод открывается, и ток между выходом и инверсным входом ОУ увеличивается. Это равносильно тому, если бы мы уменьшили сопротивление резистора R_2 , — коэффициент усиления ОУ уменьшается. При дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала амплитуда выходного сигнала практически не изменяется (т. е. изменяется, но имеет логарифмическую зависимость от амплитуды входного, а логарифм, как известно, самая «медленно изменяющаяся» математическая функция), и в случае с диодами (прямое напряжение диодов равно 0,6...0,8 В) не превысит эти самые 0,6...0,8 В. Поставив в цепь ООС по два соединенных последовательно диода, это напряжение можно увеличить в два раза; после замены диодов стабилитронами выходное напряжение увеличивается еще сильнее.

Таким образом, логарифмический усилитель усиливает (или ослабляет) амплитуду входного сигнала до определенного уровня; те сигналы, амплитуда которых меньше этого уровня, усиливаются, а те, чья амплитуда больше, — ослабляются. В принципе, у «настоящего» логарифмического усилителя резистора R_2 нет — ОУ при малом входном сигнале работает в режиме компаратора. Но компаратор, как и всякая цифровая схема, стоящая на пути аналогового сигнала, сильно искажает сигнал. Введение дополнительной ООС (R_2) уменьшает искажения.

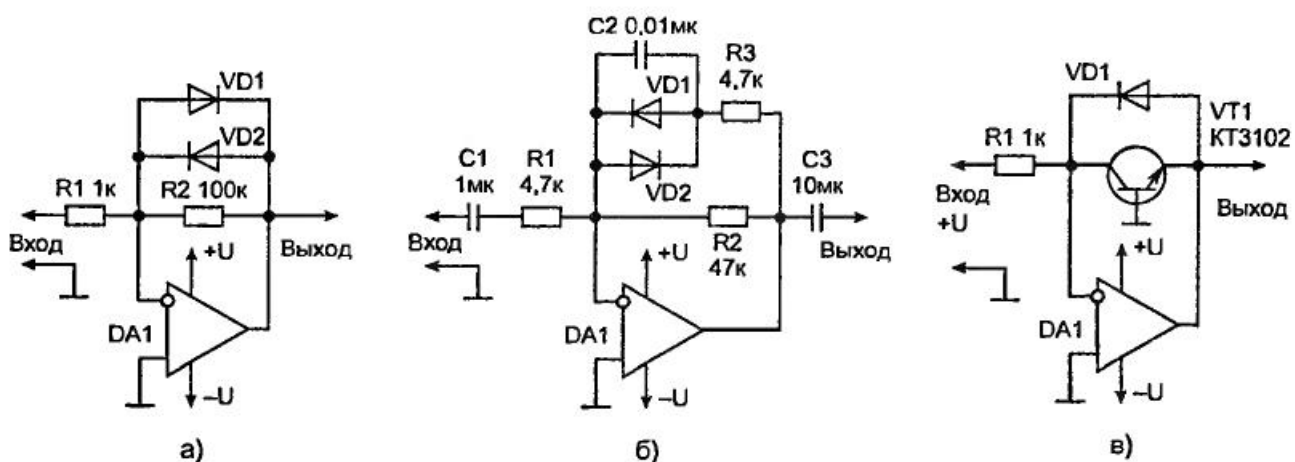


Рис. 1.37. Логарифмические усилители: а — типовая схема; б — с ухудшенными характеристиками; в — с улучшенными характеристиками

Подобные схемы очень часто используют в качестве нормирующих усилителей с переменным коэффициентом усиления. Ко входу такого усилителя можно подключать источники сигнала с разной амплитудой выходного напряжения (например, микросхему радиоприемника с выходным напряжением 35 мВ и усилитель воспроизведения с выходным напряжением порядка 300 мВ) — во всех случаях амплитуда напряжения на выходе логарифмического усилителя будет равна примерно 700 мВ, т. е. стандартной для большинства мощных УМЗЧ.

Практическая схема логарифмического усилителя, использующегося для обработки звукового сигнала, изображена на рис. 1.37, б. Резистор R3 добавлен для более «мягкого» ограничения выходного напряжения — разность напряжений на диоде, при которых он, соответственно, уже открыт и еще закрыт, настолько мала, что возникают искажения из-за слишком резкого включения режима ограничения. С этой же целью в схему добавлен и конденсатор C2, кроме того, он выполняет интегрирующие функции, т. е. «поднимает басы». Его емкость определяется экспериментально — по наиболее приемлемому качеству звука. Сопротивление резистора R3 должно быть в 5...50 раз меньше сопротивления резистора R2.

Для высококачественных логарифмических усилителей, используемых для точного логарифмирования входных сигналов, характеристик диода оказывается недостаточно — в частности, линейность преобразования сигнала сохраняется только при изменении его амплитуды не более чем в 100...1000 раз. В таких случаях диод заменяют транзистором (рис. 1.37, в), включенным по схеме с общей базой. Линейность «транзисторного» усилителя сохраняется при изменении входного сигнала более чем в миллион раз.

Из-за особенностей строения биполярных транзисторов (полевые здесь использовать нельзя) заменить транзистором можно только один диод. Поэтому на вход схемы на рис. 1.37, в желательно подавать положительное напряжение — тогда его будет «обрабатывать» транзистор, а не диод. Если отрицательное (относительно нуля) напряжение на вход схемы не будет подаваться никогда, диод можно вообще убрать. Если же схема должна быть рассчитана на работу с отрицательным напряжением, то VT1 нужно заменить транзистором структуры

р-п-р, включив его точно так же — эмиттером на выход ОУ. Диод в этом случае (если вы его не убрали), нужно «повернуть» на 180°, чтобы он не работал параллельно транзистору.

Еще одна разновидность усилителей с изменяющимся коэффициентом усиления — усилители с электрически управляемым усилением (рис. 1.38, а). Обычно такие усилители строятся с использованием полевых транзисторов, включенных в цепь ООС вместо низкоомного резистора. Биполярные транзисторы использовать нельзя — их «канал», в отличие от канала полевого транзистора, проводит только в одном направлении; кроме того, потребляемый базой ток зависит от тока коллектора.

Допустим, что движок переменного (подстроечного) резистора R1 переведен в левое по схеме положение, т. е. соединен с общим проводом. В таком случае затвор полевого транзистора (с управляющим р-п-переходом и п-каналом) соединен с истоком и сопротивление канала транзистора практически минимально. При этом коэффициент усиления по напряжению ОУ максимален и равен

$$k_{\text{ус.У}} = \frac{R2 + R_{\text{си}}}{R_{\text{си}}}$$

где $R_{\text{си}}$ — сопротивление канала транзистора. Подбором сопротивления резистора R2 этот коэффициент можно сделать сколь угодно большим.

При уменьшении напряжения на затворе транзистора относительно истока (т. е. при перемещении движка резистора R1 вправо) сопротивление канала транзистора увеличивается. Соответственно уменьшается коэффициент усиления ОУ, и при крайнем правом положении движка резистора R1 транзистор VT1 переходит в режим отсечки (сопротивление канала близко к бесконечности), а усилитель на ОУ DA1 — в режим повторителя (коэффициент усиления равен единице).

Отрицательное напряжение на правом по схеме выводе резистора R1 должно равняться или быть чуть больше (по модулю!) напряжения отсечки используемого полевого транзистора, иначе транзистор будет закрываться не полностью. Впрочем, очень часто именно это от него и требуется — в таком случае напряжение можно уменьшить.

В этой схеме можно использовать и транзисторы с р-каналом, подав на правый по схеме вывод резистора R1 положительное напряжение. При использовании в схеме транзисторов с изолированным затвором (например, транзисторов микросхемы — микросборки серии К547КП1 — р-канальные транзисторы с индуцируемым каналом) нужно помнить, что они при нулевом напряжении на затворе закрыты, поэтому п-канальными транзисторами нужно управлять положительным относительно общего провода напряжением, а р-канальными — отрицательным (рис. 1.38, б).

Усилители с использованием полевых транзисторов в цепи ООС (аналогичные изображенным на рис. 1.38) имеют одну особенность, делающую их похожими на логарифмические усилители. Дело в том, что сопротивление канала полевого транзистора, при неизменном управляющем напряжении, прямо пропорционально зависит от разности напряжений между стоком и истоком, т. е. от

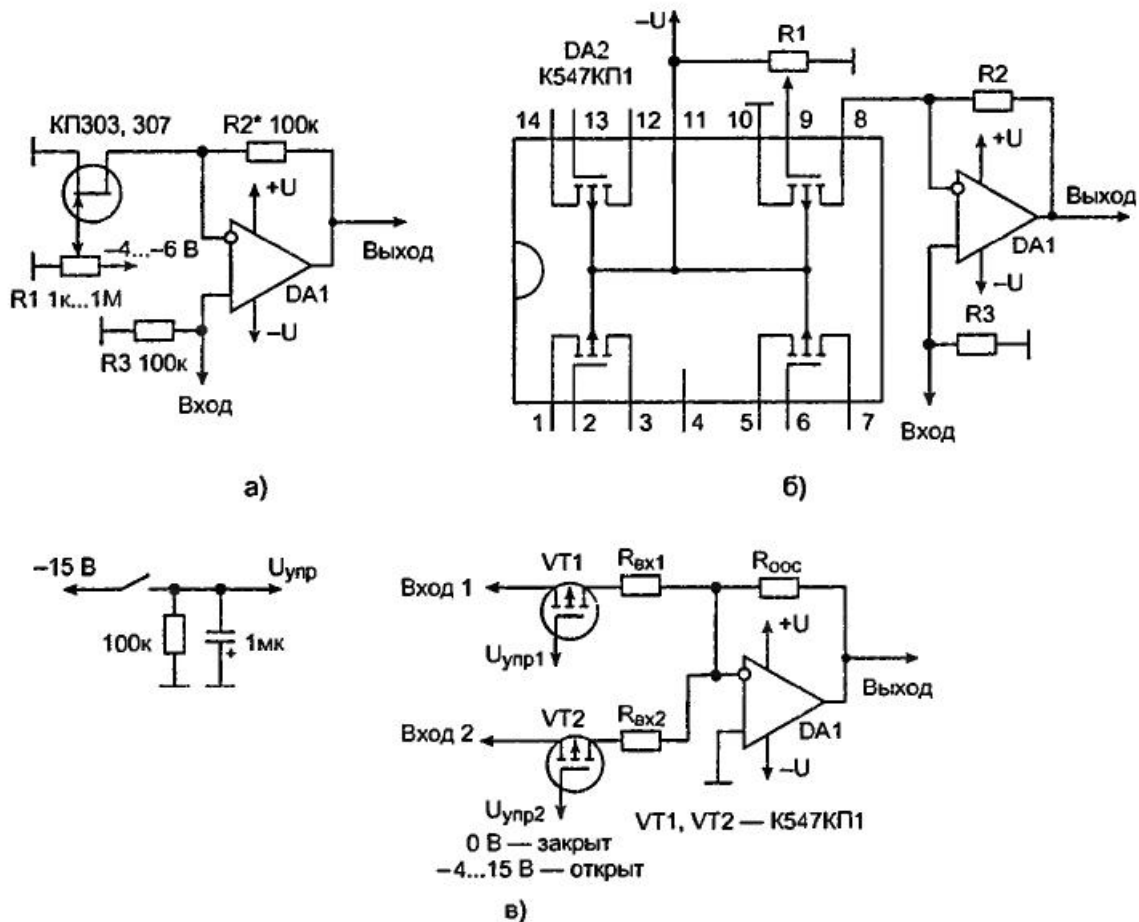


Рис. 1.38. а, б — усилители с электрически управляемым коэффициентом усиления; в — коммутатор аналоговых сигналов на полевых транзисторах

падения напряжения на канале. Как известно, полевой транзистор при неизменном управляющем напряжении представляет собой генератор тока, и сопротивление его канала автоматически (т. е. самим транзистором) изменяется таким образом, чтобы при изменении падения напряжения на канале сопротивление его оставалось неизменным. То есть при падении напряжения на канале, равном 1 В, через канал протекает ток, равный, к примеру, 1 мА. Сопротивление канала равно $1 \text{ В} : 0,001 \text{ А} = 1000 \text{ Ом}$. При увеличении напряжения на канале в 10 раз протекающий через него ток остается неизменным, а это значит, что сопротивление канала увеличилось в 10 раз ($10 \text{ В} : 0,001 \text{ А} = 10.000 \text{ Ом}$). То есть выходной сигнал такого усилителя будет усиливаться только до некоторого предела, после чего начнет очень мягко ограничиваться.

Подавать входной сигнал на исток полевого транзистора, соединив прямой вход ОУ с общим проводом, нежелательно. Но можно. В таком случае, при полностью закрытом транзисторе, сигнал на выходе усилителя будет полностью отсутствовать. Кстати, именно по такому принципу работают высококачественные многоканальные микшеры (смесители) — рис. 1.38, в. На этом рисунке для наглядности показаны только два канала, но их может быть и больше. Сопротивления резисторов $R_{\text{вх}}$ выбираются таким образом, чтобы они были в несколько раз больше сопротивления канала (для K547КП1 — около 100 Ом) используемых полевых транзисторов — тогда этим сопротивлением можно пренебречь;

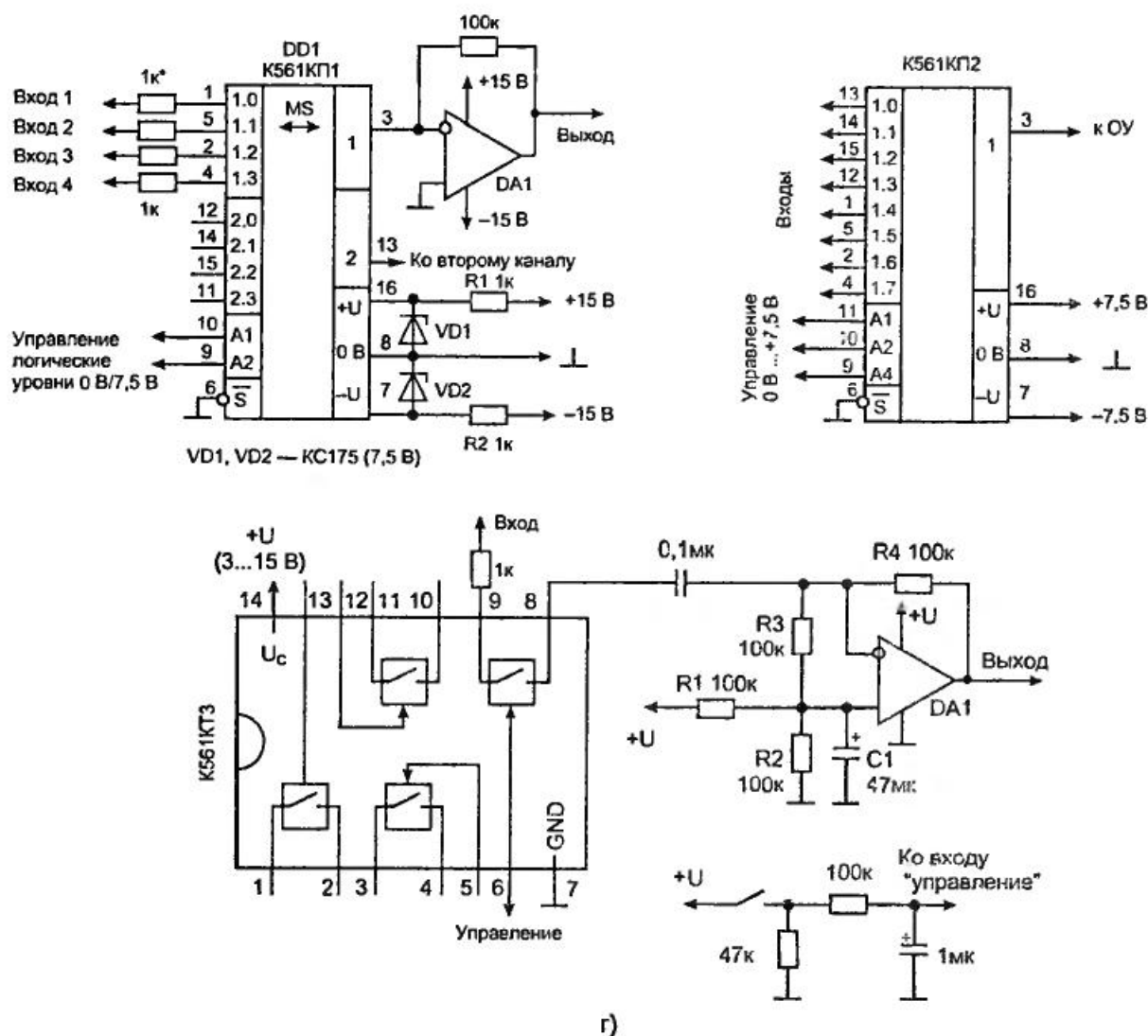


Рис. 1.38. г — коммутаторы аналоговых сигналов на специализированных цифровых микросхемах

сопротивление резистора $R_{\text{ос}}$ выбирается таким, чтобы обеспечить нужное усиление. Если усиление по какому-то каналу нужно сделать («навсегда») чуть меньше — просто увеличьте сопротивление соответствующего резистора $R_{\text{вх}}$.

Каналы включаются подачей на затворы соответствующих транзисторов логических уровней. Обратите внимание, что эти уровни должны быть отрицательными — в схеме используются р-канальные транзисторы. Обычно для полного отпириания транзистора напряжение на его затворе понижают до -15 В, хотя вполне достаточно и $-5...-8$ В. В принципе, транзистору это все равно, но при напряжении, превышающем -20 В, происходит необратимый пробой изоляции затвора — транзистор выходит из строя. Поэтому лучше не рисковать и соблюдать осторожность при экспериментировании.

Одновременно может быть включен как один канал, так и несколько. В последнем случае ОУ работает как сумматор и входные сигналы попросту смешиваются, без всяких искажений. То есть происходит то же самое, когда к одному говорящему человеку на улице добавляется второй, третий... И каждый говорит о чем-то своем — получается какофония, но, если прислушаться, уловить смысл можно.

Управлять полевыми транзисторами можно с помощью цифровых микросхем, например серии К561. В таком случае их отрицательные входы питающего напряжения (вывод 7 или 8) нужно соединить с проводом «-15 В» (желательно уменьшить (по модулю) это напряжение до -9...-12 В — уменьшатся шансы «спалить» и микросхему, и транзисторы), а «положительный» вход (вывод 14 или 16) — с общим проводом. Тогда при уровне лог. «0» на выходе микросхемы транзистор, соединенный с этим выходом, будет открыт, а при уровне лог. «1» — закрыт. В принципе, для управления (коммутирования) аналоговых сигналов в серии К561 выпускаются специализированные микросхемы К561КП1, К561КП2, но они способны работать только при напряжении, не превышающем $\pm 7,5$ В — т. е. нужно ограничивать (с помощью стабилитронов) напряжение питания цифровых микросхем, если аналоговые питаются от «стандартного» источника ± 15 В. Впрочем, большинство аналоговых микросхем начинают нормально работать при напряжении питания более $\pm 2,5...3,0$ В.

При питании ОУ от однополярного источника питания амплитудой не более +15 В в качестве коммутатора можно использовать микросхему К561КТ3 (К176КТ1). Внутри этой микросхемы в каждом канале включено по два полевых транзистора с разным типом канала, поэтому сопротивление между входом и выходом открытого коммутатора практически не зависит от постоянной составляющей входного сигнала (у всех остальных вариантов оно зависит, поэтому постоянная составляющая у них должна равняться 0 ± 1 В) и не превышает 100 Ом. Управляется эта микросхема логическими уровнями, и при уровне лог. «1» на управляющем входе соответствующего канала он открыт.

Практические схемы всех описанных выше цифровых коммутаторов «свалены в кучу» на рис. 1.38, з. Надеюсь, вы сможете разобраться в них самостоятельно. Конденсаторы, подключенные ко входам некоторых коммутаторов, предназначены для устранения щелчков во время переключения, а также для более плавного включения/выключения канала. Резисторы ограничивают протекающий через них ток. Номиналы этих элементов выбираются из соотношения:

$$R \cdot C \geq 0,2...1,0,$$

где R — сопротивление резистора в мегаомах; C — емкость конденсатора в микрофарадах.

Микросхемы К561КП1, КП2 управляются двоичным кодом, подаваемым на их адресные входы А, при этом с выходом соединяется один (и только один!) вход. Управляющее напряжение для микросхем серии К561: лог. «0» — 0 В, лог. «1» — +U. Подав на вход S (вывод 6) микросхем К561КП1, КП2 уровень лог. «1», можно, независимо от информации на адресных входах, отключить выход от входов (т. е. перевести выход микросхемы в Z-состояние).

До сих пор мы заменяли нелинейными элементами (диодами, транзисторами) преимущественно только низкоомные резисторы ООС. Но ими можно заменить и высокоомные резисторы — тогда у нас получатся устройства, работающие по совершенно иным алгоритмам.

Рассмотрим простейший пример — усилитель с включенным в цепь ООС диодом (рис. 1.39, а). Допустим, что напряжение на входе усилителя равно

нулю. Тогда напряжение на выходе ОУ находится в пределах $-U \dots 0$ В (в зависимости от величины и полярности напряжения смещения). При уменьшении напряжения на прямом входе ОУ относительно нуля напряжение на его выходе станет равным $-U$ (т. е. ОУ работает как компаратор).

Теперь начнем увеличивать напряжение на входе усилителя. Как только оно станет больше нуля, напряжение на выходе ОУ начнет плавно увеличиваться — оно всегда будет примерно на $0,6 \dots 0,7$ В больше напряжения на входе. Связано это с тем, что при положительном входном (и, соответственно, выходном — ведь усилитель неинвертирующий) напряжении начинает открываться диод и протекающий через него ток увеличивается. Этот ток создает падение напряжения на резисторе R_1 , и напряжения на обоих входах выравниваются. **Как только они станут равны**, напряжение на выходе уменьшится, одновременно уменьшится и ток через диод.

Из всего вышесказанного можно сделать два вывода:

1. При положительном входном напряжении (при указанной на схеме полярности включения диода) напряжение на инверсном входе ОУ в точности равно (не учитывая напряжения смещения!) входному. При отрицательном входном напряжении диод закрыт и сигнал на инверсный вход «не проходит».

2. Коэффициент усиления схемы равен единице (при $U_{вх} > 0$) и практически не зависит от сопротивления резистора R_1 — нагрузки для диода и выхода ОУ.

Таким образом, если мы параллельно резистору R_1 подключим вольтметр и фильтрующий конденсатор значительной емкости, у нас получится **вольтметр переменного напряжения** (рис. 1.39, б).

Как известно, обычные вольтметры переменного напряжения, в которых измерительный прибор — вольтметр постоянного тока — включен через выпрямительный диод, непригодны для измерения переменного напряжения, меньшего $0,6 \dots 0,8$ В, т. к. при этом диод закрыт и ток через измерительный прибор не течет. Кроме того, и при большем переменном напряжении такой прибор показывает напряжение, на $0,6 \dots 0,8$ В меньше «настоящего».

Электронные вольтметры переменного тока (один из которых и был только что рассмотрен) лишены этого недостатка. Даже несмотря на то, что в них используется все тот же неидеальный диод, падение напряжения на диоде можно не учитывать — его компенсирует ОУ. Напряжение смещения большинства одинарных (т. е. не сдвоенных и не счетверенных) ОУ можно уменьшить до нуля с помощью внешнего подстроечного резистора. Поэтому таким вольтметром можно измерять напряжения от нескольких милливольт и даже меньше.

У этого вольтметра, как и у всех простейших схем, есть свои недостатки. Наиболее серьезные из них — он не усиливает сигнал по напряжению и «отзывается» только на одну полуволну входного переменного напряжения.

Устранить эти недостатки можно, используя мостовую схему включения диодов-выпрямителей (рис. 1.39, в). Эта схема одновременно и проста, и гениальна, поэтому практически во всех промышленно выпускаемых электронных вольтметрах применяется именно она.

В этой схеме используется «стремление» ОУ с включенной ООС поддерживать «всеми силами» напряжение на инверсном входе, в точности равное напряжению на прямом.

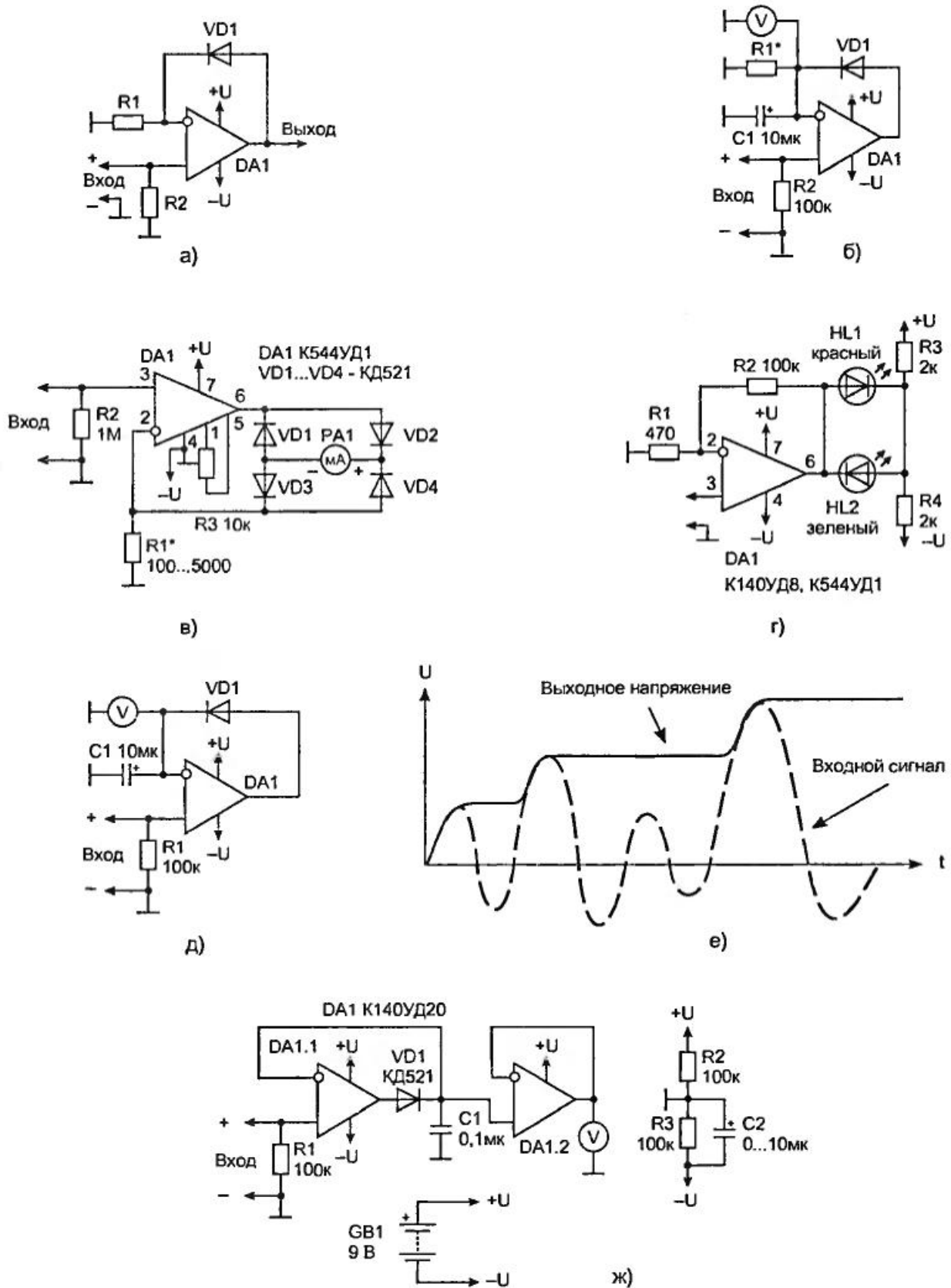


Рис. 1.39. Усилители с нелинейной ООС:

- а — однополупериодный выпрямитель; б — однополупериодный вольтметр;
 в — двухполупериодный (мостовая схема) вольтметр; г — индикатор полярности
 для него; д — пиковый детектор; е — его временная характеристика;
 ж — пиковый детектор с буферным каскадом на выходе

Пока напряжение на входе вольтметра равно нулю, напряжение на выходе ОУ также почти нулевое и через резистор R1 течет ничтожный ток. Регулируя внешним подстроечным резистором R3 напряжение смещения ОУ, этот ток можно уменьшить до нуля.

Теперь подадим на вход ОУ напряжение положительной полярности. В этот момент напряжение на прямом входе ОУ чуть больше напряжения на инверсном, и из-за этого напряжение на его выходе увеличится. По цепи выход ОУ — диод VD2 — миллиамперметр PA1 — диод VD3 — резистор R1 начинает течь ток. Этот ток будет увеличиваться (довольно быстро — в зависимости от скорости нарастания выходного напряжения используемого ОУ) до тех пор, пока падение напряжения на резисторе R1 не сравняется с напряжением на резисторе R2, то есть ток в цепи равен

$$I = \frac{U_{\text{вх}}}{R1} \text{ (закон Ома),}$$

где I — ток в миллиамперах; $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение в вольтах; R1 — сопротивление резистора в килоомах.

Как известно, ток в любом участке неразветвленной цепи одинаков, поэтому ток через миллиамперметр PA1 равен току, протекающему через резистор R1. Изменяя сопротивление резистора R1 (при неизменном входном сопротивлении миллиамперметра PA1), можно изменить коэффициент усиления ОУ, т. е. сделать его таким, чтобы при входном напряжении 1 В миллиамперметр показывал «1 мА», а при напряжении 10 В — 10 мА (или любой другой ток — в зависимости от тока, на который рассчитан имеющийся у вас прибор).

Как видно из рисунка, при положительном выходном напряжении ОУ напряжение на правом по схеме выводе миллиамперметра больше напряжения на левом (т. к. «плюс» «бежит» с выхода ОУ на резистор R1), поэтому полярность включения миллиамперметра должна соответствовать показанной на схеме.

При отрицательном напряжении на входе вольтметра на выходе ОУ устанавливается отрицательное напряжение и ток к резистору R1 течет через диоды VD1 и VD4. При этом на левом по схеме выводе миллиамперметра напряжение меньше, чем на правом (а на правом — больше, чем на левом), т. е. **полярность протекающего через миллиамперметр тока не изменилась**. Этот факт позволяет нам одним и тем же вольтметром измерять и переменное, и постоянное напряжения разной полярности без всяких коммутаций и изменений шкалы прибора.

Для того чтобы вольтметром можно было определить полярность входного напряжения, его можно дополнить простейшим логическим пробником (рис. 1.39, з): пока входное напряжение равно нулю, напряжение на выходе ОУ равно напряжению на общем проводе и ни один светодиод не светится. Как только напряжение на входе станет больше нуля, загорится красный светодиод (положительная полярность), если же оно меньше нуля — загорится зеленый светодиод. При переменном входном напряжении одновременно горят оба светодиода (т. е. они светятся не одновременно, а поочередно: при положительной полярности — красный, а при отрицательной — зеленый; но так как у переменного напряжения

полярности меняются очень быстро, глазом «перемигивание» светодиодов воспринимается как постоянное свечение), причем яркость их свечения чуть ниже, чем при постоянном напряжении.

Коэффициент усиления ОУ логического пробника желательно выбрать побольше (до 1000) — тогда пробник будет обладать максимальной чувствительностью. Но при этом, из-за ненулевого напряжения смещения используемого ОУ, при нулевом входном напряжении может светиться один из светодиодов. В таком случае нужно или уменьшить коэффициент усиления ОУ, или подкорректировать его смещение. Обычно предпочитают первый вариант, хотя чувствительность пробника в результате уменьшится, но и проблем с ним станет меньше.

При эксплуатации вольтметра (рис. 1.39, в) можно заметить одну его особенность: при большом коэффициенте усиления ОУ и нулевом входном напряжении стрелка измерительного прибора РА1 наотрез «отказывается» устанавливаться в нулевое положение, как бы вы не крутили движок резистора R3. Причина этого — **шумы ОУ**.

С радиотехнической точки зрения, шум — это переменное напряжение, амплитуду и частоту которого предсказать невозможно, но постоянная составляющая которого равна нулю. Шум можно услышать, если настроить радиоприемник на такую частоту, на которой нет ни одной радиостанции, и сделать громкость побольше (если в приемнике есть шумоподавитель, его нужно отключить). Возникает шум из-за неидеальности характеристик элементов высокочувствительных входных каскадов. Сильнее всего шумят полупроводники, у которых на пути сигнала стоят р-п-переходы, резисторы и конденсаторы шумят гораздо слабее. «Рекордсмены» по уровню шумов — стабилитроны: их даже используют в качестве генератора шума при настройке передатчиков и усилителей.

Так как шум представляет собой переменное напряжение, то наш вольтметр будет вести себя так, как будто на его вход подали переменное (измеряемое) напряжение некоторой амплитуды, т. е. стрелка миллиамперметра РА1 отклонится от нулевого значения. При увеличении коэффициента усиления ОУ (уменьшением сопротивления резистора R1) амплитуда шумов на выходе ОУ увеличится и стрелка измерительного прибора отклонится еще сильнее. Так как амплитуда шума практически не зависит от напряжения разбаланса входных каскадов, то при изменении положения движка резистора R3 из-за разбаланса входных каскадов, связанного с этим, стрелка прибора будет отклоняться еще сильнее (но не к нулю!).

Для измерения коэффициента шума ОУ его чаще всего включают именно по такой схеме. Но ведь нам нужно измерять входное напряжение, а не шумы! К сожалению, ничего исправить нельзя. Поэтому приходится или уменьшать коэффициент усиления, или выбирать менее шумящий ОУ, или попросту смириться с тем, что при нулевом входном напряжении прибор будет показывать ненулевое значение. Если вы используете стрелочный миллиамперметр, то его стрелку можно принудительно установить на нулевое значение при включенном напряжении питания вольтметра.

И еще один очень важный параметр вольтметра переменного тока: рабочий диапазон частот. «Сверху» он ограничен входной емкостью ОУ и его скоростью

нарастания выходного напряжения, а также максимальной рабочей частотой используемых диодов. При указанных на схеме типах элементов (ОУ и диодов) вольтметр работоспособен на частотах до 1 МГц, при большей частоте он начинает «занижать» величину напряжения, действующего на входе, и на бесконечно большой частоте, при любой амплитуде напряжения, он показывает напряжение, чуть большее нуля. В принципе, и на 1 МГц он немножко занижает величину напряжения, но этот «обман» незначителен и его можно не учитывать.

«Снизу» диапазон рабочих частот вольтметра практически не ограничен, он прекрасно работает и на нулевой частоте (т. е. с постоянным током). Но при частоте входного сигнала 5...20 Гц стрелка прибора начинает заметно дрожать, а то и колебаться. Чтобы устранить колебания, параллельно выводам миллиамперметра можно подключить электролитический конденсатор емкостью десятки-сотни микрофарад.

Настраивается вольтметр по эталонному измерительному прибору. Если его у вас нет, можно обойтись и батарейками: напряжение на них равно 1,4...1,55 В. Правда, точность настройки при этом будет очень невелика. Если у вас есть генератор переменного напряжения с изменяющейся переменным резистором частотой (лучше всего его собрать на цифровых микросхемах), проверьте линейность вольтметра в широком диапазоне частот: подайте на генератор стабилизированное напряжение и к его выходу подключите вольтметр. Так как при изменении частоты выходное напряжение генератора не меняется, то и стрелка измерительного прибора должна указывать одно и то же значение. Если же она «плавает» — АЧХ вольтметра нелинейна; устранить этот дефект можно, заменив используемый в схеме ОУ на другой.

Напряжение питания вольтметра может быть практически любым — большинство современных ОУ начинают работать при напряжении питания более $\pm 1,5$ В. Но так как при увеличении напряжения питания увеличивается скорость нарастания выходного напряжения ОУ, уменьшается его напряжение смещения и улучшается линейность АЧХ, то скупиться при выборе амплитуды напряжения питания не стоит. Если вольтметр будет питаться от сети переменного тока, то напряжение питания желательно выбрать $\pm 10...15$ В. При питании от батарей сойдет, в принципе, и одна 9 В батарейка ($\pm 4,5$ В), но при этом максимальная рабочая частота уменьшится примерно до 200 кГц.

Амплитуда входного напряжения не должна быть больше половины напряжения питания (т. е. при питании ± 15 В — больше $\pm 7,5$ В) — в противном случае вольтметр начнет «врать» (вспомните пример — аналогию с детскими качелями). Если вам нужно измерять большие напряжения, на входе вольтметра нужно поставить делитель напряжения на резисторах — их схемы будут рассмотрены чуть ниже.

Еще одно, довольно интересное устройство получится, если из выпрямителя (рис. 1.39, б) убрать резистор R1 и использовать вольтметр с очень высоким входным сопротивлением (рис. 1.39, д). Получившаяся схема в литературе называется «**пиковый детектор**». Рассмотрим, как он работает.

Пока напряжение на прямом входе ОУ меньше напряжения на инверсном, на выходе ОУ поддерживается уровень лог. «0» и диод VD1 закрыт большим об-

ратным напряжением. Как только напряжение на прямом входе станет чуть больше напряжения на инверсном, напряжение на выходе станет больше напряжения на инверсном входе. А это вызовет отпирание диода VD1, и через него потечет некоторый ток, заряжающий конденсатор C1. Через некоторое время напряжения на обоих входах сравняются, напряжение на выходе уменьшится и протекающий через диод ток уменьшится до нуля. Если сейчас напряжение на прямом входе ОУ снова станет чуть больше напряжения на инверсном (а напряжение на инверсном входе в это время больше нуля — током саморазряда конденсатора и обратным током через диод можно пренебречь, а входное сопротивление вольтметра, разряжающего конденсатор C1, очень велико), то напряжение на его выходе снова увеличится. Это вызовет (через диод VD1) увеличение напряжения на инверсном входе.

То есть напряжение на инверсном входе ОУ пикового детектора всегда равно максимальной амплитуде входного напряжения (рис. 1.39, е). Емкость конденсатора C1 можно выбрать сколь угодно малой, учитывая, что она зависит только от входного сопротивления нагрузки (в нашем случае — вольтметра и входа ОУ). Так как прямое сопротивление диода и выходное сопротивление ОУ ничтожно малы, то время установления напряжения на конденсаторе C1 (т. е. время его заряда от нуля до напряжения на прямом входе ОУ) тоже оказывается очень небольшим. Это позволяет нам измерять с очень высокой точностью (коэффициент усиления ОУ при большой разности напряжений на входах близок к бесконечности — т. е. он работает как компаратор — и при уменьшении разности напряжений, из-за заряда конденсатора C1, он уменьшается до единицы) амплитуду коротких, в том числе и одиночных, импульсов. Измерить амплитуду таких импульсов каким-либо другим способом и с такой же точностью очень сложно.

Так как входное сопротивление практически всех вольтметров невелико, то их желательно подключать не напрямую к конденсатору, а через повторитель напряжения (рис. 1.39, ж). Входное сопротивление повторителя на ОУ огромно, это позволило использовать в схеме конденсатор с ничтожной для такого класса устройств емкостью. Благодаря этому время заряда конденсатора не превышает несколько миллисекунд (максимальный ток заряда ограничивается встроенными цепями защиты выхода ОУ и не превышает 25 мА).

Эта схема рассчитана на работу от одной батарейки напряжением 9 В (работоспособность сохраняется при снижении напряжения питания до 3 В), поэтому для нормальной работы ОУ в схему введен делитель напряжения на резисторах R2 и R3. Конденсатор C2 — необязателен, и его можно убрать. Сопротивление резисторов R2 и R3 должно быть как минимум в 5...10 раз меньше входного сопротивления вольтметра. Но при этом чем меньше их сопротивление, тем больше потребляемый устройством ток (при указанных номиналах элементов он не превышает 1 мА). Входное сопротивление вольтметра может быть любым, но более 1 кОм. ОУ можно использовать любые; при замене DA1.2 на ОУ с полевыми транзисторами на входе емкость конденсатора C1 можно будет уменьшить в десятки раз — в результате уменьшится время выборки (время его заряда), т. е. увеличится быстродействие устройства. Но у ОУ с полевыми транзисторами больше напряжение смещения, т. е. они сильнее «врут».

Пиковый детектор очень просто превратить в измеритель тока короткого замыкания ($I_{кз}$) — для этого нужно только параллельно резистору R1 подключить низкоомный резистор сопротивлением в единицы Ом, а при измерении больших токов — куском медного или любого другого провода диаметром 0,3...3,0 и более (для очень больших токов) миллиметров.

Величина $I_{кз}$ — один из важнейших параметров любого источника питания. Зная напряжение, которое «остается» на выходе источника питания при замыкании его выхода на очень низкоомную нагрузку, можно определить его **выходное сопротивление**. Все это относится не только к сетевым блокам питания, но и к аккумуляторам и конденсаторам (применительно к конденсаторам и аккумуляторам фразу «выходное сопротивление» заменяют на «**внутреннее сопротивление**» — она правильнее). Зная выходное сопротивление блока питания, можно предсказать его поведение при нагрузке его выхода устройством, потребляющим значительный ток, особенно если этот ток импульсный, — большую часть времени устройство потребляет небольшой ток, и лишь на доли секунды потребляемый ток резко возрастает. Такой режим работы характерен для блока питания мощного усилителя мощности звука (УМЗЧ): как известно, музыкальный сигнал — это почти хаотическое сочетание сигналов разной частоты и амплитуды; большую часть времени амплитуда выходного сигнала УМЗЧ имеет некую «среднюю» величину и лишь кратковременно увеличивается в десятки раз (всплеск напряжения). То есть, например, если выходная мощность УМЗЧ, измеренная **инерционным** прибором, равна 10 Вт, то из-за всплесков она может кратковременно (десятые-сотые доли секунды) увеличиваться до 30...40 Вт (имеются ввиду высококачественные усилители, а не «мельницы»).

Получается, что блок питания 10 Вт усилителя должен быть рассчитан на 40 Вт, т. е. он будет в 4 раза больше и примерно во столько же раз дороже. Если это правило не соблюдать, то всплески напряжения (выходного, на нагрузке) будут «садить» блок питания, напряжение питания усилителя будет скачкообразно уменьшаться, из-за этого возникнут искажения выходного сигнала (хрипы). Уменьшив выходное сопротивление блока питания в несколько раз, для питания 10 Вт усилителя можно будет использовать 10...15-ваттный блок питания.

У конденсаторов и аккумуляторов из главнейших параметров можно выделить только три: напряжение, емкость и внутреннее сопротивление. Причем если номинальное напряжение и емкость — это характеристики (также как у многоэтажного здания характеристика — число этажей), то внутреннее сопротивление — показатель качества элемента (конденсатора или аккумулятора). Чем оно ниже, тем качественнее элемент и тем лучше он работает. У идеальных конденсаторов (аккумуляторов) внутреннее сопротивление равно нулю, т. е. вся накопленная ими энергия при коротком замыкании идет в нагрузку, а не «разбазаривается» частично на внутреннем сопротивлении, которое ограничивает ток короткого замыкания (т. е. амплитуду импульса тока — амплитуду всплеска потребляемого тока) и которое вызывает, при импульсном режиме работы, сильный нагрев элемента (нагрев — это выделяющаяся на элемент мощность, а она равна $P = I^2/R$).

К сожалению, измерение $I_{кз}$ и выходного сопротивления источника питания среди радиолюбителей не очень популярно. Связано это, скорее всего, со слож-

ностью подобных измерений: если ток короткого замыкания еще можно измерить с помощью амперметра (при этом велика вероятность того, что вы «спали-те» и блок питания, и амперметр), то выходное сопротивление можно измерить только с помощью пикового детектора. Выходное сопротивление источника питания, при импульсной нагрузке, формируется, в основном, только за счет фильтрующих емкостей (конденсаторов), а они при коротком замыкании очень быстро разряжаются. Импульс тока при этом имеет максимальную амплитуду, ограниченную только внутренним сопротивлением, сразу же после короткого замыкания, и амплитуда его со временем быстро уменьшается до величины тока короткого замыкания источника питания, на выходе которого и стоит этот конденсатор.

Внутреннее сопротивление конденсаторов и аккумуляторов чаще всего определяют эмпирически: заряжают конденсатор до некоторого напряжения, после чего накоротко замыкают его выводы. По величине образующейся при этом искры судят о внутреннем сопротивлении: чем больше искра и чем громче сопровождающий ее треск, тем меньше внутреннее сопротивление, т. е. тем лучше этот конденсатор будет работать (при импульсной нагрузке источника питания).

Очевидно, что этот метод крайне примитивен — ни о каких точных измерениях (а это основа радиоэлектроники) здесь не может быть и речи. А разряжать конденсатор через амперметр бессмысленно — он разрядится до нуля раньше, чем стрелка инерционного прибора успеет хоть немножко отклониться.

При использовании пикового амперметра (на основе пикового детектора) такой проблемы не будет: конденсатор детектора заряжается практически мгновенно, а разряжается очень медленно, поэтому импульс входного тока может быть очень коротким.

Для превращения пикового детектора в пиковый амперметр резистор R1 нужно заменить резистором или куском проволоки сопротивлением 0,1 Ом. Тогда при показаниях вольтметра, например, 1 В входной (импульсный или постоянный) ток будет равен $1 \text{ В} : 0,1 \text{ Ом} = 10 \text{ А}$, т. е. показания вольтметра, для того чтобы перевести их в амперы, нужно будет умножить на 10. Изменив сопротивление резистора R1, можно изменить этот множитель в любую сторону.

Измерить внутреннее сопротивление конденсатора очень просто: конденсатор заряжается до некоторого напряжения U, после чего разряжается через резистор R1 амперметра, при этом нужно соблюдать полярность (отрицательный вывод конденсатора соединяется с общим проводом амперметра, а положительный — с верхним по схеме выводом резистора R1). Внутреннее сопротивление конденсатора определяется по формуле:

$$R_{\text{вн}} = \frac{U}{I},$$

где $R_{\text{вн}}$ — внутреннее сопротивление в омах; U — напряжение, до которого был заряжен конденсатор, в вольтах; I — показания амперметра, в амперах.

При этом из-за небольшой инерционности пикового детектора его показания, возможно, будут несколько занижены. Поэтому для большей точности измеряемый конденсатор нужно несколько раз зарядить-разрядить, не разряжая

конденсатор С1 детектора, — до тех пор, пока стрелка прибора после очередного импульса тока от разряжаемого конденсатора не перестанет отклоняться.

Инерционность детектора можно уменьшить, используя скоростные ОУ с полевыми транзисторами на входе — при этом нужно уменьшить емкость конденсатора С1, но у таких ОУ больше напряжение смещения и его труднее регулировать. Впрочем, при использовании сдвоенного ОУ К574УД2 напряжение смещения (постоянное напряжение на выходе при нулевом входном напряжении) было около 0,02 В — это очень мало, т. е. очень хорошо. Но этот ОУ начинает работать при напряжении питания (однополярном) более 6,0 В. Внешняя коррекция напряжения смещения у него не предусмотрена.

Таким способом можно измерить внутреннее сопротивление только у обладающих значительной емкостью конденсаторов — все остальные слишком быстро разряжаются. Внутреннее сопротивление конденсаторов небольшой емкости (менее 10 мкФ) обычно измеряют, пропуская через конденсатор высокочастотный ток. При этом их емкостное сопротивление теоретически должно уменьшаться до нуля, но практически оно уменьшается только до значения внутреннего сопротивления.

Внутреннее сопротивление конденсаторов разных типов находится в следующих пределах: для электролитических — 0,1...10 Ом, для танталовых — 0,5...2 Ом, у пленочных и керамических оно составляет доли Ома. Поэтому тип фильтрующего (т. е. стоящего параллельно выводам питания устройства) выбирают в зависимости от частоты, на которой это устройство работает: в высокочастотных устройствах применение электролитических конденсаторов бессмысленно и вместо них нужно ставить пленочные и керамические — их внутреннее сопротивление в сотни раз меньше, то есть они в сотни раз лучше сглаживают пульсации напряжения питания, а емкостное сопротивление на высоких частотах и тех, и других близко к нулю (напомню, что оно зависит от емкости конденсатора и частоты сигнала, с которым конденсатор работает:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C},$$

где X_C — в Омах; f — в мегагерцах; C — в микрофарадах; $2\pi = 6,28$).

Емкостное сопротивление фильтрующего конденсатора на рабочей частоте должно быть меньше внутреннего. На низких частотах (менее 10 кГц) нужно ставить электролитические или танталовые: они при небольших габаритах обладают значительной емкостью, т. е. их емкостное сопротивление на рабочей частоте будет небольшим; пленочные и керамические конденсаторы при тех же размерах обладают гораздо меньшей емкостью, а ставить в схему дорогущих «монстров» решится не каждый. В устройствах, которые одновременно работают и на низких, и на высоких частотах (например, радиоприемник или передатчик), нужно одновременно ставить и «электролиты», и «пленочники», причем в высокочастотной части пленочных (керамических) конденсаторов должно быть больше.

В блоках питания низкочастотных устройств (например, усилителей мощности) основной упор должен делаться на увеличение емкости конденсаторов. Чем больше емкость конденсатора, тем меньше его внутреннее сопротивление

(т. к. площадь обкладок конденсатора при этом увеличивается, а диэлектрик во всех типах электролитических конденсаторов практически одинаковый) и, что логично, меньше емкостное сопротивление. Емкость фильтрующих конденсаторов (в микрофарадах) УМЗЧ должна быть в 100...300 раз больше максимальной выходной мощности (в ваттах), т. е. для 50-ваттного УМЗЧ минимальная емкость фильтрующих конденсаторов — 4700 мкФ.

Фильтрующие конденсаторы должны быть расположены как можно ближе к мощным транзисторам — ведь провода, которыми конденсаторы соединены со схемой, тоже имеют некоторое сопротивление, и в некоторых случаях оно может превысить внутреннее сопротивление конденсатора, что совершенно недопустимо. Для уменьшения сопротивления проводов их желательно выбирать потолще или впаять параллельно несколько тонких проводов.

Если сравнительно низкочастотная схема собрана на основе высокочастотных активных элементов (ОУ, транзисторов), то в некоторых случаях (при неправильно разведенной печатной плате — правильно сделать это может только специалист с многолетним стажем, а также из-за «неидеальности» элементов) возможно высокочастотное самовозбуждение схемы. Выражается это (для УМЗЧ) искажением выходного сигнала, появлением писка (воя), а также сильным нагревом транзисторов выходного каскада при отсутствии входного сигнала и нормальном токе покоя.

Бороться с самовозбуждением довольно непросто. Как правило, возбуждается только один каскад, а все остальные усиливают его колебания. Устранить самовозбуждение (высокочастотное) можно с помощью керамических или, что лучше, пленочных (у них меньше $R_{вн}$) конденсаторов емкостью 0,047 мкФ и более, подключенных параллельно выводам питания возбуждающегося каскада. Помогает также замыкание входного сигнала на общий провод через конденсатор емкостью несколько тысяч пикофард (если высокочастотные помехи поступают от источника сигнала), но в этом случае ослабляется высокочастотная составляющая усиленного сигнала. Иногда самовозбуждение возникает из-за значительной емкости (индуктивности) нагрузки — в этом случае для устранения его на выходе усилителя включается так называемая «цепочка Бушера» — цепь из последовательно соединенных резистора сопротивлением 10 Ом (1...33 Ом) и конденсатора емкостью 0,1 мкФ (0,033...0,22 мкФ), включенная между выходом усилителя и общим проводом (длина проводов между усилителем и этой цепочкой должна быть минимальной!). В низковольтных усилителях (до 20 В) нужен только конденсатор — резистор можно закоротить.

Внутреннее сопротивление аккумуляторов измеряется так же, как и у конденсаторов. В принципе, т. к. емкость аккумуляторов гораздо больше емкости конденсаторов, его можно измерить и обыкновенным амперметром. Но у малогабаритных аккумуляторов его лучше измерять пиковым амперметром. Ток короткого замыкания аккумуляторов — от единиц до тысяч ампер т. е. при коротком замыкании выделяется в виде тепла очень большая мощность; кстати, по этому току можно судить о емкости аккумулятора, а по изменению напряжения на выводах аккумулятора при подключении мощной нагрузки — о его степени заряженности.

Во всех случаях использования пикового детектора (рис. 1.39, ж) напряжение на прямом входе DA1.1 не должно превышать напряжение питания, иначе ОУ может выйти из строя; при напряжении питания $\pm 4,5$ В точность измерения входного напряжения этой схемой максимальна, если входное напряжение не превышает $\pm 2...2,5$ В. Протекающий через вольтметр ток не должен превышать $5...10$ мА (это относится ко всем схемам на рис. 1.39; минимальный ток может быть любым), т. к. в схемах используются маломощные ОУ. Измерять вольтметром напряжение на собственном источнике питания нежелательно, а измерять его ток короткого замыкания и внутреннее сопротивление вообще нельзя.

Еще одна разновидность регулируемых усилителей — **усилители с автоматической регулировкой усиления (АРУ)**. Они незаменимы в многоканальных системах — когда сигналы от разных источников, имеющих разное выходное напряжение, нужно усилить до одного и того же уровня и вывести на один, общий для всех источников выход. Использование в таких системах усилителей с АРУ позволяет отказаться от «выравнивающих» регуляторов громкости на выходе каждого канала.

Принцип действия усилителя с АРУ очень похож на таковой для логарифмического усилителя. Но у них есть одно существенное отличие: коэффициент усиления у усилителя с АРУ при изменении амплитуды входного сигнала изменяется не мгновенно (как у логарифмического), а очень плавно, причем скорость изменения коэффициента усиления можно менять в широких пределах.

Как известно, логарифмический усилитель усиливает только слабые сигналы (амплитуда которых меньше порога ограничения), а более сильные сигналы, наоборот, ослабляются. То есть и шепот, и крик на выходе такого усилителя будут иметь одинаковую громкость. Линейным такой вид усиления назвать очень сложно...

Усилитель с АРУ работает по совершенно иному алгоритму. Из-за значительной инерционности изменения коэффициента усиления, он ослабляет (или усиливает) в равной мере как слабые сигналы, так и более сильные — т. е. шепот на выходе будет звучать как шепот, а крик — как крик (отношение амплитуды этих сигналов на выходе усилителя с АРУ равно отношению их амплитуд во входном сигнале). Но если **средняя** громкость (амплитуда) входного сигнала по какой-либо причине станет меньше или больше нормы, коэффициент усиления усилителя с АРУ начнет плавно изменяться и через некоторое время (доли-единицы секунд) средняя громкость выходного сигнала станет близкой к нормальной.

Простейшая схема усилителя с АРУ изображена на рис. 1.40, а. На ОУ DA1 собран неинвертирующий линейный усилитель, его коэффициент усиления зависит от сопротивления резистора R1 и канала полевого транзистора VT1. В качестве регулирующего транзистора (VT1) можно использовать только полевые — им, в отличие от биполярных, безразлично, в какую сторону течет ток через канал, т. е. через их канал можно пропускать переменный ток (при условии, что его амплитуда невелика, иначе разность напряжений между каналом и затвором будет сильно колебаться и в результате, в такт ему, будет изменяться и сопротивление канала). Из полевых транзисторов в усилителях с АРУ проще всего использовать транзисторы с управляющим p-n-переходом (КП303, КП307).

При нулевом входном напряжении напряжение на выходе усилителя равно нулю, конденсатор С2 разряжен через резистор R4, напряжение между затвором и истоком транзистора VT1 равно нулю и сопротивление канала транзистора минимально — гораздо меньше сопротивления резистора R2. В таком режиме коэффициент усиления усилителя максимален и его можно изменить подбором сопротивления резистора R2.

При подаче на вход усилителя усиливаемого сигнала на его выходе появится переменное напряжение, имеющее некоторую амплитуду. Отрицательная составляющая этого напряжения ответвляется в цепь АРУ и заряжает конденсатор С2. Напряжение на затворе транзистора относительно истока уменьшается, из-за этого увеличивается сопротивление его канала; так как при этом отношение сопротивления резистора R2 к сопротивлению канала транзистора VT1 уменьшается, то уменьшается и коэффициент усиления ОУ DA1. А так как напряжение на выводах конденсатора может изменяться **только плавно**, то и сопротивление канала транзистора VT1, и коэффициент усиления ОУ тоже изменяются очень плавно. Кстати, убрав этот конденсатор, мы получим логарифмический усилитель, правда, характеристики его будут не очень хорошими.

Коэффициент усиления будет уменьшаться до тех пор, пока не наступит некоторое равновесие, при котором ток заряда (через R3) конденсатора С2 равен току разряда (через R4); если амплитуда входного сигнала неизменна, то коэффициент усиления также не будет изменяться. При этом он остается постоянным вне зависимости от амплитуды и полярности выходного напряжения — конденсатор С2 сглаживает пульсации (т. е. полезный сигнал) напряжения на выходе. Но это только в цепи АРУ — выходной сигнал при этом не «сглаживается».

При дальнейшем увеличении амплитуды входного/выходного напряжения сопротивление канала транзистора VT1 продолжает увеличиваться. При амплитуде напряжения на выходе, примерно равной 3,5...4,5 В, полевой транзистор полностью закрывается (режим отсечки) и усилитель на ОУ DA1 «превращается» в повторитель напряжения (коэффициент усиления равен единице). При дальнейшем увеличении амплитуды входного напряжения система АРУ не работает и выходной сигнал не ограничивается.

При плавном увеличении амплитуды входного сигнала от нуля до максимального значения коэффициент усиления ОУ вначале уменьшается очень медленно (диод VD1 полностью закрыт до тех пор, пока выходное напряжение не превышает $\pm 0,7$ В), после чего быстро уменьшается до единиц-десятков раз и потом снова медленно уменьшается до 1. Это связано с особенностями работы полевого транзистора (см. рис. 1.8) при изменении напряжения на затворе.

Все это графически проиллюстрировано на рис. 1.40, б. Пока диод VD1 закрыт, АРУ не работает и коэффициент усиления усилителя максимален, вне зависимости от входного напряжения. И только когда выходное напряжение превысит 0,7 В, напряжение на конденсаторе С2 начнет изменяться — АРУ включится.

В некоторых случаях это недостаток. Устранить его можно только заменой диода VD1 идеальным выпрямителем, падение напряжения на котором при прямом включении равно нулю. Один из таких выпрямителей мы рассмотрели ра-

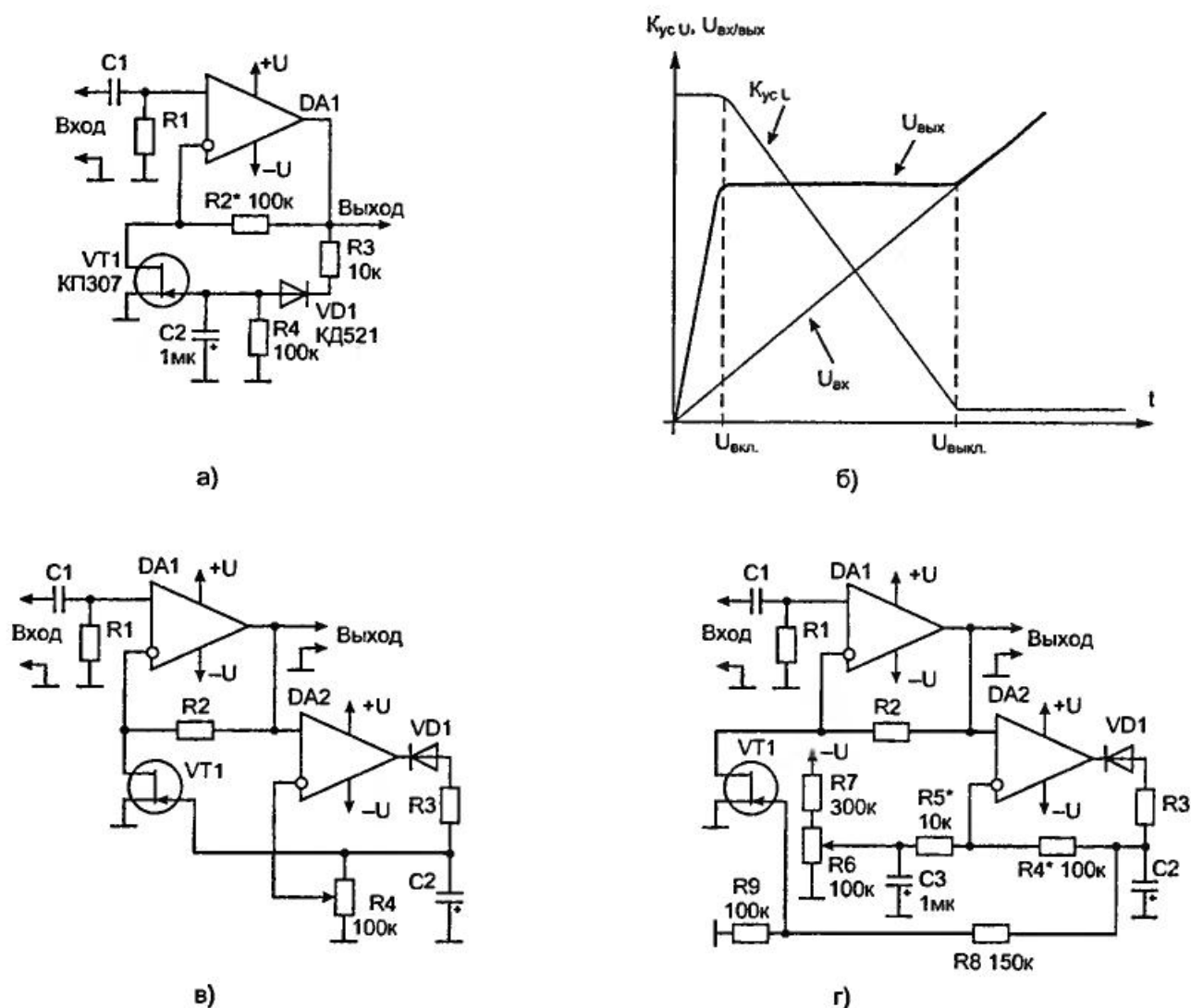


Рис. 1.40. Усилители с АРУ: а — простейшая схема; б — ее характеристики; в — усилитель с «идеальным» выпрямителем; г — усилитель с регулируемой амплитудой выходного напряжения

нее; схема усилителя с АРУ на его основе изображена на рис. 1.40, в. Недостаток этой схемы — нужно 2 ОУ, но ничто не дается даром...

Работает эта схема точно так же, как и вышеописанная. Заряжается конденсатор $C2$ при отрицательной полуволне входного напряжения (для ОУ DA2) через диод VD1 и токоограничивающий резистор R3 (он нужен для уменьшения нагрузки на диод и выход ОУ, а также для того, чтобы напряжение на конденсаторе изменялось плавно, а не резко), а разряжается — через резистор цепи ООС, в качестве которого используется «переменный» R4 (в зарубежной и переводной литературе переменные резисторы называют «триммером»).

Допустим, что движок резистора R4 находится в верхнем по схеме положении, т. е. соединен с отрицательным выводом конденсатора $C2$. В таком случае коэффициент усиления ОУ DA2 равен единице и полевой транзистор полностью закроется (напряжение на его затворе уменьшится до $-3,5...-4,0$ В) при амплитуде напряжения на выходе DA1, равной $\pm 3,5...4,0$ В. При перемещении движка переменного резистора вниз начнет увеличиваться коэффициент усиления ОУ

DA2, и транзистор VT1 полностью закроется уже при меньшей амплитуде выходного напряжения DA1 — при коэффициенте усиления 3,5 он полностью закроется при амплитуде выходного напряжения $\pm 1,0$ В, а при коэффициенте усиления 35 — при амплитуде $\pm 0,1$ В.

Еще одна интересная схема усилителя с АРУ изображена на рис. 1.40, г. Она незаменима в тех случаях, когда оконечный усилитель (нагрузка для рассматриваемой схемы) предъявляет весьма жесткие требования к амплитуде входного сигнала.

Амплитуду выходного напряжения, при котором должна включаться система АРУ, можно изменять в широких пределах с помощью резистора R6. Резистор R7 можно закортить, но тогда, если напряжение включения АРУ гораздо меньше (в 5...10 и более раз) напряжения питания, настроиться будет сложнее. Конденсатор C3 нужен для фильтрации управляющего напряжения — чтобы на прямом входе DA2 оно было постоянным, а не пульсирующим (ведь колебания напряжения питания неизбежны в любой более-менее сложной схеме; это один из немногих случаев, когда проще не устранять причину пульсации, а бороться с ее последствиями), и его емкость может быть любой, но больше 1 мкФ (для указанного на схеме номинала резисторов R6 и R7). Параллельно ему желательно подключить любой неэлектролитический емкостью 0,047 и более микрофарад.

Как только амплитуда входного сигнала (для DA2) превысит постоянное отрицательное напряжение на движке резистора R6, напряжение на выходе DA2 уменьшится и начнет заряжаться конденсатор C2. Одновременно через резистор R4 уменьшится напряжение на инверсном входе DA2 (чем меньше его сопротивление, по сравнению с сопротивлением резистора R5, тем сильнее оно уменьшится), и в какой-то момент оно станет меньше напряжения на прямом входе — после этого напряжение на конденсаторе C2 перестанет уменьшаться. Одновременно через резистивный делитель R8–R9 напряжение на затворе полевого транзистора VT1 уменьшится — сопротивление его канала увеличится и коэффициент усиления усилителя на DA1 уменьшится.

Благодаря значительному коэффициенту усиления усилителя АРУ DA2 даже при незначительном превышении выходным сигналом DA1 некоторого заранее установленного (резистором R6) уровня, протекающий через резистор R3 ток резко увеличивается. То есть амплитуда выходного напряжения поддерживается на определенном уровне с очень высокой точностью — у такого усилителя, собранного на микросхеме LM2904, при изменении амплитуды входного сигнала с 0,1 до 2,0 В (среднеквадратичное значение) выходное напряжение изменялось всего на 5...10%. Причем предварительно усилитель практически не настраивался — я только убедился в исправности всех деталей.

Назначение некоторых элементов. Так как напряжение питания ОУ в моей схеме составляло ± 15 В, а напряжение отсечки полевого транзистора КП307Б — всего 3,5 В, то с целью увеличения амплитуды напряжения на конденсаторе C2 (благодаря этому улучшится работа цепи ООС усилителя DA2) управляющее напряжение на затвор транзистора VT1 подается через делитель напряжения на резисторах R8 и R9. Напряжение на затворе этого транзистора равно 3,5 В при напряжении на конденсаторе C2, равном 8,75 В. Увеличивать

коэффициент деления этого делителя нежелательно, особенно если вы будете использовать полевые транзисторы с неизвестным вам напряжением отсечки.

От емкости конденсатора $C2$ зависит время, за которое коэффициент усиления $DA1$ будет плавно изменяться. При слишком малой емкости этого конденсатора усилитель искажает сигнал (т. е. работает как логарифмический усилитель), при слишком большой — схема становится «сонной», т. е. коэффициент усиления $DA1$ изменяется слишком медленно.

От соотношения сопротивления резисторов $R4$ и $R5$ зависит коэффициент усиления ОУ $DA2$, а от него — точность поддержания амплитуды выходного напряжения ОУ $DA1$ на установленном с помощью резистора $R6$ уровне. Коэффициент усиления $DA2$ должен быть неким «средним» (когда он слишком мал, то и точность работы системы АРУ невелика; когда он слишком велик ОУ $DA2$ может самовозбудиться, что еще хуже), поэтому оба резистора желательно заменить одним переменным или подстроечным (его средний вывод — движок — соединить с инверсным входом ОУ, а крайние выводы — с конденсаторами $C2$ и $C3$). Изменяя положение его движка, добиваются наиболее приемлемой работы системы АРУ.

1.7. Усилители со сложной обратной связью

В аналоговой технике наряду с усилителями сигнала широко распространены и генераторы сигналов. И это логично — ведь для того, чтобы что-то усилить (преобразовать), это «что-то» нужно где-то взять. А разнообразные источники шума, к которым относятся магнитофоны, радиоприемники и пр., не всегда «под рукой». Поэтому при налаживании радиоаппаратуры, наряду с вышеупомянутыми источниками сигналов, очень часто используют и генераторы. К тому же частота генератора всегда известна (в отличие от частоты музыкального сигнала, измерить которую, в прямом смысле этого слова, практически невозможно), и ее можно изменять в широких пределах, причем тогда, когда нам этого хочется.

Генераторы импульсов на аналоговых микросхемах очень часто используются и в цифровой технике. Как известно, цифровые микросхемы практически непригодны для работы в режиме генератора: при плавно нарастающем входном напряжении (по такому принципу работают все генераторы с время задающей RC-цепочкой) у них обычно возникают сквозные токи в выходных каскадах, что приводит к кратковременному резкому увеличению потребления тока. Следствия этого — возникновение пульсаций на шинах питания. И если на повышение потребляемого тока еще можно «закрыть глаза», то с пульсациями приходится бороться. А это очень непросто.

Аналоговые микросхемы рассчитаны специально на работу с плавно изменяющимся напряжением, поэтому возникновение сквозных токов в их выходных (мощных) каскадах невозможно в принципе. То есть они не генерируют помехи в цепи питания и их потребляемый ток всегда минимален.

Генераторы на аналоговых микросхемах, с времязадающей RC-цепочкой, чаще всего собираются на основе триггера Шмитта (рис. 1.41, а) — это единст-

венная схема, для работы которой нужен один ОУ (генераторы на основе интегратора нуждаются в ОУ с прямым и инверсным выходами, т. е. практически в двух ОУ или ОУ + транзистор, а также в двух RC-цепочках; такие генераторы очень часто называются мультивибраторами. Помимо интегратора, в мультивибраторе можно использовать и два активных (т. е. не пассивных) дифференциатора (ФВЧ), в том числе и собранных на транзисторах, но и в этом случае нужно две цепочки). Собрать на основе ОУ генераторы, используя катушки индуктивности или кварцевые резонаторы, сложнее (но необходим только один ОУ), к тому же кварцевые резонаторы прекрасно работают с цифровыми микросхемами — из-за особенностей такого генератора, сквозные токи в выходных каскадах и помехи в цепях питания практически не возникают.

Работает генератор, изображенный на рис. 1.41, а, очень просто. Допустим, что сопротивления резисторов $R_2...R_4$ равны и на выходе ОУ DA1 установлен уровень лог. «1». Тогда напряжение на прямом входе DA1 равно $3/4$ напряжения питания и конденсатор C1 заряжается через резистор R1. Как только напряжения на обоих входах ОУ сравняются (после чего напряжение на инверсном входе станет чуть больше — ведь конденсатор продолжает заряжаться), напряжение на его выходе начнет уменьшаться. При этом будет уменьшаться и напряжение на прямом входе — из-за влияния резистора R4. Разность напряжений между входами станет еще больше (ведь к инверсному входу подключен конденсатор, напряжение на котором изменяется только плавно), и это вызовет еще более резкое уменьшение выходного напряжения. Произойдет лавинообразный (самоускоряющийся) переход выхода ОУ из состояния лог. «1» в лог. «0», и напряжение на его прямом входе скачкообразно уменьшится до $1/4$ напряжения питания. Конденсатор C1 начнет разряжаться, и, как только напряжение на его обкладках станет меньше $1/4$ напряжения питания (т. е. напряжения на прямом входе ОУ), выход генератора снова лавинообразно переключится в состояние лог. «1» и все вышеописанные процессы повторятся.

Увеличение и уменьшение напряжения на выходе ОУ (соответственно, фронт и спад выходного сигнала) происходит практически мгновенно и зависит только от быстродействия (скорости нарастания выходного сигнала) используемого в схеме ОУ. У большинства даже «неидеальных» ОУ оно столь значительно, что при согласовании такого генератора даже с довольно «скоростными» цифровыми микросхемами структуры ТТЛ (и их КМОП-аналогами) не возникает никаких проблем. Но все же для работы с ТТЛ-микросхемами в качестве ОУ желательно выбрать микросхемы серий К544, КР574 — у них больше скорость нарастания выходного напряжения. С обычными КМОП-микросхемами нормально работают и «древние» ОУ 140-й серии.

Так как цифровые микросхемы, как правило, рассчитаны на однополярное напряжение питания, то для искусственного формирования «половины напряжения питания» в схему введены резисторы R2 и R3. При отключенном резисторе R4 напряжение на прямом входе ОУ равно $2/4$ напряжения питания. Если же сопротивление резистора R4 равно сопротивлению резисторов R2 и R3, напряжение на прямом входе, в зависимости от уровня на выходе ОУ, может быть или $1/4$, или $3/4$ напряжения питания. Если сопротивление резистора R4 уве-

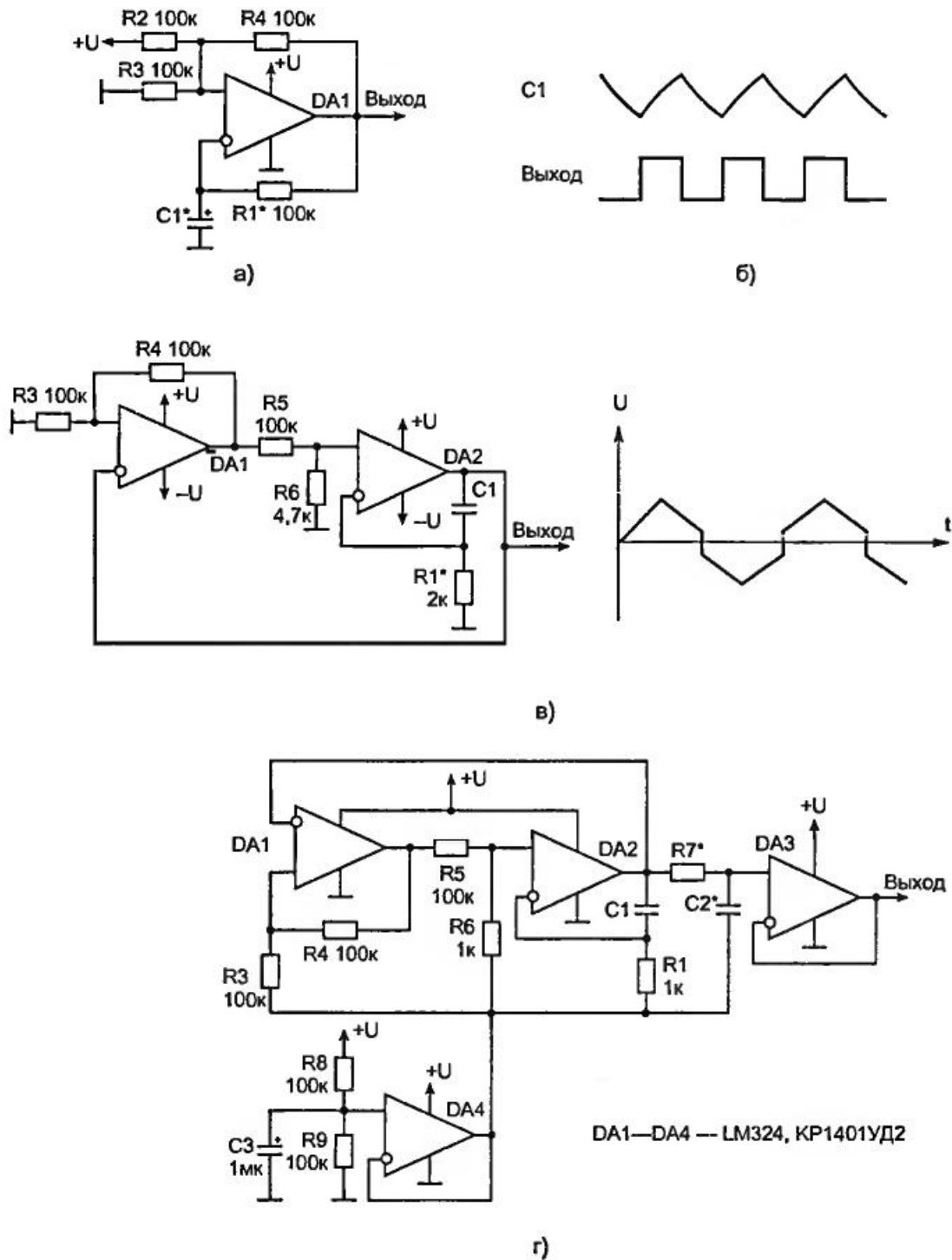


Рис. 1.41. Генераторы импульсов: а — «стандартная» схема; б — эюры напряжений в разных точках этой схемы; в — генератор треугольных импульсов (с генератором тока); г — генератор синусоиды на его основе

личить, то амплитуда колебаний напряжения на входах ОУ уменьшится — это вызовет увеличение частоты колебаний на выходе схемы (так как напряжение на конденсаторе $C1$ в таком случае должно будет изменяться в меньших пределах, т. е. он будет быстрее заряжаться/разряжаться до напряжения на прямом входе; это вызовет увеличение частоты переключения ОУ); при уменьшении сопротивления резистора $R4$ частота выходного сигнала, наоборот, уменьшится.

Но слишком сильно уменьшать его сопротивление нельзя — иначе напряжение на прямом входе может выйти за пределы рабочего диапазона (напряжение на любом входе ОУ должно быть чуть больше напряжения на отрицательном выводе питания и чуть меньше напряжения на положительном; из этого правила есть исключения — в частности, серия К544 и LM358, LM2904 и некоторые другие: у них входное напряжение может быть в пределах $-U_{\text{пит}} \dots +U_{\text{пит}} - 1,5 \text{ В}$) и в результате генератор заблокируется (остановится).

Лучше всего изменять частоту генерации с помощью резистора R1 — его сопротивление может быть от 1 кОм (чтобы не перегружать выход ОУ) до нескольких мегаом (пока не начнет сказываться входной ток ОУ). В качестве этого резистора обычно используют подстроечный или переменный. Емкость конденсатора C1 также можно изменять в широких пределах — его можно выбирать любой величины.

Напряжение на выходе ОУ, как уже отмечалось выше, имеет прямоугольную форму. Но для настройки усилителей обычно используют синусоидальное напряжение — такой сигнал по своей структуре (спектру) гораздо проще прямоугольного и обработать его тоже проще. Практически синусоидальное напряжение можно «снять» с выводов конденсатора C1 (рис. 1.41, б), но сопротивление нагрузки в таком случае должно быть очень велико (т. е. ее нужно подключать через повторитель) — по крайней мере, в 5...10 раз больше сопротивления резистора R1. Напряжение на конденсаторе C1 имеет такую «пилообразную» форму из-за особенности резисторов, через которые конденсатор заряжается: чем больше разность напряжений между инверсным входом ОУ и его выходом, тем больше протекающий через резистор ток (закон Ома — $I = \frac{U}{R}$), а чем боль-

ше зарядный ток, тем быстрее изменяется напряжение на выводах конденсатора. «Чистую» синусоиду с помощью таких генераторов получить очень сложно: для этого нужно использовать элементы, сопротивление которых увеличивается при увеличении протекающего через них тока (терморезисторы, сопротивление которых при нагреве, вызванном выделяющейся на резисторе мощности, увеличивается, или лампы накаливания — у них тоже холодная спираль имеет меньшее сопротивление, чем нагретая). На практике синусоидальное напряжение обычно получают из треугольного («пилы»), сглаживая импульсы интегратором.

Генератор треугольных импульсов получается из генератора прямоугольных, в котором частото задающий резистор заменен генератором тока (рис. 1.41, в). Так как ток через генератор тока в генераторе импульсов должен протекать в обоих направлениях, то использовать в этой схеме генераторы тока на транзисторах, пропускающие ток только в одном направлении, нельзя. К тому же на транзисторных генераторах тока падает слишком большое напряжение. Поэтому в схеме пришлось использовать генератор тока на основе ОУ. Недостаток такой схемы — нужно двухполярное напряжение питания для ОУ.

Входной сигнал на генератор подается с выхода триггера Шмитта через делитель напряжения на резисторах R5 и R6. Резистор R1 — «измерительный»: напряжение на выходе ОУ DA2, за счет ООС, всегда поддерживается таким, чтобы падение напряжения на этом резисторе равнялось напряжению на пря-

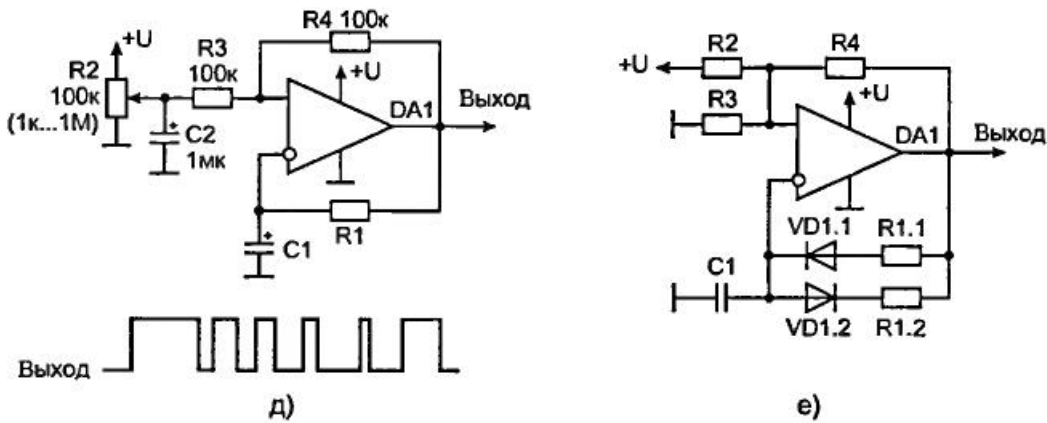


Рис. 1.41. Генераторы импульсов:
д, е — генераторы с изменяемой скважностью импульсов

мом входе ОУ. Амплитуда напряжения на прямом входе DA2 всегда одинакова, и, в зависимости от уровня на выходе DA1, меняется только его полярность (при указанных на схеме номиналах резисторов R5, R6 и напряжений питания ± 15 В напряжение на прямом входе ОУ DA2 равняется или $-0,6$ В, или $+0,6$ В — в зависимости от полярности напряжения на выходе DA1). Поэтому и протекающий через резистор R1 и, соответственно, конденсатор C1, ток всегда одинаков, т. е. напряжение на конденсаторе изменяется линейно, как это показано на графике.

Для улучшения работы генератора треугольных импульсов желательно уменьшить до минимума сопротивление резистора R1. При этом можно будет уменьшить падение напряжения на нем — в результате амплитуда вертикальных участков изменения выходного напряжения (см. график) станет меньше, т. е. сигнал будет сильнее походить на идеальный треугольник. При использовании отечественных недорогих ОУ минимальное падение напряжения на резисторе R7 (оно устанавливается подбором сопротивления резистора R6 — в качестве его можно поставить подстроечный) не должно быть меньше 0,01 В, при этом желательно подкорректировать напряжение смещения ОУ DA2, при использовании прецизионных ОУ его можно уменьшить до 0,001 В и даже меньше.

Изменяя сопротивление резистора R1, при неизменном сопротивлении резисторов R5 и R6, можно изменять скорость заряда/разряда конденсатора C1 (т. к. при этом изменяется протекающий через конденсатор и резистор ток — ведь падение напряжения на резисторе R1 всегда одинаково и не зависит от его сопротивления), т. е. частоту выходных импульсов.

С выхода микросхемы DA1 можно снимать прямоугольные импульсы, а с выхода DA2 — треугольные. Сопротивление нагрузки в обоих случаях может быть любым, но больше 1 кОм (при использовании в схеме маломощных ОУ). На формирователь треугольных импульсов сопротивление нагрузки влияет очень слабо — при любом сопротивлении нагрузки ОУ DA2 изменяет выходное напряжение так, чтобы падение напряжения на резисторе R1 оставалось неизменным (равным падению напряжения на резисторе R6), поэтому и протекающий через него (и конденсатор C1) ток всегда постоянен. Другое дело, если нагрузку подключить параллельно резистору R1 или конденсатору C1 — тогда в

нагрузку ответвлялась бы часть тока и работа схемы нарушилась бы — в случае, если сопротивление нагрузки слишком мало.

Синусоидальные импульсы можно получить, если к выходу генератора треугольных импульсов подключить интегрирующую RC-цепочку или любой ФНЧ не очень высокого порядка. Но в таком случае при увеличении частоты импульсов амплитуда синусоидального напряжения на выходе интегратора будет изменяться, при неизменной амплитуде «пилы». Связано это с фильтрующими свойствами интегратора — амплитуда выходного напряжения максимальна при частоте сигнала ниже частоты среза. При уменьшении частоты генератора форма импульсов на выходе интегратора начнет искажаться, — вместо красивой синусоиды они начнут напоминать форму кузова «запорожца». Причину этого попытайтесь выяснить самостоятельно. Поэтому, если вам необходим именно синусоидальный сигнал, интегратор нужно сделать перестраиваемым, т. е. заменить постоянный резистор переменным и предусмотреть возможность замены конденсаторов, не используя паяльник. На выходе интегрирующей RC-цепочки присутствует синусоидальный неискаженный сигнал тогда, когда амплитуда синусоиды в 2...5 раз (и больше) меньше амплитуды входной треугольной «пилы». Если у вас есть осциллограф, то настроить схему можно и с его помощью — в таком случае вольтметр переменного тока не нужен.

На выходе интегратора желательно поставить повторитель напряжения на ОУ — тогда можно будет не учитывать сопротивление нагрузки. Всю схему (рис. 1.41, з) очень удобно собрать на одном счетверенном ОУ LM324 или его низковольтном ($\pm 2,5$ В) аналоге LM2902. «Лишний» ОУ можно использовать при однополярном напряжении питания, для усиления по току образцового напряжения.

Во всех описанных выше схемах генераторов **скважность импульсов** равна единице, т. е. длительность импульса (в современной электронике под «импульсом» подозревают уровень лог. «1») равна длительности паузы (уровня лог. «0») между импульсами. Но, благодаря некоторым особенностям триггера Шмитта, построенного на ОУ (конкретней — регулируемому напряжению переключения), скважность импульсов во всех вышеописанных схемах можно изменить в любую сторону. При этом если длительность импульса равна, например, 2 сек, а длительность паузы — 4 сек, то скважность равна $(4 + 2) : 2 = 3$. Величина эта безразмерная, и ни в каких единицах не измеряется.

Схема генератора прямоугольных импульсов на основе триггера Шмитта с плавно изменяемой скважностью нарисована на рис. 1.41, д. При среднем положении движка переменного резистора R2 напряжение на конденсаторе C2 равно половине напряжения питания и скважность импульсов равна 2. Напряжение гистерезиса зависит только от сопротивления резисторов R3 и R4 (сопротивление резистора R2 можно не учитывать — емкостное сопротивление конденсатора C2 на рабочей частоте генератора ничтожно; но это только в том случае, если конденсатор имеет довольно большую емкость — его емкостное сопротивление на частоте генерации должно быть в сотни раз меньше сопротивления резистора R3) и при равенстве их сопротивлений равно половине напряжения питания.

При перемещении движка резистора R2 вниз напряжение на конденсаторе C2 уменьшается. При этом при уровне лог. «1» на выходе ОУ падение напряжения на резисторе R4 больше, чем при уровне лог. «0» (знак напряжения, т. е.

его полярность, не учитывается), — в крайнем случае, когда движок резистора R2 соединен с общим проводом, падение напряжения на резисторе R4 при нулевом напряжении на выходе вообще равно нулю. Но это крайний случай — такого допускать нельзя.

Так как при разных выходных напряжениях (уровнях) падение напряжения на резисторе R4 разное, то, соответственно, и конденсатор C1 будет неравномерно (с разной скоростью) заряжаться-разряжаться через резистор R1. Связано это с тем, что при уменьшении падения напряжения на резисторе протекающий через него ток также (пропорционально) уменьшается. То есть в нашем случае если при уровне лог. «0» напряжение на прямом входе ОУ равно, например, 2 В, при уровне лог. «1» — 5 В, а напряжение питания равно 10 В, то при единичном уровне на выходе генератора конденсатор должен будет зарядиться с 2 до 5 В и падение напряжения на резисторе будет уменьшаться от $10 - 2 = 8$ до $10 - 5 = 5$ В. Среднее падение напряжения на резисторе R1 равно 6,5 В, поэтому и ток, протекающий через него, значителен. При уровне лог. «0» конденсатор должен разрядиться от 5 до 2 В и падение напряжения на резисторе R4 будет уменьшаться от $0 - 5 = 5$ до $0 - 2 = 2$ В, среднее падение напряжения равно 3,5 В. При этом протекающий через него ток будет более чем в 2 раза меньше, чем при падении напряжения на нем, равном 6,5 В. То есть заряжаться конденсатор C1 будет в 2 раза быстрее, чем разряжаться, и длительность уровня лог. «1» на выходе генератора из-за этого будет в 2 раза меньше длительности уровня лог. «0» — скважность импульсов равна $(6,5 + 3,5) : 3,5 = 2,86$.

При плавном изменении сопротивления резистора R2 скважность импульсов также плавно изменяется. Когда напряжение на его движке (и конденсаторе C2) больше половины напряжения питания, длительность импульса на выходе генератора становится больше длительности паузы, т. е. скважность становится меньше двух.

Нетрудно заметить, что при изменении скважности импульсов частота выходного сигнала не изменяется. Связано это с тем, что при линейном изменении падения напряжения на резисторе протекающий через него ток также линейно изменяется. То есть во сколько раз ускорился заряд конденсатора, ровно во столько же раз замедлится его разряд. Но это только в том случае, если в качестве частото задающего используется резистор, при замене его генератором тока, которому «до лампочки» падение напряжения на нем, скважность импульсов не зависит от напряжения на конденсаторе C2 и всегда равна 2.

В случае, если скважность импульсов должна изменяться в широких пределах, напряжение гистерезиса триггера Шмитта желательно сделать небольшим, иначе, при изменении напряжения на конденсаторе C2 и под влиянием напряжения с выхода ОУ, напряжение на его прямом входе может стать слишком большим (или слишком малым) — и в результате ОУ может блокироваться (перестанет реагировать на напряжение на инверсном входе). От этого недостатка свободны современные высококачественные ОУ, но они стоят слишком дорого для столь простой схемы.

Обычно в подобных генераторах сопротивление резистора R3 выбирается гораздо меньше сопротивления резистора R4. Максимальная скважность им-

пульсов, которой можно достигнуть при этом, равна $2 \times (R4 : R3)$. Эту схему можно использовать только в тех случаях, если скважность выходных импульсов не превышает 100.

Еще одна схема генератора с изменяющейся скважностью импульсов изображена на рис. 1.41, *е*. Напряжение гистерезиса переключения у этой схемы неизменно, изменяется только ток заряда или разряда конденсатора $C1$: при положительной полярности напряжения на выходе OY ток течет через резистор $R1.1$ и диод $VD1.1$ и скорость заряда конденсатора зависит только от сопротивления резистора $R1.1$ (сопротивление цепи $R1.2$ $VD1.2$ при этом очень велико, и его можно не учитывать). При отрицательной полярности выходного напряжения конденсатор $C1$ разряжается через резистор $R1.2$ — диод $VD1.1$ при этом закрыт обратным напряжением.

Скважность импульсов этого генератора зависит только от качества конденсатора $C1$ (его тока утечки) и теоретически может быть от нуля до бесконечности (но практически — от $1/1000$ до 1000). Длительность импульса регулируется резистором $R1.1$, а длительность паузы — резистором $R1.2$. Если сопротивление одного из резисторов (например $R1.2$) в два и более раза превышает сопротивление второго, то соответствующий диод ($VD1.2$) можно закоротить. При этом при отрицательной полярности выходного напряжения ток будет течь только через высокоомный резистор, а при положительной — через оба резистора. Но, так как сопротивление высокоомного резистора гораздо больше сопротивления низкоомного, его влияние можно не учитывать (или можно несколько увеличить — для компенсации — сопротивление низкоомного резистора). Благодаря такому включению элементов удастся сэкономить один диод; чем меньше элементов в схеме, тем надежней она работает.

При регулировке скважности импульсов этой схемы изменяется и частота выходного сигнала — это нужно помнить. Напряжение гистерезиса, а также напряжение переключения у этой схемы изменять можно, при этом будет, соответственно, изменяться или частота выходного сигнала, или скважность выходных импульсов (при неизменных номиналах элементов RC -цепочки). Напомню, что напряжение гистерезиса — это, в нашем случае, разность напряжений на конденсаторе $C1$ при разных уровнях на выходе OY , а напряжение переключения — «середина» напряжения гистерезиса.

Генераторы импульсов с изменяющейся скважностью широко распространены в цифровой электронике. В аналоговой технике они, в основном, используются только в устройствах с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Подробнее такие устройства будут рассмотрены в главе 1.8.

1.8. Нагрев радиоэлементов: причины, последствия и борьба с ним. Импульсные источники питания

Одна из серьезнейших проблем, с которой периодически сталкиваются как начинающие, так и профессиональные радиолюбители, — нагрев элементов схемы. Греются практически все устройства средней и большой мощности. При этом опасен не сам разогрев (многие устройства, например электрочайник,

предназначены именно для этой цели), а **перегрев** устройства — когда его температура повышается выше некоторой предельно допустимой. При этом резисторы и некоторые другие неполупроводники обугливаются (т. е. в буквальном смысле «сгорают»), а у полупроводников происходит пробой р-п-переходов, и эти переходы, вместо того чтобы пропускать ток только в одном направлении, начинают пропускать его в обоих (т. е. «превращаются» в обычные проводники с небольшим сопротивлением) или вообще не пропускают его ни в прямом, ни в обратном направлении. Про такие приборы, по аналогии с резисторами, тоже говорят, что они «сгорели», хотя это и не совсем правильно, тем более что современные полупроводники (диоды, транзисторы) выпускаются в герметичных корпусах, из-за которых невозможно определить, «сгорел» этот прибор или нет.

Причина нагрева — выделяющаяся на элементе мощность, или, по-научному, рассеиваемая элементом мощность. Мощность рассеивания, как и любая другая электрическая мощность, зависит от падения напряжения на элементе и протекающего через него тока:

$$P_{\text{рас}} = U \cdot I = U^2 : R = I^2 \cdot R,$$

где $P_{\text{рас}}$ — рассеиваемая мощность, Вт; U — падение напряжения, В; I — протекающий ток, А; R — сопротивление элемента, Ом.

Для примера соберем простейшую схему (рис. 1.42): стабилизатор высоковольтного (относительно!) напряжения для питания низковольтной лампочки. Напряжение питания схемы — 15 В, напряжение стабилизации стабилитрона — 3,6 В, ток в цепи — 0,2 А. Так как транзистор включен по схеме с общим коллектором (общим считается тот вывод, на который подается питание), то напряжение на его эмиттере (и, соответственно, на лампочке) на 0,6 В меньше напряжения на базе — т. е. 3,0 В. На лампочке рассеивается мощность $3 \text{ В} \cdot 0,2 \text{ А} = 0,6 \text{ Вт}$.

Так как на лампочку поступает только 3 В, то остальные $15 - 3 = 12 \text{ (В)}$ падают на транзисторе — ведь должны же они куда-то деваться, а напряжение питания схемы (15 В) — постоянно, и уменьшить его, будем считать, невозможно. Поэтому на транзисторе рассеивается мощность $12 \text{ В} \cdot 0,2 \text{ А} = 2,4 \text{ Вт}$ — в 4 раза больше, чем на лампочке.

Через резистор течет ток $(15 \text{ В} - 3,6 \text{ В}) : 1000 \text{ Ом} = 0,0114 \text{ А}$, его мощность рассеивания во избежание перегрева должна быть большей либо равной $(0,0114)^2 \cdot 1000 = 0,13 \text{ Вт}$. Рассеиваемую стабилитроном мощность рассчитайте сами, только не забудьте учесть, что транзистор «отбирает» у резистора ток,

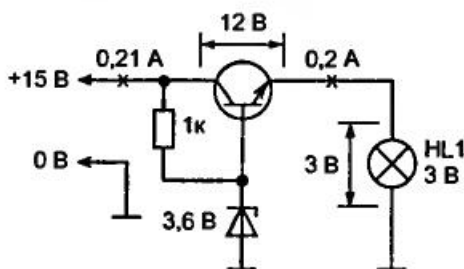


Рис. 1.42. Стабилизатор напряжения (линейный)

равный $1/h_{21\beta}$ тока нагрузки, и «для стабилитрона» остаются сущие крохи. Кстати, именно по такому принципу и определяется нужное сопротивление резистора: протекающий через него ток должен быть чуть больше тока, «забираемого» базой транзистора, т. е. $I_R \geq (I_n/h_{21\beta})$. «Лишний» ток гасится стабилитроном. Но слишком сильно уменьшать сопротивление этого резистора нельзя: при этом увеличится нагрев и резистора, и стабилитрона, а также увеличится и потребляемый устройством ток от источника питания. Если же выбрать резистор слишком большого сопротивления или если напряжение питания схемы внезапно уменьшится, то через резистор будет протекать слишком малый ток и ток в нагрузке (яркость свечения лампочки) уменьшится.

Как видно из всего вышесказанного, на нагрузку идет только $1/5$, или 20%, мощности, отбираемой этой схемой от источника питания. Куда же деваются остальные 80%? Они тратятся на разогрев транзистора. То есть коэффициент полезного действия (КПД) такого стабилизатора при указанных на схеме входном и выходном напряжениях равен 20%. Нетрудно заметить, что при уменьшении выходного напряжения (с помощью стабилитрона) и (или) увеличении напряжения питания КПД уменьшается, т. к. увеличивается разность между падением напряжения на транзисторе и напряжением на нагрузке. А вот при увеличении напряжения на нагрузке КПД возрастает и, когда транзистор открыт до насыщения (падение напряжения на переходе коллектор — эмиттер равно 0,6...1,0 В) превышает 90%. Соответственно, и на транзисторе рассеивается мощность, несоизмеримо малая по сравнению с мощностью нагрузки.

Так как транзистор, в отличие от лампочки, светиться не может, то вся выделяющаяся на нем мощность превращается в тепло. То есть транзистор греется, и чем больше мощность, тем сильнее нагрев. Так как корпус современных транзисторов (это относится не только к транзисторам, но и ко всем остальным элементам, обладающим небольшим сопротивлением, — резисторам, диодам и пр.), как правило, очень маленький, то они очень быстро разогреваются, перегреваются и, как результат, выходят из строя (сгорают).

Для борьбы с перегревом используют специальные теплоотводы (радиаторы, «холодильники»), представляющие собой кусок металла. Транзистор попросту прикручивается к радиатору, и в результате, т. к. металл очень хорошо проводит тепло, площадь, с которой излучается тепло, резко увеличивается, то есть нагрев транзистора уменьшается. Например, транзистор в корпусе ТО-220 (отечественные транзисторы КТ819, КТ818, КТ835, КТ837 и др.) без радиатора перегревается при рассеиваемой на нем мощности более 2 Вт. А с радиатором в виде пластинки размером 5×5 см (ее площадь 25 см^2) он может длительное время работать при рассеиваемой на нем мощности до 5 Вт. Используя более «внушительные» радиаторы, рассеиваемую транзистором мощность можно довести до паспортных 30...60 Вт.

Кстати, в радиаторе главное — не масса, а площадь его поверхности, ведь радиатор нужен не для того, чтобы самому медленно нагреваться под воздействием отдаваемого транзистором тепла, а для того, чтобы выполнять роль посредника между кристаллом транзистора и воздухом (окружающей средой). А чем больше площадь соприкосновения двух сред (металла радиатора и воздуха окружающей

среды), тем эффективнее теплообмен между ними. Поэтому современные радиаторы представляют собой ажурные конструкции с множеством пластинок, перегородок и иголок. Эти «наросты» нужны не для красоты и не для экономии металла при изготовлении радиатора — просто благодаря им увеличивается площадь поверхности теплоотвода. Поэтому отламывать их ни в коем случае нельзя.

Все сказанное выше про транзистор, выполняющий функцию стабилизации напряжения, относится и ко всем остальным элементам, включенным по самым разнообразным схемам, — если через них течет значительный ток. Если через диоды выпрямителя переменного тока протекает более 2 А (напряжение — безразлично), то диоды нужно установить на теплоотвод. Существуют диоды в корпусах, установка которых на радиатор невозможна, и при этом, по справочнику, через диод может течь ток до 3...20 А. Верить этим значениям нельзя — скорее всего, это не постоянный, а **импульсный** ток, который может выдержать диод; если через такой диод, без радиатора, пропустить 20 А тока (например, поставить его в выпрямитель переменного напряжения), то на нем выделится почти 20 Вт тепла. Для сведения: 40-ваттный паяльник, площадь поверхности которого раз в 10 больше площади поверхности диода (т. е. от паяльника в окружающую среду тепло рассеивается в 10 раз легче), нагревается до температуры 260...300 °С. А теперь прикиньте, до какой температуры нагреется диод, после чего вспомните, что кремниевые полупроводники выходят из строя при температуре кристалла выше 150 °С.

Но если через диод течет импульсный ток, его вполне можно использовать и без радиатора — ведь за время паузы между импульсами диод не греется, а охлаждается. Поэтому, если через диод пропустить постоянный ток амплитудой 20 А, на диоде выделится 20 Вт; если же через диод пропускать импульсный ток (длительность импульса и паузы между импульсами равна и не превышает 1...5 секунд; амплитуда импульса тока равна 20 А), то нагрев диода уменьшится — на нем будет выделяться 10 Вт тепла. Если длительность паузы будет больше длительности импульса, то диод будет греться еще слабее.

Все сказанное здесь относится и к ключевым транзисторам, включенным по схеме с общим коллектором. Чем больше время «отдыха» транзистора, тем слабей он греется. Но если длительность импульса превышает 1...5 секунд, то радиатор для транзистора (диола, тиристора и т. д.) обязателен — тепловая инерция корпуса прибора без радиатора очень невелика, и за это время его кристалл вполне успеет разогреться до опасной для него температуры.

Мощные полевые транзисторы (и биполярные, включенные по схеме с общим эмиттером) при тех же условиях греются гораздо слабее диодов и эмиттерных повторителей — просто у них сопротивление открытого канала столь мало, что падение напряжения на канале, даже при протекающем токе в десятки ампер, не превышает 0,1...0,5 В. Соответственно, и рассеиваемая на кристалле мощность не превышает единиц ватт — а такую мощность транзистор может рассеивать и без радиатора. Но это справедливо только в том случае, когда транзистор открыт полностью (до насыщения). В противном случае, если он открыт «почти» полностью, падение напряжения на нем резко увеличивается, увеличивается и нагрев кристалла транзистора. Поэтому во всех справочниках все-

гда указываются три основных параметра транзистора: максимально допустимое напряжение, максимально допустимый ток и максимально допустимая рассеиваемая мощность (для полевых транзисторов — еще и сопротивление открытого канала). Ни один из этих параметров **превышать нельзя!** Падение напряжения ΔU на канале полевого транзистора можно определить, пользуясь законом Ома (для этого нужно знать протекающий через канал ток и его сопротивление); у биполярных транзисторов его можно определить только экспериментально (с помощью вольтметра). Формулы для определения рассеиваемой на транзисторе мощности приводились в начале статьи.

Как видно, рассеиваемая мощность минимальна, а КПД максимален (ведь на нагрев элементом окружающей среды тратится драгоценная энергия источника питания) у той схемы, которая работает в импульсном режиме. Поэтому в современной электронике импульсные схемы занимают далеко не последнее место.

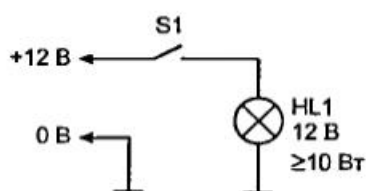


Рис. 1.43. Аналог простейшей импульсной схемы

Простейший аналог импульсного понижающего источника питания изображен на рис. 1.43. Лампочку желательно выбрать помощнее (более 10...20 Вт), а в качестве кнопки S1 использовать два провода, трущихся друг о друга.

Когда два провода соединены друг с другом, контакт между ними не нарушается и лампочка горит полным накалом. Но когда вы начнете тереть провода друг о друга, контакт между ними начнет периодически нарушаться и яркость свечения лампочки уменьшится; если потренироваться, то яркость можно будет уменьшать в 5...10 раз, и лампочка будет еле светиться.

Объяснение этого эффекта очень просто. Дело в том, что все лампы накаливания обладают значительной тепловой инерцией (и чем больше мощность лампы, тем больше тепловая инерция — именно поэтому я и советую выбрать лампочку помощнее), т. е. их спираль очень медленно разогревается и так же медленно остывает, а чем сильнее разогрета спираль, тем ярче она светит. Когда провода трутся друг о друга, то из-за того, что их поверхность частично окислена (оксидный слой не проводит электрический ток), а также из-за их неидеально ровной поверхности контакт между ними хаотически нарушается и снова восстанавливается. Когда контакта нет, сопротивление бесконечно, когда он есть — близко к нулю. Поэтому на лампочку поступает не постоянный ток амплитудой 12 В, а импульсный, с той же амплитудой. Спираль лампочки, из-за тепловой инерции, сглаживает эти импульсы, и так как постоянная составляющая импульсного тока всегда меньше амплитуды импульса, то лампочка светится так, будто ее напряжение питания уменьшилось, и чем меньше длительность импульса тока, по сравнению с длительностью паузы между импульсами, тем слабее светится лампочка.

Так как сопротивление контакта S1 практически мгновенно изменяется от нуля до бесконечности, то тепло на нем практически не выделяется (при нулевом сопротивлении падение напряжения равно практически нулю, т. е. $P = U \cdot I \approx 0$, а при бесконечно большом сопротивлении протекающий через контакт ток равен

нулю и мощность снова нулевая) — то есть КПД такого регулятора напряжения близок к 100%. У схемы, аналогичной изображенной на рис. 1.42, он, в зависимости от выходного напряжения, изменяется от 0% до примерно 96%. Комментарии излишни.

Единственный недостаток схемы на рис. 1.43 (кроме неудобства управления) — очень сильная пульсация напряжения на нагрузке (лампочке). И самое противное заключается в том, что сгладить пульсации обычным способом — с помощью конденсатора — нельзя. Ведь величина напряжения на лампочке изменяется очень резко, и частота, при которой напряжение изменяется так же резко (имеется в виду частота синусоидального сигнала), очень велика. А на высоких частотах емкостное сопротивление конденсатора очень мало, т. е. он сильно шунтирует лампочку и при замыкании кнопки S1 через ее контакты протекает **очень** большой ток. Наверняка вы замечали, что когда конденсатор значительной емкости подключается к источнику питания с небольшим внутренним сопротивлением, то конденсатор заряжается практически мгновенно и через контакты проскакивает довольно мощная искра. При этом ток заряда конденсатора зависит только от его внутреннего сопротивления и выходного сопротивления источника питания и может достигать десятков ампер. То же самое будет происходить и в схеме на рис. 1.43, если параллельно лампочке подключить конденсатор. Через контакты S1 будет протекать очень большой импульсный ток, и они будут сильно обгорать (а если S1 заменить транзистором, работающим в ключевом режиме, то он может даже выйти из строя — если вы возьмете «хороший» конденсатор, с небольшим внутренним сопротивлением), а по проводам от источника питания будут распространяться мощные помехи, которые могут даже нарушить работу других схем. Поэтому допускать возможность работы в таком режиме нельзя.

В принципе, для ограничения амплитуды импульсов тока можно использовать резисторы, но в таком случае увеличится выходное сопротивление источника питания: нам же нужно, чтобы сопротивление «резистора» на низких частотах было очень маленьким и увеличивалось с увеличением частоты, т. е. нужен «антиконденсатор». А сопротивление резистора не зависит ни от частоты, ни от напряжения или тока.

Но выход есть — ведь существуют же катушки индуктивности (дроссели), которые являются ничем иным как «антиконденсатором»: их индуктивное сопротивление при увеличении частоты сигнала увеличивается (из-за возникающей в таком случае ЭДС самоиндукции, которая направлена в противоположную сторону относительно втекающего в катушку тока), а на низких частотах индуктивность катушки оказывается слишком малой, чтобы оказывать какое-либо заметное влияние на протекающий через нее ток, и ее сопротивление практически равно нулю — ведь катушки делают из провода, обладающего очень небольшим сопротивлением.

Проиллюстрировать действие катушки индуктивности можно таким, возможно, не очень удачным, примером: представьте, что у вашего автомобиля заглох двигатель (кончилось горючее) и вам приходится его толкать. Если вы будете давить на него плавно, без резких толчков (через катушку протекает постоянный ток, без импульсных помех), то он легко стронется с места и поедет, и

вам нужно будет тратить силы только на преодоление силы трения колес и, если дорога неровная, силы тяжести автомобиля, а также силы ветра (сопротивление катушки минимально и зависит только от сопротивления провода, которым она намотана; аналог электрического сопротивления в физическом мире — сила трения: «силу тяжести» — ток утечки, а также «ветер» — сопротивление нагрузки, можно не учитывать). Если же вы будете толкать автомобиль сильными толчками (например, ногой или другим автомобилем), то машина, из-за присущей всем физическим телам инерции, будет сопротивляться толчкам, и чем сильнее толчки, тем сильнее ее сопротивление. Аналог инерции в мире электроники — ЭДС (электродвижущая сила) самоиндукции. И так же как автомобиль «запасает» энергию толчка, немедленно возвращая ее назад в виде противодействия силы трения (после толчка, даже если перестать подталкивать автомобиль, он «самостоятельно» проедет некоторое расстояние — а ведь на него в это время действует только сила трения, стремящаяся остановить его; едет же он благодаря инерции), то и катушка запасает энергию в виде магнитного поля, немедленно отдавая ее назад.

Для большей ясности давайте заменим автомобиль пружиной. Пружина — наиболее полный аналог катушки индуктивности, и не случайно на рисунках они обозначаются практически одинаково.

Простейший опыт с пружиной и ее электрическим аналогом — катушкой индуктивности изображен на рис. 1.44, а. Нижний конец пружины стоит на земле (или столе), а верхний — «болтается в воздухе». Если мы нажмем на пружину, то она сожмется (сожмется), и т. к. мы противодействуем ее силе упругости, то она запасет некоторое количество энергии. Теперь, если мы ее отпустим, она очень быстро распрямится, причем скорость распрямления не зависит от той скорости, с которой мы ее сжимали, и зависит только от силы трения, умноженной на коэффициент упругости пружины.

При замыкании кнопки $S1$ в катушке индуктивности (дресселе) возникает магнитное поле, охватывающее ее витки. Причем сразу после замыкания контактов кнопки через катушку течет очень небольшой ток, но со временем он увеличивается (у пружины то же — чем сильнее она сжата, тем сильнее она противодействует дальнейшему сжатию). Сразу же после размыкания кнопки $S1$ магнитное поле дросселя $L1$ начинает превращаться в электрический ток, который и течет на выход. Причем направление этого тока **противоположно** направлению тока источника питания: если при замкнутой кнопке $S1$ на верхнем по схеме выходном проводе напряжение положительно относительно нижнего (общего) провода, то при размыкании контактов кнопки оно становится **отрицательным**. В примере с пружиной происходит то же самое: если сжимающая пружину сила направлена вниз, то после прекращения действия этой силы конец пружины устремляется вверх, т. е. направление движения конца пружины становится противоположным. Амплитуда напряжения на выходе схемы с дросселем практически не зависит от амплитуды напряжения питания и может достигать сотен и даже тысяч вольт. Она ограничивается только «силой трения» — сопротивлением нагрузки и «коэффициента упругости» — **индуктивностью** (измеряется в генри — Гн) дросселя. Используя этот эффект, радиолюбители

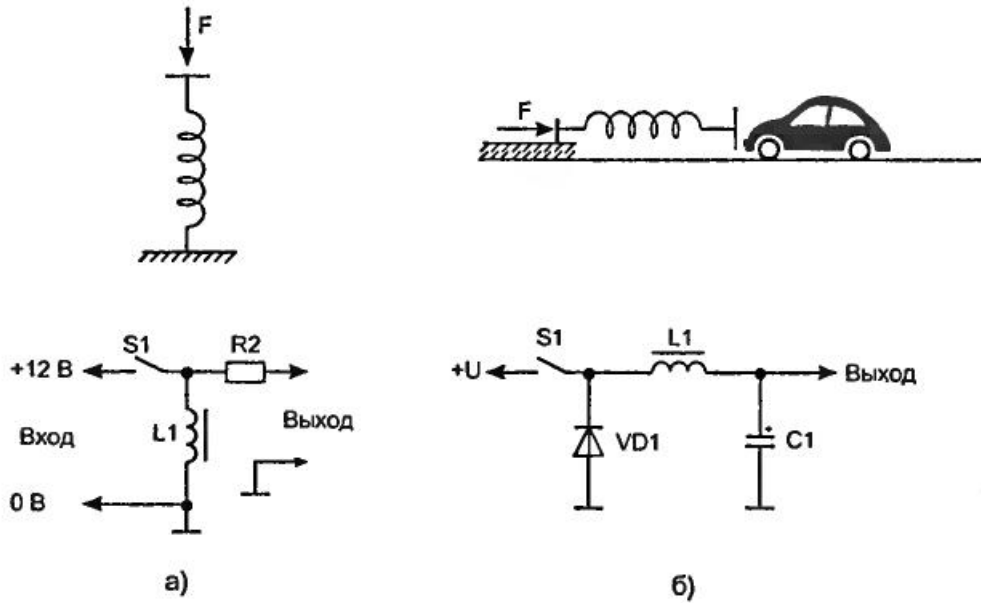


Рис. 1.44. Основные схемы включения дросселей, и их аналоги на пружинах

получают высоковольтное напряжение из более низковольтного; но в некоторых схемах этот эффект вреден и даже опасен — высоковольтное напряжение, и к тому же обратной полярности, очень легко пробивает р-п-переходы транзисторов и диодов. Подробнее этот эффект мы разберем чуть позже.

И еще один опыт, который поможет начинающим радиолюбителям лучше понять принцип действия катушки индуктивности (рис. 1.44, б). Помимо пружины, в нем участвует инерционная система (автомобиль). Если мы все равно с какой силой ударим по левому по схеме концу пружины, то она сожмется и автомобиль плавно тронется с места. После прекращения действия силы левый конец пружины останется в том месте, до которого он сдвинулся под воздействием удара, — переместиться назад ему мешает зубчатая гребенка. Но так как сжатая пружина всегда стремится разжаться, то действие силы на автомобиль не прекратится и после окончания действия силы F . То есть пружина превращает короткие и сильные толчки в длительные и более слабые. Амплитуда силы F может быть абсолютно любой; амплитуда силы, действующей на автомобиль, зависит от амплитуды и, в меньшей степени, длительности воздействия силы F , а также от инерции автомобиля.

Теперь разберем электрическую схему. Вместо гребенки в ней используется диод $VD1$, а вместо автомобиля — конденсатор $C1$. При замыкании кнопки $S1$ через катушку $L1$ начинает течь ток, причем сразу же после замыкания кнопки ток небольшой, и со временем, по мере возрастания магнитного поля вокруг катушки, он увеличивается. Соответственно и в конденсатор $C1$ вначале течет небольшой ток, поэтому резких импульсов тока при любой скорости замыкания кнопки $S1$ нет ни на входе схемы (в проводах, идущих от источника питания), ни на ее выходе (в нагрузке).

Пока кнопка $S1$ замкнута, напряжение на левом по схеме выводе катушки больше, чем на правом — ведь напряжение на конденсаторе $C1$, при замкнутой кнопке $S1$, не может быть больше напряжения питания. При размыкании кнопки

напряжение на выводах катушки становится противоположным — на ее левом по схеме выводе напряжение меньше, чем на правом. Так как напряжение на конденсаторе мгновенно измениться не может, то, под воздействием ЭДС самоиндукции катушки, начинает уменьшаться напряжение на левом по схеме выводе катушки (относительно напряжения на положительной обкладке конденсатора С1). Как только оно станет на 0,7 В меньше напряжения на общем проводе (а такая ситуация неизбежна, и произойдет она очень скоро: ведь ЭДС самоиндукции — величина очень большая и по амплитуде может в десятки раз превышать напряжение питания, а паразитную емкость диода VD1, его обратное сопротивление и сопротивление разомкнутых контактов S1 можно не учитывать), откроется диод VD1 и его сопротивление очень резко уменьшится практически до нуля. То есть можно считать, что левый по схеме вывод катушки соединился с общим проводом.

На этом магнитное поле вокруг катушки не исчерпалось — ведь на отпирание диода затратилась только ничтожная его часть. Но магнитное поле вокруг любой катушки «изо всех сил» старается преобразоваться в электрический ток, и рассматриваемая нами схема — не исключение. Так как сопротивление диода ничтожно, то ему (полю) не остается ничего иного, кроме как пойти на зарядку конденсатора С1. То есть, используя в этой схеме катушку индуктивности, мы одновременно убиваем двух зайцев: во-первых, при импульсном замыкании-размыкании контакта S1 катушка ограничивает бросок тока, возникающий из-за небольшого внутреннего сопротивления конденсатора, и, во-вторых, **даже после размыкания контактов S1** она обеспечивает подзаряд конденсатора. Причем на подзаряд конденсатора идет та энергия, которая в обычной схеме, не содержащей катушки, выделилась бы в виде тепла на сопротивлении проводов и внутреннем сопротивлении источника питания и конденсатора С1. Поэтому КПД подобных схем очень редко бывает ниже 80%.

Так же как и энергия сжатой пружины, ЭДС самоиндукции катушки индуктивности со временем убывает, и когда-нибудь настанет такой момент, когда она станет равной нулю. Активное сопротивление катушки очень невелико (оно равно сопротивлению куска провода, которым намотана катушка), поэтому можно считать, что в таком случае верхние по схеме выводы диода и конденсатора замыкаются друг на друга. При этом напряжение на диоде из прямого становится обратным и его сопротивление резко возрастает — настолько, что его влияние можно не учитывать. Конденсатор С1 медленно разряжается только через сопротивление нагрузки (предполагается, что сопротивление нагрузки гораздо меньше сопротивления утечки конденсатора). Вся схема ждет нового импульса тока от источника питания, после поступления которого весь цикл работы схемы повторится снова.

Практическая схема импульсного источника питания изображена на рис. 1.45. На ОУ DA1 собран генератор с плавно изменяющейся скважностью импульсов. Скважность импульсов на выходе (длительность «единичного» уровня) изменяется переменным резистором R5; длительность паузы между импульсами у этой схемы неизменна и зависит от сопротивления резистора R4.

К выходу ОУ подключен усилитель тока на двух транзисторах. Маломощный транзистор VT1 включен по схеме с общим коллектором — у этой схемы

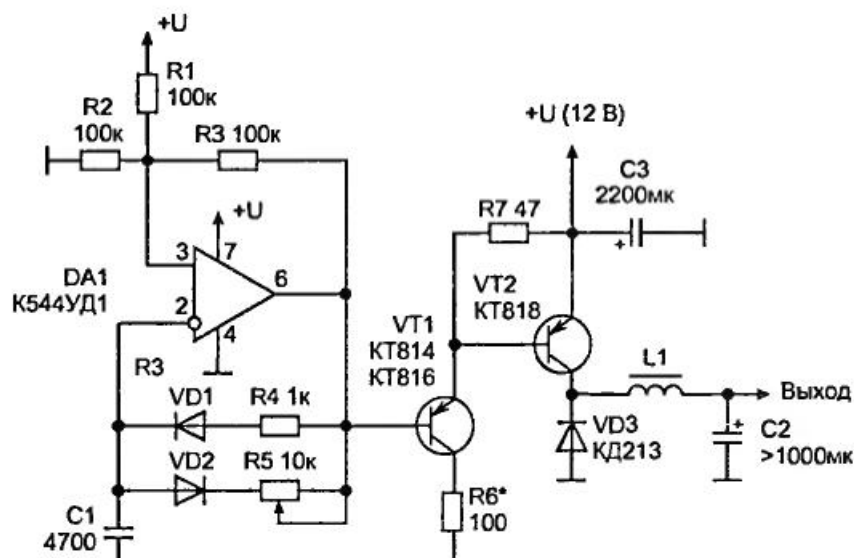


Рис. 1.45. Блок питания с ШИМ

быстродействие максимально (т. к. транзистору «помогает» выход ОУ — пока транзистор из-за инерционности не успел полностью открыться, ток с выхода ОУ через переход база-эмиттер течет в его нагрузку), а также она, в отличие от схемы с общим эмиттером, потребляет от источника сигнала не очень большой ток, т. е. минимально нагружает выход ОУ. А вот мощный транзистор включен по схеме с общим эмиттером: хотя эта схема потребляет гораздо больший ток, чем схема с общим коллектором, зато падение напряжения на переходе коллектор-эмиттер открытого транзистора меньше (не более 0,2...0,5 В), т. е. мы проигрываем по величине управляющего тока, зато в целом (по КПД) — выигрываем. Если транзистор VT2 включить по схеме с общим коллектором, то уже при токе нагрузки более 200 мА он довольно сильно нагреет; каскад с ОЭ при таком токе практически холодный.

Резистор R7 нужен для ускорения запирающего транзистора VT2, так как транзистор VT1 может только зарядить паразитную емкость его перехода база-эмиттер; а чем меньше его сопротивление, тем быстрее запирается транзистор. Но при уменьшении сопротивления резистора R7 уменьшается коэффициент передачи тока VT2, поэтому при выборе номинала этого транзистора нужно придерживаться «золотой середины» (для подобных схем — 10...60 Ом). Резистор R6 ограничивает ток коллектора транзистора VT1 и базовый ток транзистора VT2; его сопротивление уточняют при налаживании полностью собранной схемы: при налаживании диоды VD1 и VD2 не устанавливают, а к инверсному входу ОУ припаивают движок переменного резистора, крайние выводы которого соединены с общим проводом и шиной «+U», т. е. ОУ работает в режиме триггера Шмитта, а не генератора. Переменным резистором устанавливают на выходе ОУ уровень лог. «1» и убеждаются в том, что оба транзистора полностью закрыты (падение напряжения на резисторах R6 и R7 равно нулю, и на конденсаторе C2 также нулевое напряжение), т. е. в том, что транзисторы исправны. После этого параллельно конденсатору C2 подключают любую нагрузку (резистор, лампочку, утюг и т. д.), которая потребляет при напряжении, равном +U, такой ток, на который должен быть рассчитан источник питания, и на выходе ОУ с

помощью переменного резистора устанавливают уровень лог. «0». Уменьшая сопротивление резистора R6, добиваются, чтобы падение напряжения на транзисторе VT2 не превышало 0,2...0,5 В, но сопротивление этого резистора никогда не должно становиться меньше 100 Ом — спалите транзистор VT1! Если же сопротивление резистора R6 равно 100 Ом и даже чуть меньше, а падение напряжения на транзисторе VT2 превышает 0,5 В, его нужно заменить более мощным (по току). Просто у любого биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, сопротивление перехода коллектор — эмиттер уменьшается не до нуля, а до некоторого значения, ниже которого оно никогда не бывает. Это сопротивление называется **сопротивлением базы** (вспомните, как устроен биполярный транзистор: толстые слои коллекторного и эмиттерного переходов и между ними очень тонкая базовая область; для большей простоты считается, что сопротивление коллекторной и эмиттерной областей равно нулю и только разделяющая их базовая область обладает некоторым сопротивлением — от 0,01 до 10 Ом, и чем мощнее транзистор, тем оно меньше). Допустим, что сопротивление базы выбранного вами транзистора равно 0,6 Ом. Тогда, если ток нагрузки равен 1 А, минимально возможное падение напряжения на таком транзисторе будет около $0,6 \text{ Ом} \cdot 1 \text{ А} = 0,6 \text{ В}$. То есть он нам не подходит — будет слишком сильно греться, а когда-нибудь и вообще сгорит — если внезапно незначительно увеличится ток нагрузки. Кстати, сопротивление базы можно измерить только таким путем — при измерении через базовый переход транзистора пропускают ток, в 1...5 раз меньше тока коллектора (чем меньше базовый ток, тем меньше шансов спалить транзистор). Ток коллектора обычно выбирают побольше — тогда падение напряжения на транзисторе будет «более заметным», но не больше максимально допустимого для данного транзистора тока.

Импульсы с коллектора транзистора VT2 через дроссель L1 поступают в нагрузку. Напряжение на конденсаторе C2 зависит от потребляемого нагрузкой тока — чем больше ток, тем меньше напряжение. Скомпенсировать это можно, увеличив сопротивление резистора R5. В современных схемах подобная компенсация работает автоматически: к конденсатору C2 подключается еще один ОУ, который автоматически изменяет скважность сигнала на выходе DA1 так, чтобы напряжение на выходе всегда оставалось неизменным, т. е. функционирует так же, как и система АРУ. Такую схему мы рассмотрим чуть позже.

Основной параметр катушек индуктивности — их индуктивность. В нашей схеме индуктивность L1 должна быть побольше, поэтому ее нужно намотать на каком-нибудь сердечнике: при намотке катушки на **магнитном** сердечнике ее индуктивность увеличивается в некоторое число раз, которое называется **магнитной проницаемостью** сердечника. Магнитная проницаемость даже самых плохих сердечников превышает 50, т. е. катушка с некоторой заданной индуктивностью при использовании сердечника имеет в 50 раз меньше витков, чем такая же катушка, но без сердечника. При этом вы экономите и провод, и занимаемое катушкой место, а также значительно уменьшаете активное сопротивление обмотки катушки. Катушки индуктивности, в которых есть магнитный сердечник, называются «дроссель».

В качестве сердечников обычно используют или железные пластины (пример — трансформаторы), или кольца из так называемого «феррита»: железные пластины хороши только при использовании их в низкочастотных устройствах (до 400 Гц) — на большей частоте они начинают греться и КПД устройства резко уменьшается. Связано это с возникающими токами Фуко (вихревыми токами), причина которых — ненулевая толщина пластин и их низкое сопротивление. В идеальном сердечнике ток должен течь только вдоль пластин (перпендикулярно катушке), но т. к. пластины имеют некоторую толщину, то часть тока течет поперек пластин, причиняя только вред. Поэтому современные железные сердечники состоят из множества изолированных лаковым покрытием пластин, толщина одной пластины гораздо меньше ее длины, и на вихревые токи тратится лишь ничтожная часть энергии. Но все равно железный сердечник хорошо работает только на частотах до 400 Гц — на больших частотах толщина пластин должна быть очень малой, и с такими пластинами будет сложновато работать.

На частотах более 400 Гц обычно используют **ферритовые** сердечники. Феррит — это скорее керамика, чем металл, и электрический ток он не проводит. Поэтому внутри него электрический ток не возникает, т. е. нет и вихревых токов, при любой толщине сердечника. Ферриты нормально работают на частотах до десятков мегагерц; на больших частотах слишком большая индуктивность не нужна, и вполне достаточно обычной катушки без сердечника.

Для работы в этой схеме лучше всего использовать ферритовое кольцо типоразмера K20×10×5, т. е. его внешний (полный) диаметр равен 20 мм, внутренний (диаметр отверстия) — 10 мм, толщина — 5 мм. Число витков дросселя L1 — около 50...100 проводом диаметров 0,5...0,8 мм в лаковой изоляции (таким проводом наматываются трансформаторы, электродвигатели и прочие «железяки», в которых электрический ток превращается в магнитное поле и (или) наоборот). Катушка наматывается поперек кольца, т. е. провод вдевается в кольцо, вытягивается с противоположной стороны, оборачивается вокруг наружной части кольца и снова вдевается в него. И так — 50...100 раз. Витки желателно располагать рядом (каждый последующий — возле предыдущего); если длины внутренней поверхности кольца «не хватает» для того, чтобы расположить всю катушку в один слой, мотают второй (и так далее) слой, но направление намотки каждого последующего слоя должно совпадать с направлением намотки предыдущего!

Кольцо можно взять как большего, так и меньшего диаметра, при этом в первом случае нужно несколько увеличить число витков и уменьшить диаметр проволоки (ток нагрузки уменьшится), а во втором — уменьшить число витков, причем если увеличить диаметр проволоки, то, подобрав транзистор VT2, можно будет увеличить ток нагрузки. Кольца с внешним диаметром менее 10 мм имеет смысл использовать только при токе нагрузки не более 100 мА, хотя, в принципе, можно увеличить рабочую частоту схемы и заменить транзисторы VT1 и VT2 более высокочастотными — тогда число витков дросселя нужно будет уменьшить, т. е. его можно будет намотать более толстым проводом, благодаря чему максимально допустимый ток нагрузки увеличится.

Диод VD3 должен быть одновременно и высокочастотным, и мощным. К сожалению, большинство мощных диодов слишком инерционны (из-за значитель-

ной емкости перехода) и сильно снижают КПД схемы. Из отечественных диодов для этой схемы наиболее пригодны 1,5-амперные КД226 и 10-амперные КД213.

Параллельно конденсатору С2 желательно подключить пленочный или керамический конденсатор емкостью 0,047...0,22 мкФ. Просто электролитические конденсаторы, из-за особенностей внутреннего строения, инерционны и плохо реагируют на высокочастотные импульсы, поступающие через катушку L1. Из-за этого резко возрастают пульсации выходного напряжения и несколько снижается КПД устройства. «Быстродействующий» конденсатор малой емкости (он называется «блокирующим» — не путайте его с «фильтрующим» конденсатором С2!) блокирует прохождение импульсов на выход, заряжаясь сам, а во время паузы между импульсами он передает свой заряд (очень небольшой, но ведь и длительность импульса невелика) конденсатору С2 и в нагрузку.

Одна из особенностей такого блока питания — у него, правильно собранного и настроенного, ток в нагрузке может превышать потребляемый от источника питания ток! Связано это с тем, что импульсный блок питания трансформирует напряжение и ток, и

$$\frac{U_{\text{пит}}}{I_{\text{пит}}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}},$$

где $U_{\text{пит}}$ и $I_{\text{пит}}$ — соответственно, напряжение питания и потребляемый от источника питания ток; $U_{\text{н}}$ и $I_{\text{н}}$ — напряжение и ток в нагрузке.

То есть в идеальном случае, если напряжение на нагрузке в 10 раз меньше напряжения питания схемы, то эта схема (импульсного блока питания) от источника питания (сетевого выпрямителя, аккумуляторов) потребляет ток, в 10 раз меньше тока нагрузки. Рассмотренная выше схема линейного стабилизатора (рис. 1.42) при любом напряжении в нагрузке потребляет от источника питания ток, равный и даже чуть больший тока нагрузки.

Но это только в идеальном случае, когда КПД импульсного блока питания равен 100%. В реальных схемах из-за инерционности работы мощных транзисторов и диодов, а также из-за неидеально подобранной индуктивности дросселя L1 (в этой схеме лучше изменять не индуктивность дросселя, а частоту генератора — подбором емкости конденсатора С1) КПД редко бывает выше 80...90%. Но это тоже немало, особенно при большой разности между входным и выходным напряжениями: ведь у линейного стабилизатора в таком случае КПД стремится к нулю. У импульсного стабилизатора КПД практически не зависит от разности напряжений и всегда максимален.

Чем выше КПД устройства, тем меньше вы платите за потребляемую им электроэнергию. Кроме того, при увеличении КПД резко уменьшается нагрев силовых элементов (т. е. мощного транзистора и диода). Мой блок питания, собранный с использованием в выходном каскаде мощного полевого транзистора, при мощности нагрузки 40 Вт (электропаяльник) практически не греется — на транзисторе выделяется чуть больше 1 Вт, а столь ничтожную мощность он способен рассеивать самостоятельно, без радиатора. Но до него я пользовался «услугами» линейного стабилизатора, который при той же мощности нагрузки и той же разности между входным и выходным напряжениями перегревался даже

при использовании радиатора размером с эту книгу. А ведь на нагрев тоже нужно затратить энергию!

Единственный недостаток импульсного стабилизатора — очень высокий уровень помех как в нагрузке, так и в источнике питания стабилизатора. Кроме того, магнитное поле вокруг катушки L1 работающего на некоторую нагрузку стабилизатора переменного, т. е. дроссель излучает мощные электромагнитные помехи. Эти помехи способны заглушить все низкочастотные длинноволновые радиостанции в радиусе десятков метров от дросселя.

Бороться с этими «напастями» можно, хотя и очень сложно. Уменьшить уровень помех в проводах можно, увеличив емкость конденсаторов C2 и C3 (C3 должен располагаться в непосредственной близости от эмиттерного вывода транзистора VT2 и анода диода VD3 — его желательно припаять прямо к выводам этих элементов), а также припаяв параллельно им блокирующие малоинерционные конденсаторы небольшой емкости. А вот с электромагнитными помехами бороться сложнее. В принципе, если вы не собираетесь эксплуатировать блок питания совместно с длинноволновым радиоприемником, то с ними можно и не бороться — больше ни на что они не влияют. Но если их нужно устранить, дроссель L1 следует **экранировать**, т. е. «спрятать» в любую полностью закрытую металлическую коробочку (позаботьтесь о надежной электроизоляции!), причем толщина ее стенок не должна быть меньше 0,5...1,0 мм. Для того чтобы силовые линии вокруг дросселя не замыкались на экране, расстояние от любой точки на поверхности дросселя до экрана не должно быть меньше половины его диаметра.

Из-за этой особенности импульсные источники питания, в основном, эксплуатируют только совместно с мощными цифровыми схемами — им пульсации напряжения питания «до лампочки». Для питания маломощных аналоговых схем **нужно** использовать только линейные стабилизаторы: аналоговые схемы, особенно имеющие значительный коэффициент усиления, крайне чувствительны к помехам, поэтому лучше сразу пожертвовать КПД, чем потом пытаться устранить помехи. Но в некоторых случаях, когда диапазон рабочих частот аналоговой схемы не соприкасается с рабочей частотой блока питания (например, усилитель работает в диапазоне 20...20000 Гц, а частота генератора источника питания равна 100000 Гц), а также если коэффициент усиления очень невелик, то их можно подключать друг к другу. В принципе, **хороший** блок питания (импульсный) ничего не излучает, а хороший усилитель чувствителен только к сигналу на входе, а не к помехам в проводах питания. Проблема только в том, что придумать и собрать такие схемы очень сложно...

И в конце параграфа — несколько слов об мощных УМЗЧ. Как правило, выходные транзисторы таких усилителей работают только в линейном режиме — существующие к моменту написания книги (2003 г.) мощные цифровые УМЗЧ или по экономичности были даже хуже линейных, или очень сильно искажали сигнал. А транзистор в выходном каскаде линейного УМЗЧ подчиняется тем же законам, что и схема на рис. 1.42. К сожалению, исправить ситуацию пока ничем нельзя, поэтому здесь я расскажу только о том, как можно косвенно уменьшить нагрев выходных транзисторов.

Во-первых, напряжение питания усилителя должно быть согласовано с сопротивлением нагрузки. Например, усилитель будет эксплуатироваться с колонкой сопротивлением 4 Ом и должен выдавать мощность до 50 Вт. При такой мощности напряжение на колонке должно составлять $U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{50 \cdot 4} = 14$ В (амплитуда переменного напряжения). Учитывая небольшое падение напряжения на силовых (выходных) транзисторах (ведь их ни в коем случае нельзя доводить до насыщения!), напряжение питания усилителя должно равняться $\pm 17...20$ В. Если напряжение питания будет меньше, усилитель не «раскачается» до 50 Вт, если же больше — на выходных транзисторах, при том же протекающем через них токе, будет падать большее напряжение, т. е. они будут сильнее греться (нужны будут большие теплоотводы). Существуют также мостовые УМЗЧ — они состоят из двух УМЗЧ, работающих в противофазе на общую нагрузку; для получения тех же 50 Вт \times 4 Ом, питать мостовой усилитель можно от источника $\pm 8...10$ В, но при этом потребляемый ток возрастет **менее**, чем в 2 раза, т. е. экономичность (КПД) мостового УМЗЧ выше, чем у обычного. Связано это с тем, что в любом линейном УМЗЧ, в его выходных каскадах, протекает некоторый сквозной ток — ток покоя. Ведь для уменьшения искажений сигнала, из-за неидеальности вольт-амперной характеристики транзисторов при небольшом напряжении на базе (затворе), их нужно немножко приоткрыть — тогда транзисторы попросту не будут «заходить» в нелинейный режим. А так как ВАХ транзистора очень слабо зависит от напряжения питания, то ток покоя и высоковольтных, и низковольтных усилителей практически одинаков. Поэтому «мощность покоя» меньше у низковольтного усилителя, т. е. такой усилитель греется слабее высоковольтного.

Как это ни странно, но сильнее всего усилитель греется при «средней» выходной мощности (громкости), а при минимальной и максимальной громкости звука транзисторы греются гораздо слабее. Но ничего странного здесь нет. Просто при минимальной громкости звука, хотя напряжение на выходных транзисторах и довольно значительно, но протекающий через них ток ничтожен, и мощность $P = I \cdot U$, выделяющаяся на них, тоже минимальна. При максимальной выходной мощности протекающий через транзисторы ток значителен, зато падение напряжения на них очень мало (транзисторы работают практически в ключевом режиме). Поэтому выделяющаяся в этом режиме на транзисторах мощность тоже невелика. При «средней» выходной мощности значителен и ток нагрузки, и падение напряжения на транзисторах, поэтому и греются они довольно сильно.

Современная электронная промышленность (в основном зарубежная) выпускает довольно широкий ассортимент УМЗЧ в интегральном исполнении (т. е. в виде одной микросхемы, «внутри» которой собран весь УМЗЧ) — схемы включения некоторых микросхем собраны на рис. 1.46. УМЗЧ лучше всего собирать именно на таких микросхемах (а не «по старинке», на десятке транзисторов), ведь микросхемы уже настроены, их параметры идеально выставлены еще на заводе-изготовителе, с ними проще работать и они стоят гораздо дешевле вышеупомянутого десятка транзисторов. Кроме того, большинство интегральных УМЗЧ имеют различные «навороты» (режим пониженного энергопотребления, защита от короткого замыкания в нагрузке и перегрева кристалла, встроенный

контроллер напряжения питания), которых нет в обычных УМЗЧ и которые способны значительно продлить «жизнь» усилителя, особенно если он работает на пределе своих возможностей. Поэтому, если вы не предъявляете к звуку УМЗЧ сверхвысоких требований, его лучше всего собрать на микросхемах — заодно и на деталях сэкономите.

Мощные интегральные УМЗЧ

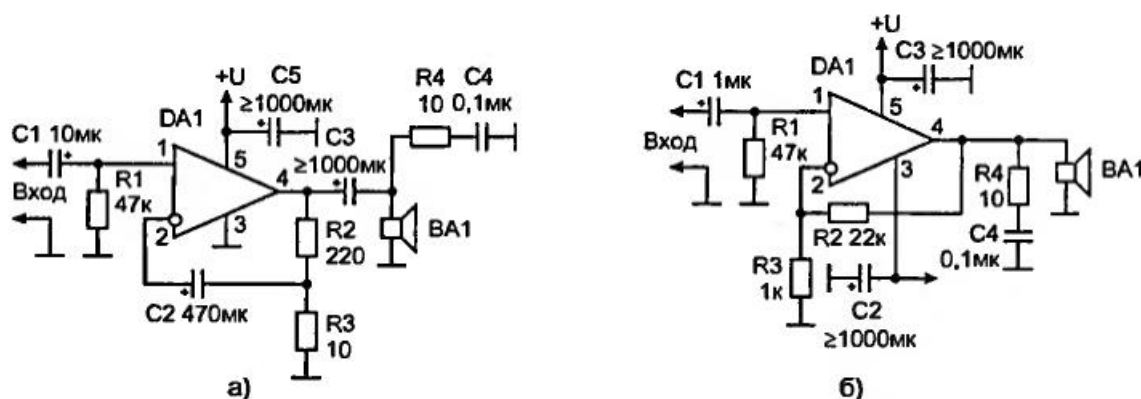


Рис. 1.46.1. УМЗЧ

Тип	Рис.	Напряжение питания, В	Выходная мощность, Вт	Сопротивление нагрузки, Ом	Защита от КЗ выхода и перегрева	Ток покоя, мА
TDA2002, K174УН14А	а	6...18	8	≥2	+	70
TDA2003, K174УН14	а	6...18	8	≥2	—	70
TDA2030, K174УН19	б	±3...18	20	≥4	—	50
TDA2040	б	±2...20	25	≥4	?	50
TDA2050	б	±2...25	30	≥4	?	40
TDA2051	б	±2...25	40	≥4	+	40

Примечание:

коэффициент усиления по напряжению равен $k_{у.н} = \frac{R2}{R3}$;

микросхемы TDA2030...TDA2051 — мощные высоковольтные ОУ, TDA2002 и TDA2003 в качестве ОУ использовать довольно сложно;

при уменьшении напряжения питания до минимума ток покоя плавно уменьшается до 10...15 мА;

для TDA2002 и TDA2003 R1 можно убрать.

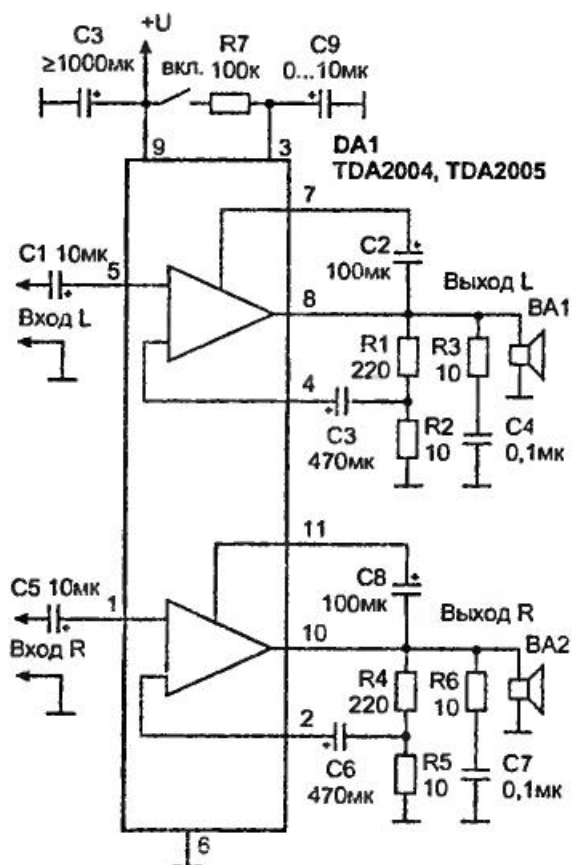


Рис. 1.46.2. УМЧЗ

Примечание:
 параметры микросхем соответствуют TDA2002;
 для TDA2005 C2 и C8 не нужны, а выв. 7 и 11 соединяются с выв. 9;
 оба канала (L и R) независимы друг от друга.

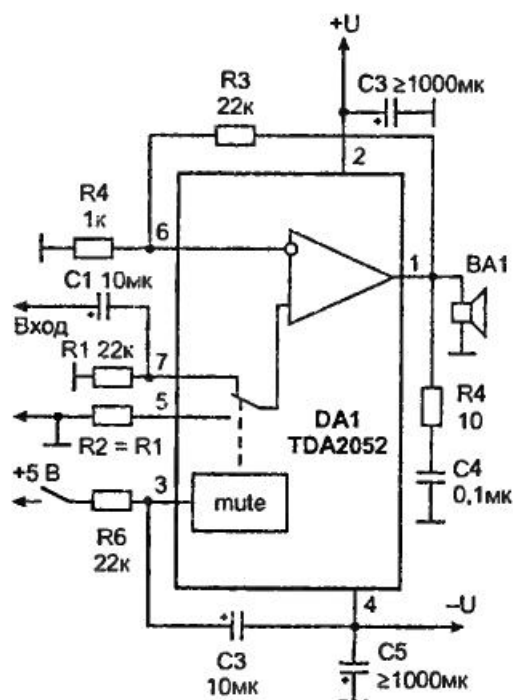


Рис. 1.46.3. УМЧЗ

Примечание:
 параметры соответствуют TDA2051;
 при подаче вх. 3 напряжения +5 В (его можно получить из +U, ограничив стабилитрон) прямой вход усилителя соединяется с выв. 7. При размыкании контакта, а также при перегреве кристалла микросхемы, прямой вход соединяется с выв. 5 и отсоединяется от выв. 7. На выв. 5 можно подать сигнал от другого источника.

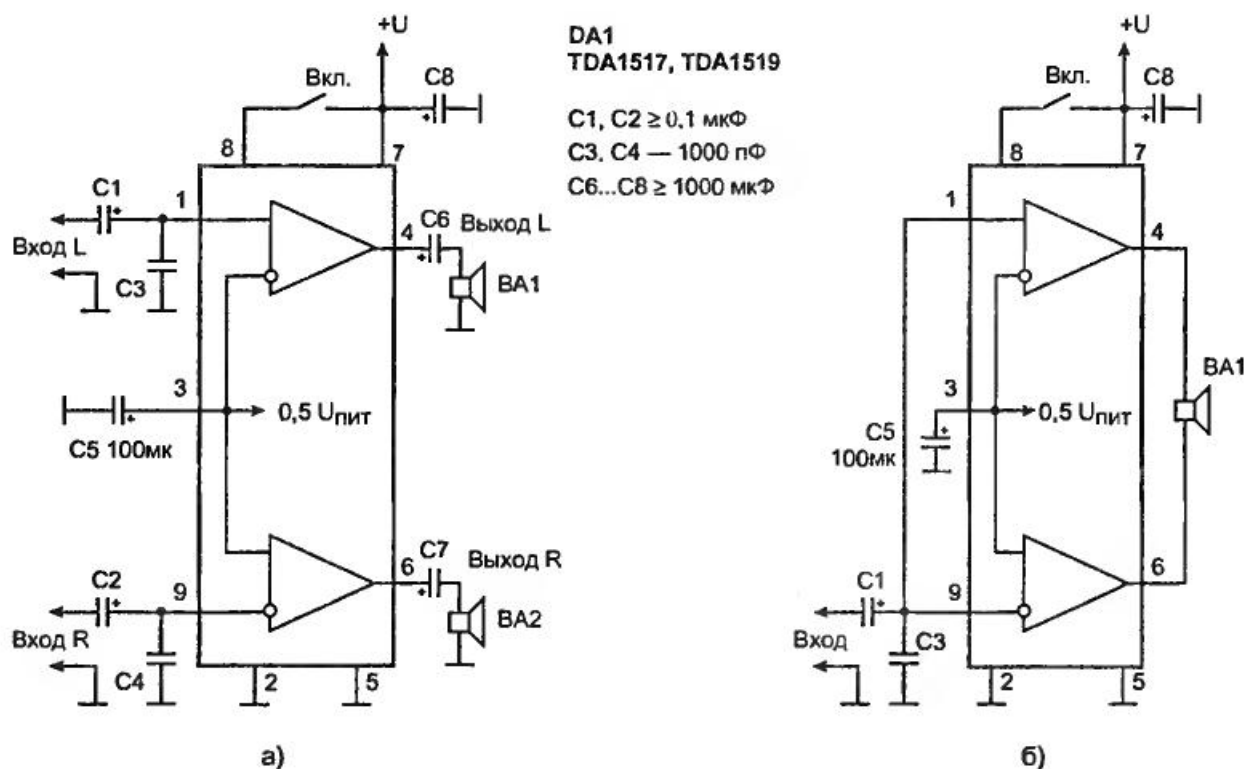


Рис. 1.46.4. УМЧЗ

Тип	Рис.	U_{CC} , В	I_{CC} , мА	$P_{вых}$, Вт	$R_{нп}$, Ом	Защита
TDA1517, TDA1519	а	6...18	80	2×10	≥ 2	+
TDA1517, TDA1519	б	6...18	80	1×20	≥ 4	+

Примечание:

у TDA1519 коэффициент усиления больше;

выв. 2 — сигнальная «земля»;

конденсаторы C3 и C4 нужны для устранения самовозбуждения;

конденсатор C8 обязателен, его нужно припаять к выв. 5 и 7 микросхемы;

для некоторых микросхем конденсатор C5 не обязателен.

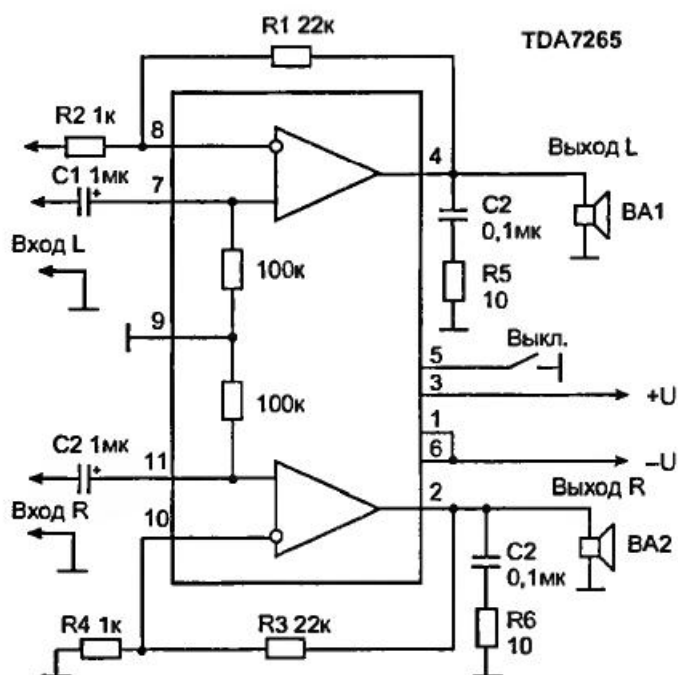


Рис. 1.46.5. УМЧЗ

Напряжение питания, В $\pm 3 \dots 25$
 Ток покоя, мА 80
 Выходная мощность, Вт 2×25
 Сопротивление нагрузки, Ом ≥ 4
 Защита выхода есть

Примечание:

мощный двоянный ОУ, работает на частотах до 100 кГц; $k_{ус.У} = \frac{R1(R3)}{R2(R4)}$

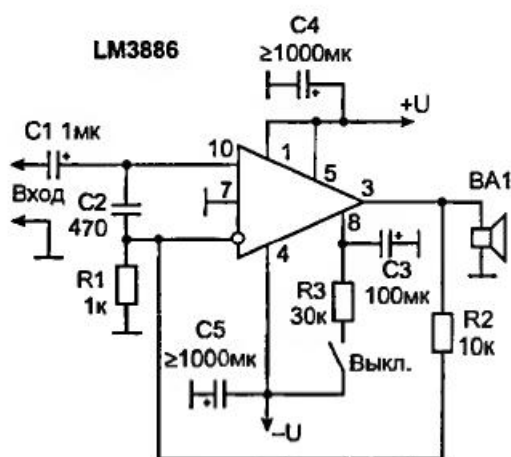


Рис. 1.46.6. УМЧЗ

Напряжение питания, В $\pm 5 \dots 42$
 Ток покоя, мА 50
 Максимальный выходной ток, А 11,5
 Выходная мощность, Вт 100
 Сопротивление нагрузки, Ом ≥ 4
 Скорость нарастания
 выходного напряжения, В/мкс 20

Примечание:

очень низкий шум, нечувствителен к пульсациям напряжения питания; максимальная рабочая частота — 3 МГц;

C2 нужен для устранения самовозбуждения;

недостаток — большое падение напряжения на выходных транзисторах — микросхема сильно греется.

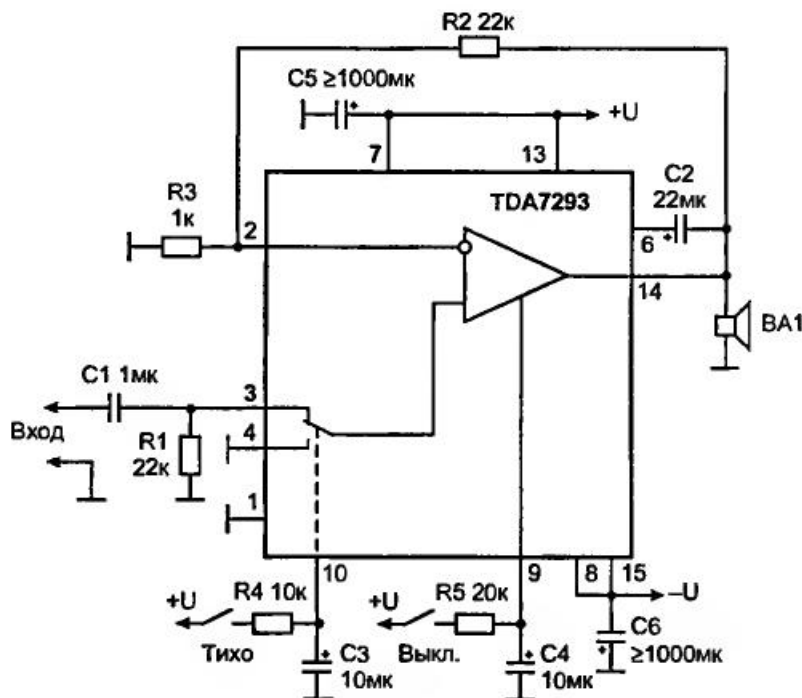


Рис. 1.46.7. УМЧЗ

Тип	Напряжение питания, В	Ток покоя, мА	Выходная мощность, Вт	Сопротивление нагрузки, Ом
TDA7293	±10...50	30	140	≥4
TDA7294	±10...40	30	100	≥4
TDA7295	±10...35	30	80	≥4
TDA7296	±10...30	30	60	≥4

Примечание:

один из наиболее качественных УМЧЗ, в выходном каскаде стоят мощные полевые транзисторы;

для TDA7293 правый по схеме вывод C2 нужно отсоединить от выв. 14 и соединить с выв. 12;

управление режимом «тихо» всегда должно опережать управление режимом «ВЫКЛ.»;

левые по схеме выводы резисторов R4 и R5 можно соединить друг с другом, но тогда сопротивление R5 должно быть больше R4. Микросхемы имеют защиту от КЗ выхода и перегрева.

Часть 2. Согласование схем

Как правило, большинство схем состоят из нескольких «кирпичиков», органически связанных друг с другом. Схемы-«кирпичики» могут быть самыми разными, и выполнять они могут различные функции (например, генератор, усилитель и фильтр), но, связанные вместе, они выполняют какую-то одну функцию, реализовать которую на одном «кирпичике», по причине ее сложности, невозможно. Наглядная аналогия такой схемы — огнестрельное оружие: в нем боек ударяет по патрону, порох внутри патрона воспламеняется и толкает вперед пулю, а пуля поражает цель. Очевидно, что если не будет какого-то одного «кирпичика» (или бойка, или пороха, или пули), цель окажется непораженной. То есть ни один «кирпичик» из этой «схемы» убирать нельзя, иначе она не будет работать.

Но мало взять и свалить в одну кучу все нужные «кирпичики» — их еще нужно соединить друг с другом в правильной последовательности, позаботившись о том, чтобы на выходе предшествующей схемы было именно то, что ожидает последующая схема. Ведь если боек ружья будет бить не по детонатору, а по пуле — ничего не произойдет. Такой же результат будет и в том случае, если боек ударит не в центр детонатора, а чуть сбоку или если сила удара будет слишком малой.

Попытки соединить схемы в правильной последовательности в электронике называются **«согласование схем»**, или попросту — **«согласование»**. Сам по себе процесс согласования не очень сложен, нужно только знать, чего именно вы хотите добиться от своей схемы. Несогласованные друг с другом схемы обычно не работают вообще, а, если и заработают, то очень плохо.

В этой главе автор попытается раскрыть большинство известных ему «секретов» согласования схем. В этом помогут наглядные примеры — простейшие схемки, согласованные друг с другом. Будет очень хорошо, если вы самостоятельно соберете большинство приведенных ниже схем, настроите их и потом поэкспериментируете с номиналами отдельных элементов, изменяя их и следя за реакцией схемы. Только таким образом можно изучить электронику — ведь всего в учебнике не опишешь...

2.1. Согласование аналоговых схем

При согласовании аналоговых схем нужно учитывать:

- амплитуду входного и выходного напряжений;
- входное и выходное сопротивление схемы (ток, потребляемый от источника питания, и ток, отдаваемый в нагрузку);
- частотный диапазон схем;
- выполняемые схемой функции.

В некоторых случаях также необходимо учитывать напряжения питания схем (обычно стремятся сделать его одинаковым для всего устройства, но очень часто некоторые узлы нормально работают только при повышенном или пониженном напряжении питания).

Для начала рассмотрим простейший усилитель звукового сигнала, собранный на основе двух ОУ (рис. 2.1). Подобные схемы очень часто используются в тех случаях, когда нужно получить большой коэффициент усиления. Дело в том, что максимальная рабочая частота усилителя на ОУ сильно зависит от его коэффициента усиления: при единичном коэффициенте усиления (повторитель) она максимальна и равна $f_{гр}$, а при увеличении коэффициента усиления она уменьшается в десятки-сотни раз. Связано это с тем, что скорость нарастания выходного напряжения, при очень небольшой разности входных напряжений, невелика, но при увеличении разности напряжений на входах она очень быстро увеличивается до максимального для данного ОУ значения (пока напряжения на обоих входах ОУ равны, напряжение на его выходе равно напряжению на входах; при резком и **очень незначительном** изменении напряжения на одном из входов относительно другого напряжение на выходе изменяется со скоростью, гораздо меньшей $U_{U_{вых}}$).

Максимальную рабочую частоту ОУ при некотором заданном коэффициенте усиления по напряжению можно вычислить по очень приближенной формуле, дающей тем не менее неплохое совпадение:

$$f_{max} = \frac{f_{гр}}{k_{ус.У}}$$

где f_{max} — максимальная рабочая частота;

$f_{гр}$ — частота, при которой коэффициент усиления ОУ уменьшается до 1;

$k_{ус.У}$ — коэффициент усиления по напряжению.

Как видно, при использовании в усилителе недорогих ОУ типа К140УД6, УД7 с частотой единичного усиления всего 300 кГц, коэффициент усиления по напряжению более 20 получить невозможно — иначе ОУ начнет «вырезать» высокие частоты сигнала, а всякое ограничение без ведома хозяина аппаратуры — это искажение. Впрочем, от этого эффекта есть и польза — когда нужно сделать усилитель нечувствительным к высокочастотным помехам, распространяющимся по цепям питания (блок питания с ШИМ) или от источника сигнала (пилот-тон с выхода приемника). Одна из особенностей такого усилителя — очень «мягкое» звучание, приближающее его по звучанию к ламповым усилителям. Но все равно высокие частоты лучше обрезать не усилителем, а специально предназначенным для этой цели ФНЧ.

Для получения коэффициента усиления более 100 нужно использовать широкополосные (высокочастотные) прецизионные ОУ. Самый дешевый их представитель стоит раза в 2 дороже этой книги. И приходится их покупать — ведь по-другому нельзя.

Но нам никто не мешает соединить два ОУ последовательно, как это сделано на рис. 2.1. При этом их коэффициенты усиления перемножаются, так, например, если коэффициент усиления по напряжению каждого усилителя равен 10,

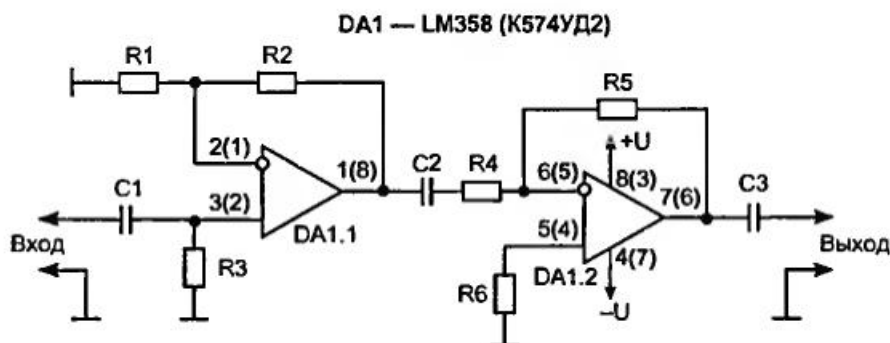


Рис. 2.1. Согласование двух ОУ.
В скобках даны номера выводов для микросхемы К574УД2

то суммарный коэффициент усиления схемы на рис. 2.1 равен $10 \cdot 10 = 100$. И никакие прецизионные ОУ нам не нужны, сойдут и К140УД6.

Такое возможно только благодаря тому, что каждый ОУ охвачен «своей», независимой от другого ОУ, цепью ООС. Если оба усилителя охватить одной **общей** ООС (ОООС, не путайте с «СССР»), то параметры (характеристики) схемы заметно ухудшатся — каждый ОУ, из-за инерционности, несколько задерживает сигнал (сдвигает его по фазе — если, например, напряжение на его входе в данный момент начало увеличиваться, то напряжение на его выходе начнет увеличиваться (усилитель неинвертирующий) не сейчас же, а только через некоторое время, и, если входной и выходной сигналы изобразить на одном графике, будет заметно отставание максимумов и минимумов выходного сигнала от тех же точек для входного; это явление и получило название «сдвиг по фазе»; к сожалению, незнакомые с электроникой люди используют этот термин не по назначению), и из-за этого по цепи ООС на вход усилителя с его выхода будет поступать сдвинутый сигнал, амплитуда которого не соответствует амплитуде входного сигнала, вызвавшего это изменение выходного сигнала (рис. 2.2) (имеется в виду высокочастотный сигнал, частота которого достаточна для того, чтобы сдвиг по фазе стал заметен). То есть входной сигнал заметно исказится, возникнут так называемые интермодуляционные искажения — самые «вредные» среди всех типов искажений. Но если ОООС не вводить (что и сделано на рис. 2.1), то выходной сигнал хоть и будет сдвинут относительно входного, на

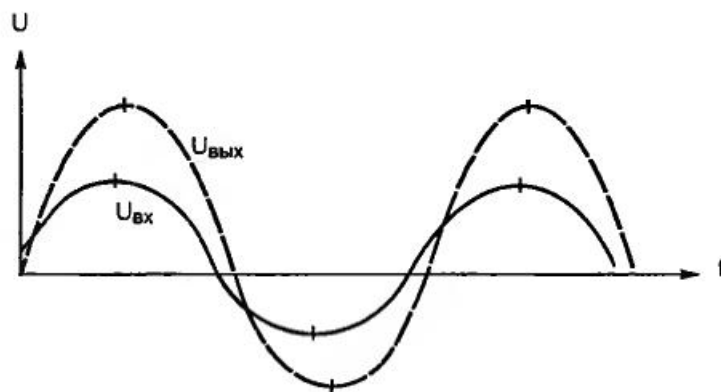


Рис. 2.2. Сдвиг напряжения на выходе схемы по фазе.
Крестиками отмечены максимумы и минимумы напряжения

коэффициент искажений практически не повлияет: во-первых, время задержки одного усилителя меньше, чем для двух, а во-вторых, коэффициент усиления каждого усилителя слишком мал для того, чтобы заметно сдвинуть по фазе даже высокочастотную составляющую сигнала. Поэтому увлекаться ООС я не советую — лучше ограничиться местными ООС: хоть и надо при этом гораздо больше резисторов (кстати, резисторы сигнал по фазе не сдвигают; конденсатор сдвигает ток на 90° относительно напряжения вперед, а катушка индуктивности — на 90° назад), но результат будет лучше.

Из всего вышесказанного можно сделать вывод, что **идеальный усилитель** — или усилитель с бесконечно большим быстродействием ($U_{\text{вых}}$ и $f_{\text{гр}}$), или усилитель вообще без ООС. К сожалению, построить хороший усилитель без ООС на транзисторах (или микросхемах на их основе) очень сложно (до сих пор (2003 г.) это никому не удалось), а вот схемы ламповых усилителей без ООС широко известны. Наверное, именно поэтому лампы и выжили, несмотря на то, что КПД усилителя на их основе не превышает 10...30%, — звучание таких усилителей потрясающе!

Допустим, что нам нужно собрать по схеме на рис. 2.1 усилитель с коэффициентом усиления 200, работающий на частотах 20 Гц...20 кГц. Из ОУ у нас имеются LM358 и КР574УД2 (или любые другие; параметры этих ОУ можно посмотреть на рис. 1.26).

Для того чтобы получить нужный нам коэффициент усиления, оба ОУ должны усиливать сигнал в $\sqrt{200} \approx 14$ раз и при этом их коэффициент усиления не должен значительно уменьшаться даже на частотах 20...30 кГц. Этому требованию соответствуют обе микросхемы (хотя быстродействие LM358 все-таки маловато), и в дальнейшем мы будем рассматривать усилитель на LM358.

Сопротивление резистора R2 выберем «стандартное» — 100 кОм. Тогда сопротивление резистора R1 должно быть равно $100 : 14 = 7,1$ кОм. Выбираем ближайшее, чуть большее сопротивление — 7.5 кОм.

Входной сигнал подается на прямой вход ОУ, т. е., казалось бы, сопротивление резистора R3 может быть любым. Но это не совсем так. Дело в том, что во входных каскадах LM358 стоят биполярные транзисторы, которые, как известно, управляются не напряжением, а током. Поэтому для достижения симметрии входного дифференциального каскада ток, протекающий через резистор R3, должен быть равен току через резистор R2. А так как падение напряжения на этих резисторах одинаково, то, по закону Ома, их сопротивления тоже должны быть одинаковыми, т. е. $R2 = R3 = 100$ кОм.

Для того чтобы конденсатор C1 не очень сильно ослаблял низкочастотную составляющую входного сигнала, его емкостное сопротивление на наименьшей частоте должно быть раз в 10 меньше сопротивления резистора R3, т. е.

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot 0,1R3} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 100000} = 8 \cdot 10^{-7} \text{ Ф, или } 0,8 \text{ мкФ.}$$

Округляем до 1 мкФ.

Теперь второй усилитель (DA1.2). Его коэффициент усиления должен быть таким же, поэтому номиналы всех внешних элементов оставляем теми же. Кон-

денсатор С2 закорачивать нельзя — из-за некоторого **ненулевого** напряжения смещения обоих ОУ напряжение на выходе DA1.1 может отличаться от напряжения на выходе DA1.2 (и, соответственно, напряжения на его инверсном входе), и из-за этого постоянная составляющая (относительно общего провода) на выходе DA1.2 станет еще больше — ее амплитуда на выходе DA1.2 будет в $k_{у.У}$ (14 раз) больше амплитуды постоянной составляющей на выходе DA1.1. Конденсатор С2 позволяет согласовать эти усилители по напряжению, и благодаря ему постоянную составляющую на выходе DA1.1 можно не учитывать. Полярность включения этого конденсатора определяется при налаживании схемы, и его положительный вывод нужно подключить туда, где потенциал (напряжение) больше.

Сопротивление резистора R6 должно равняться сопротивлению резистора R5. Сопротивление резистора R5 можно увеличить в несколько раз (но $R5 \leq 500$ кОм!), при этом во столько же раз нужно будет увеличить сопротивление R4 и R6, и уменьшить емкость С2. Конденсатор С3 — разделительный, и, если нагрузка к DA1.2 подключается через «свой» конденсатор, или если она допускает присутствие на своем входе постоянной составляющей амплитуды до 0,2...0,5 В, то этот конденсатор можно убрать. Аналогично и с DA1.1: если источник сигнала на выходе имеет разделительные конденсаторы или если его внутреннее сопротивление на нулевой частоте в 10 и более раз превышает сопротивление резистора R3, то конденсатор С1 можно убрать и сигнал подавать непосредственно на выводы резистора R3.

Теперь рассмотрим тот же усилитель, но на ОУ с полевыми транзисторами на входах KP574УД2 (такие ОУ называются «ОУ с FET-входом», FET — полевой транзистор). Так как полевой транзистор ток по цепи управления не потребляет (подразумевается, что паразитные емкости равны нулю) — он управляется напряжением, то сопротивление резисторов R3 и R6 может быть любым и независимым от сопротивления резисторов R1 и R4. Поэтому сопротивление резистора R3 целесообразно увеличить до 1 МОм (но не более!) — тогда конденсатор С1 можно будет взять емкостью всего 0,1 мкФ. Заодно увеличится и входное сопротивление усилителя — у этой схемы оно равно сопротивлению резистора R3 плюс емкостное сопротивление паразитных емкостей входа ОУ. Резистор R6 можно вообще убрать и соединить прямой вход DA1.2 непосредственно с общим проводом (в литературе это называется «закоротить резистор R6» — подразумевается, что радиолюбитель сам догадается перед этим выпаять резистор из схемы, если, конечно, у вас нет лишних и ненужных резисторов). В принципе, усилитель на DA1.2 лучше «превратить» в неинвертирующий, включив внешние элементы так же, как и у DA1.1, при этом можно будет уменьшить емкость и размеры конденсатора С2. Но при этом нужно будет впаять резистор R6.

Усилитель, изображенный на рис. 2.1, — инвертирующий (т. к. количество инвертирующих каскадов нечетно — только усилитель на DA1.2). Чувствительность такого усилителя к помехам по цепям питания меньше, чем у неинвертирующего (она минимальна, т. е. качество усилителя максимально, когда коэффициент усиления DA1.2 равен коэффициенту усиления DA1.1), но инвертирующий усилитель склонен к самовозбуждению на высоких частотах при попадании

сигнала с выхода на вход (в том числе и по проводам питания). С неинвертирующим усилителем возни меньше, но он требует качественного источника питания, и ни в коем случае не импульсного.

Таким образом, использовать в усилителях ОУ с FET-входом выгоднее, чем ОУ с биполярными транзисторами на входе. Единственный недостаток подобных («полевых») ОУ — повышенное напряжение смещения, при небольших коэффициентах усиления (<100) можно не учитывать — с постоянной составляющей «расправятся» разделительные конденсаторы. Но в некоторых схемах напряжение смещения нужно учитывать. При использовании в качестве DA1.1 и DA1.2 прецизионных (особо точных) ОУ конденсатор C2 можно закоротить. Закорачивать резистор R4 (подключать выход одного усилителя к **инвертирующему** входу другого только через конденсатор, без резистора) ни в коем случае нельзя — тогда коэффициент усиления DA1.2 на высоких частотах будет стремиться к бесконечности, а на низких — к нулю, т. е. получится обычный ФВЧ первого порядка. Благодаря резистору R4, сопротивление которого больше емкостного сопротивления конденсатора C2 (в этой схеме, но это относится и ко всем остальным аналогичным схемам) даже на максимальной рабочей частоте, емкостное сопротивление конденсатора можно не учитывать (ведь оно гораздо меньше сопротивления резистора) и коэффициент усиления «фильтра» в рабочем диапазоне частот практически не зависит от частоты сигнала, т. е. фильтр «превращается» в линейный усилитель. При подаче сигнала на прямой вход ОУ дополнительный резистор не нужен, но, если вы поставите его (например, последовательно с конденсатором C1), этот резистор будет уменьшать амплитуду напряжения на входе ОУ (что плохо — для компенсации нужно будет увеличить коэффициент усиления), ведь дополнительный резистор и резистор R3 будут образовывать резисторный делитель напряжения и, одновременно, увеличивать входное сопротивление усилителя (что хорошо) и приближать частотные характеристики конденсатора C1 как разделительного элемента к идеальным (что еще лучше).

Подключение каскада на транзисторе с ОЭ к выходу ОУ (рис. 2.3, а). Здесь мы будем рассматривать только подключение транзистора структуры п-р-п, для р-р-р-транзистора эмиттер нужно соединить с шиной «+U», а нагрузку — с общим проводом.

Как известно, напряжение на базе транзистора, включенного по такой схеме, может изменяться только от нуля до 0,8...1,5 В. А на выходе ОУ при однополярном напряжении питания, равном 12 В, напряжение находится в пределах от 1 до 11 В. То есть без специальной согласующей схемы управлять таким транзистором с помощью ОУ нельзя.

Для согласования в схему добавлены резисторы R1 и R2 и стабилитрон VD1. Резистор R2 — нагрузка для стабилитрона, и без этого резистора схема работать не будет. Резистор R1 — токоограничивающий.

Допустим, что стабилитрон VD1 имеет напряжение стабилизации, равное 2,0 В. Тогда при уровне лог. «0» на выходе ОУ напряжение на базе транзистора будет равняться нулю — напряжение на выходе ОУ (1 В) меньше напряжения пробоя стабилитрона (2 В) и ток через стабилитрон не течет. При уровне

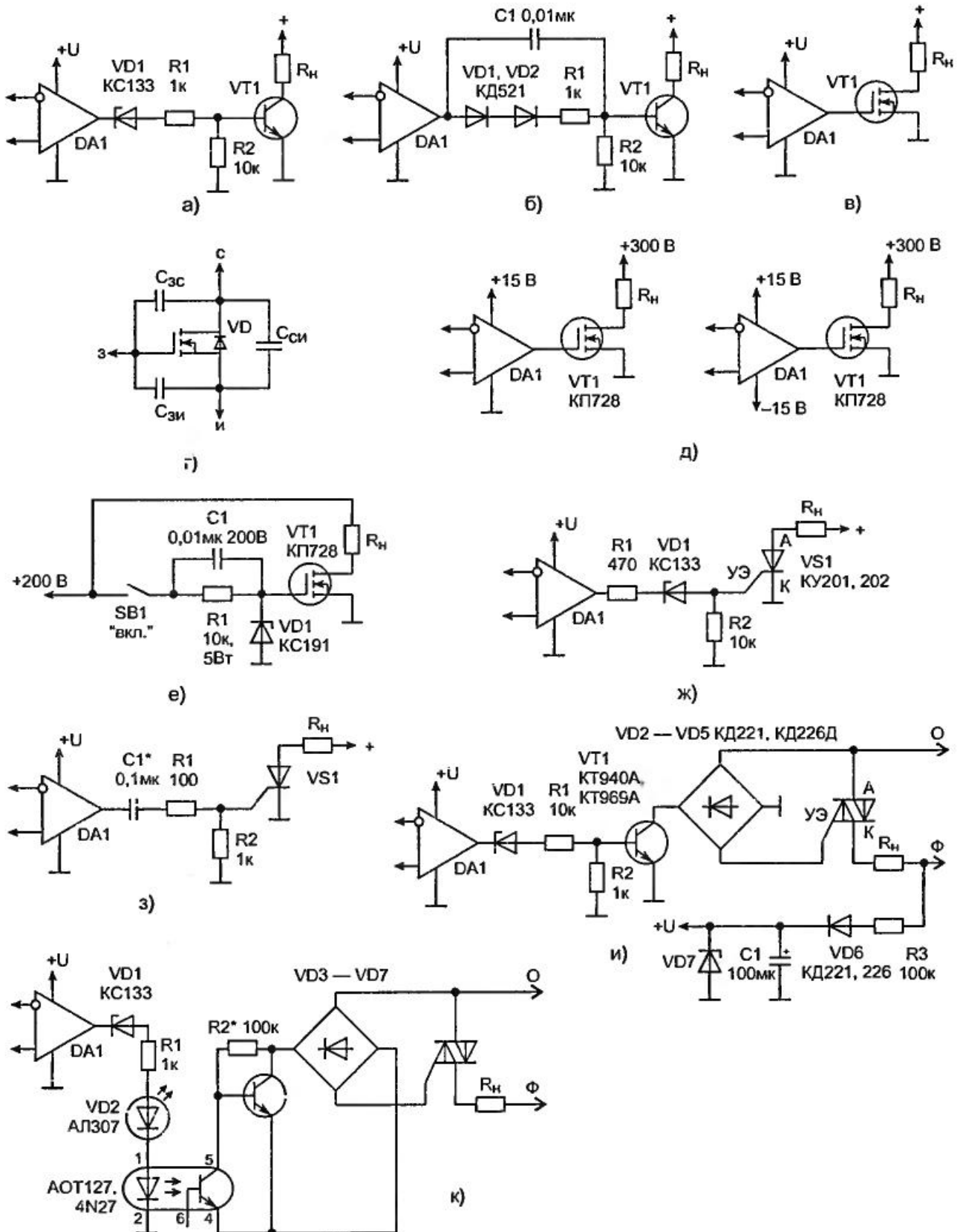


Рис. 2.3. Согласование с выходом ОУ ключевых элементов:

а, б — биполярных транзисторов; в, д — полевых транзисторов; г — паразитные емкости полевого транзистора (они есть и у биполярных); е — управление полевым транзистором от высоковольтного источника; ж, з — согласование тиристоров; и — коммутация симистором переменного напряжения; к — та же схема, но с гальванической развязкой

лог. «1» на выходе ОУ (11 В) напряжение на правом по схеме выводе стабилитрона будет равняться $11 - 2 = 9$ В и через резистор R1 в базу транзистора VT1 начнет течь некоторый ток, отпирающий транзистор.

Напряжение стабилизации стабилитрона VD1 должно быть очень невелико — равное или чуть больше минимального напряжения на выходе ОУ. У большинства ОУ оно не превышает 0,5...2,0 В, поэтому вместо довольно редких низковольтных стабилитронов можно использовать любые диоды (рис. 2.3, б) — ведь минимальное падение напряжения на диоде при сопротивлении нагрузки (R2) равном 10 кОм, более 0,5 В. Соединив последовательно несколько диодов, эту цифру можно увеличить в несколько раз. В то же время максимальное падение напряжения даже на маломощных диодах при протекающем через них токе 20...30 мА (большой ток ОУ в нагрузку не отдает) не превышает 0,8 В.

Так как при уменьшении напряжения на выходе ОУ в схеме на рис. 2.3, б диод VD1 закрывается и ток через резистор R2 перестает течь, то для ускорения запирающего транзистора VT1 введен конденсатор C1. Этот конденсатор так и называется — ускоряющий. При уменьшении напряжения на выходе ОУ уменьшается напряжение и на правой по схеме обкладке конденсатора, и если его емкость достаточно велика по сравнению со временем нарастания/спада фронта сигнала на выходе ОУ, то напряжение на его правой по схеме обкладке может становиться меньше нуля (когда на выходе ОУ присутствует уровень лог. «1», напряжение на левой обкладке конденсатора равно 11 В, а на правой — 0,7...1 В; если напряжение на выходе ОУ будет уменьшаться до 1 В столь быстро, что конденсатор не успеет сколько-нибудь заметно разрядиться, то напряжение на базе транзистора станет меньше 1 В на первоначальную разность потенциалов на конденсаторе (10,3...10,0 В), т. е. равным $-9,3...-9,0$ В; но в реальных схемах из-за значительной емкости перехода база-эмиттер транзистора и недостаточной скорости нарастания выходного напряжения ОУ и его выходного тока такого практически никогда не происходит, тем не менее польза от конденсатора есть). При увеличении напряжения на выходе ОУ, благодаря конденсатору ускоряется отпирание транзистора.

Ускоряющий конденсатор можно использовать только в импульсных схемах, и только в том случае, если ОУ допускает кратковременное короткое замыкание выхода. В линейных схемах может происходить самовозбуждение — при незначительном изменении напряжения на выходе ОУ, при довольно большой емкости конденсатора C1, ток базы (и, соответственно, коллектора) транзистора изменяется очень резко и ОУ приходится для компенсации резко уменьшать напряжение на выходе (если схема охвачена цепью ООС). А из-за этого так же резко будет уменьшаться и ток коллектора транзистора, в результате напряжение на выходе ОУ снова увеличится. В общем, вся схема будет вести себя как слон в посудной лавке. Поэтому в линейных схемах обычно используют эмиттерные повторители или полевые транзисторы, сопротивление канала которых зависит от напряжения на затворе не так сильно.

Сопротивление резистора R2 нужно подобрать таким образом, чтобы при уровне лог. «0» на выходе ОУ транзистор был полностью закрыт (ток коллектора равен нулю), но его сопротивление при использовании маломощных ОУ не

должно быть меньше 1...5 кОм. Если полностью закрыть транзистор не удастся, нужно увеличить напряжение стабилизации стабилитрона или припаять последовательно с ним несколько диодов в прямом включении.

Правильно выбрать сопротивление резистора R1 довольно сложно. Допустим, что ток коллектора полностью открытого транзистора неизменен (т. е. сопротивление нагрузки и напряжение питания постоянны). Тогда сопротивление резистора R1 нужно подобрать таким образом, чтобы транзистор VT1 полностью открывался при напряжении на выходе ОУ, равном 9...10 В (если максимальное выходное напряжение достигает 11 В). В таком случае:

- линейность работы ОУ будет максимальна — ведь амплитуда выходного напряжения достигает 10 В и напряжение смещения можно не учитывать;
- ток, протекающий с выхода ОУ через резистор R1 и эмиттерный переход транзистора VT1 в общий провод, минимален, т. е. уменьшается нагрузка на выход ОУ;
- уменьшается быстродействие схемы (напряжение на выходе ОУ не может мгновенно изменяться) и надежность ее работы в том случае, если напряжение питания уменьшится.

С последним недостатком можно бороться, уменьшив сопротивление резистора R1, но тогда ухудшатся два первых параметра. Поэтому сопротивление этого резистора должно быть некоторым «средним», и для каждой схемы его нужно подбирать индивидуально. Обычно его сопротивление, для маломощных ОУ, равно 470 Ом...2 кОм. Если схема работает не в линейном, а в импульсном режиме работы, то его сопротивление можно не подбирать и впаять в схему резистор минимального сопротивления (100...470 Ом), но при котором не нарушается работа ОУ.

Емкость конденсатора C1 (только для импульсных схем) должна быть такой, чтобы его емкостное сопротивление на частоте переключения (рабочей частоте схемы) было в 1...3 раза меньше сопротивления резистора R1. Последовательно с этим конденсатором, для защиты выхода ОУ от импульсных перегрузок, желательно включить резистор, сопротивление которого в 2...5 раз меньше емкостного сопротивления конденсатора.

При работе с современными мощными полевыми транзисторами (как правило, с изолированным затвором и индуцируемым каналом) с согласованием вообще нет никаких проблем: такие транзисторы полностью закрыты при напряжении на затворе относительно истока меньше 2,5...2,0 В, и полностью открываются при повышении напряжения до 4,0...5,0 В. Логические уровни на выходах всех современных ОУ, при напряжении питания более 6...8 В, укладываются в эти рамки, поэтому выход ОУ можно непосредственно соединять с затвором транзистора, без всяких резисторов и конденсаторов (рис. 2.3, в). Сопротивление изоляции затвора современных транзисторов практически бесконечно, поэтому на **низких** частотах транзистор выход ОУ не нагружает.

К сожалению, даже полевые транзисторы в качестве силовых (т. е. коммутирующих (переключающих) цепи с большим током) весьма далеки от идеала (биполярные еще дальше), поэтому в некоторых случаях при согласовании проблемы все-таки возникают. «Самая главная» проблема — паразитная емкость

затвора (емкость затвор-исток; емкость затвор-сток раз в 6 меньше, поэтому ее нужно учитывать только при напряжении питания нагрузки, большем 50...100 В). Эту емкость можно представить как конденсатор, включенный между выводами затвора и истока ($C_{зи}$ на рис. 2.3, з), и его емкость, в зависимости от максимально допустимого для данного типа транзисторов тока, может быть в пределах 100...3000 пФ ($I_{с.макс} = 1...50$ А). Чем больше ток стока и крутизна характеристики транзистора, тем больше и паразитные емкости — зависимость почти линейная.

Вообще-то разделение входных паразитных емкостей на $C_{зи}$ и $C_{зс}$ не совсем точно. Вспомним строение полевого транзистора (рис. см. в первом томе): длинный канал, на концах которого припаяны выводы стока и истока, сверху на канале тонкий слой изоляции, поверх которой напылена металлическая площадка — затвор. Так как при подаче на затвор некоторого отпирающего напряжения толщина канала возле вывода стока изменяется резко, чем возле вывода истока, то для того чтобы толщина канала изменялась более-менее равномерно, слой изоляции возле стокового конца канала делают толще, чем возле истокового. Емкость больше там, где изоляция тоньше, т. е. возле истока. Поэтому у полевого транзистора есть только одна входная паразитная емкость — емкость затвор-канал. Но при расчетах удобнее эти емкости разделять, причем **считается**, что емкость возле стока в 5...6 раз меньше емкости возле истока.

Емкость $C_{зи}$ через емкостное сопротивление (зависящее от частоты входного сигнала) замыкает на исток (т. е. общий провод — мощные полевые транзисторы обычно включают по схеме с общим истоком) выход управляющей схемы. При этом, если управляющая схема на своем выходе при отключенном затворе транзистора генерирует прямоугольные импульсы, то при подключенном транзисторе, из-за $C_{зи}$, прямоугольные импульсы («меандр») превращаются практически в синусоидальные. Из-за этого скорость переключения транзистора (изменение сопротивления канала с бесконечно большого на очень маленькое и наоборот) уменьшается, т. е. увеличивается его нагрев (если он работает в импульсном режиме на очень мощную нагрузку) и уменьшается быстродействие всей схемы. Также увеличивается и нагрузка на выход управляющей схемы. Если емкость $C_{зи}$ равна 1000 пФ, то на частоте переключения 100 кГц («стандартная» частота для большинства схем с ШИМ) входное сопротивление транзистора уменьшится до $X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 10^5 \text{ Гц} \cdot 10^{-9} \text{ Ф}} \approx 1600 \text{ Ом}$.

То есть если на выходе управляющей схемы формируется синусоидальный сигнал, то она должна быть рассчитана на работу с нагрузкой сопротивлением 1,6 кОм. Если же на выходе формируется импульсный («цифровой») сигнал, то, для ускорения процессов отпираания/запираания транзистора, выходное сопротивление (определяется эмпирически — по падению напряжения на выходном транзисторе при некотором протекающем через него токе, с помощью закона Ома) управляющей схемы должно быть еще в 10...50 раз меньше. В первом случае выходное сопротивление должно быть не более 500 Ом — как минимум, в 3 раза меньше сопротивления нагрузки.

То есть чем выше рабочая частота и чем мощнее транзистор, тем мощнее должен быть и управляющий транзистором ОУ (или любая другая схема, как аналоговая, так и цифровая). Обычные ОУ с током короткого замыкания выхода 20...30 мА нормально работают совместно с мощными полевыми транзисторами только на частотах до 5...10 кГц. Для работы на больших частотах нужно использовать более мощные ОУ — идеально подходят в таком случае специально предназначенные для этого ОУ L272 и его аналоги (выходное сопротивление — около 20 Ом, максимальная рабочая частота — 300 кГц), а также отечественный К157УД1 ($R_{\text{вых}} = 50$ Ом, f_{max} — около 100 кГц); если у вас нет таких микросхем, то можно использовать и обычные маломощные ОУ, поставив на их выходе составной эмиттерный повторитель на транзисторах средней мощности. Но при этом нужно позаботиться о том, чтобы напряжение на их эмиттерах соответствовало «требованиям» полевого транзистора (на переходах транзисторов повторителя падает по 0,6...0,8 В).

Емкость $C_{зс}$ для выхода управляющей схемы представляет динамическую нагрузку (в отличие от статической нагрузки $C_{зн}$). При увеличении напряжения на затворе сопротивление канала транзистора уменьшается и напряжение на его стоке относительно затвора (и истока) уменьшается. Благодаря емкости $C_{зс}$ (конденсатор не может мгновенно зарядиться/разрядиться) также уменьшается напряжение и на затворе транзистора. То есть при увеличении напряжения на выходе управляющей транзистором схемы емкость $C_{зс}$ стремится уменьшить напряжение на затворе транзистора, а при уменьшении управляющего напряжения — увеличить.

Очевидно, что емкостное сопротивление емкости $C_{зс}$, как динамической нагрузки, зависит не только от ее емкости и частоты переключения, но и от амплитуды напряжения на стоке транзистора. Пока амплитуда напряжения на стоке транзистора не превышает амплитуду напряжения на выходе управляющей схемы, эквивалентная емкость $C_{зс}$ (в формулу для расчета емкостного сопротивления этой емкости можно подставлять только эквивалентное значение!) равна удвоенной реальной емкости — это удвоенное значение и указывают в справочниках. При большем напряжении на стоке эквивалентную емкость рассчитывают по формуле:

$$C_{\text{экв}} = C_{зс} \frac{\Delta U_{\text{упр}}}{\Delta U_{\text{н}}},$$

где $C_{\text{экв}}$ и $C_{зс}$ — соответственно эквивалентное значение и значение из справочника емкости затвор-сток, пФ;

$\Delta U_{\text{упр}}$ и $\Delta U_{\text{н}}$ — соответственно размах (амплитуда) управляющего напряжения и напряжения на нагрузке (на стоке), В.

Емкость сток-исток довольно мала, и в большинстве случаев ее можно не учитывать. Но пока канал транзистора заперт и на сток транзистора подается высокочастотное переменное напряжение, ее существование заметно (это проявляется в том, что невозможно полностью закрыть транзистор — ток течет через емкостное сопротивление). Также при индуктивной нагрузке (катушка индуктивности или дроссель) из-за $C_{\text{си}}$ возможно возбуждение схемы — емкость

перехода совместно с дросселем образуют колебательный контур. Для устранения автоколебаний, а также для защиты канала транзистора от пробоя обратным напряжением параллельно каналу во всех современных мощных и средней мощности полевых транзисторах имеется обратносмещенный (т. е. включенный так, чтобы при «правильной» полярности напряжения ток через него не тек) защитный диод VD. Максимально допустимые значения напряжения, тока и частоты для этого диода соответствуют таковым для канала данного транзистора. Для борьбы с самовозбуждением (автоколебаниями) во внешних цепях часто включают демпфирующие цепочки Бушера (цепочки из последовательно соединенных резистора 2...20 Ом и конденсатора 0,022...0,22 мкФ), а также, если можно, диоды — параллельно индуктивности.

Еще одна «беда» полевых транзисторов — чувствительность к напряжению на затворе относительно истока. Слой диэлектрика между затвором и каналом возле истокового вывода гораздо тоньше (в десятки раз), чем возле стокового, поэтому, даже если транзистор рассчитан на работу с напряжением сток-исток в сотни вольт, это не значит, что такое же напряжение можно подавать и на затвор относительно истока. **Максимальное напряжение затвор-исток для всех типов полевых транзисторов не должно превышать ± 20 В!** В противном случае произойдет пробой изоляции затвора возле истокового вывода, и в лучшем случае входное сопротивление транзистора на низких частотах (когда можно не учитывать влияние паразитных емкостей; этот параметр часто называют «ток утечки затвора») уменьшится в тысячи-миллионы раз; в худшем случае канал транзистора вообще не будет закрываться (транзисторы с управляющим р-п-переходом) или открываться (транзисторы с изолированным затвором). Чувствительность маломощных высокочастотных транзисторов к высокому напряжению еще больше — у них напряжение затвор-исток не должно превышать $\pm 5... \pm 10$ В.

Максимально допустимое напряжение затвор-сток численно равно максимально допустимому напряжению сток-исток. Поэтому полевым транзистором можно коммутировать высоковольтные нагрузки — нужно только позаботиться, чтобы напряжение на выходе управляющей транзистором схемы не выходило за рамки допустимого.

Самый простой способ сделать это (он же и самый надежный) — ограничить напряжение питания управляющей схемы. Если ее напряжение питания не превышает 15 В, то опасному для транзистора напряжению более 20 В попросту неоткуда взяться (рис. 2.3, д). Поэтому чаще всего (точнее, почти всегда) используются именно такие схемы.

Но в некоторых случаях ограничивать напряжение питания нельзя, как известно, быстродействие ОУ сильно зависит от него, и чем оно выше, тем больше и быстродействие. Кроме того, некоторые схемы работают только от высокого напряжения, и ограничивать его сложно и невыгодно. В таких случаях между выводами затвора и истока транзистора включают стабилитрон, а затвор с выходом управляющей схемы соединяют через резистор (рис. 2.3, е). Сопротивление резистора желательно выбирать поменьше, но при этом нужно учитывать, что он, совместно со стабилитроном, нагружает выход управляющей схемы, т. е. его сопро-

тивление должно быть достаточно большим, чтобы не замыкать выход, а также то, что резистор сильно греется (выделяющуюся на нем мощность можно определить, если разделить падение напряжения на нем в квадрате на сопротивление — в нашем случае $(200 - 10)^2 : 10000 = 3,6$ Вт). Инерционность такой схемы на высоких частотах довольно велика — все из-за резистора; ее можно уменьшить, если параллельно этому резистору подключить ускоряющий конденсатор, как это и сделано на рисунке. Конденсатор должен быть высоковольтным — рассчитанным на напряжение, большее управляющего. Любимые всеми радиолюбителями малогабаритные керамические («флажковые») конденсаторы, толщина пластины которых не превышает 0,3 мм (без глазури-изолятора), работают при напряжениях до 50...100 В, т. е. их в подобных схемах использовать нельзя. Хорошо работают пленочные и старые металлобумажные конденсаторы, причем чем больше размеры конденсатора при той же или меньшей емкости, тем выше его рабочее напряжение. Максимально допустимое рабочее напряжение на корпусах пленочных, слюдяных, металлобумажных, электролитических и танталовых конденсаторов указывают всегда, а вот на керамических — практически никогда.

Так как высоковольтные конденсаторы занимают много места, а также очень любят «пробиваться», то в подобных схемах (рис. 2.3, *e*), по возможности (если высокое быстродействие — частота переключения более 1...10 кГц — не нужно), от их использования нужно отказываться. К счастью, резисторы высоким напряжением пробиваются очень редко, они обычно перегорают, и их сопротивление увеличивается до бесконечности.

Стабилитрон в этой схеме должен быть достаточно мощным, чтобы не перегреться от протекающего через него тока, а также выдержать импульс тока от ускоряющего конденсатора. В принципе, этому требованию удовлетворяют практически все современные маломощные стабилитроны, поэтому каких-либо трудностей с подбором типа стабилитрона возникнуть не должно. Его напряжение стабилизации должно быть в пределах 7,0...15,0 В.

Одна из особенностей стабилитрона — он представляет собой диод с очень низким максимально допустимым обратным напряжением (оно у стабилитронов называется «напряжение стабилизации»). Поэтому при подаче на вход схемы (рис. 2.3, *e*) отрицательного, относительно общего провода, напряжения напряжение на затворе транзистора ограничится стабилитроном на уровне $-0,7$ В, независимо от напряжения стабилизации. Некоторые авторы схем этого не знают и поэтому включают параллельно стабилитрону обычный диод, через который должно ограничиваться обратное напряжение, загромождая тем самым свою схему «лишними» деталями.

Единственный недостаток этой схемы — значительная паразитная емкость стабилитрона. Как известно, максимально допустимое обратное напряжение диода (стабилитрона) зависит от толщины его р-п-перехода. Толщина его у стабилитронов крайне мала, т. е. расстояние между выводами анода и катода невелико. А чем меньше расстояние между проводниками, тем больше их емкость. Паразитная емкость стабилитрона гораздо больше входной емкости транзистора, т. е. инерционность схемы со стабилитроном больше, чем схемы без стабилитрона. Но за все нужно платить.

Управлять высоковольтным напряжением биполярным транзистором, включенным по схеме с ОЭ, невыгодно. Но если вы решитесь это сделать, то транзистор включайте по схеме на рис. 2.3, *е*; стабилитрон не нужен — с его функцией прекрасно справляется эмиттерный переход транзистора (прямое напряжение — 0,8 В, обратное — 7...11 В).

Управление тринисторами и симметричными тринисторами (симисторами) очень похоже на управление биполярными транзисторами: тринистор (и симистор) отпирается, как только напряжение на управляющем переходе станет на 0,8 и более вольт больше напряжения на катоде; при этом напряжение на аноде относительно катода и управляющего электрода может быть сколько угодно большим (но не больше максимально допустимого для данного тиристора!). Отличительные особенности тиристоров: при увеличении управляющего напряжения они отпираются практически мгновенно (скорость нарастания тока в нагрузке — 10...1000 А/мкс); закрыть их по цепи управления невозможно. Первая особенность делает их практически незаменимыми в разного рода импульсных схемах, но вторая значительно усложняет работу с ними. Причем этот недостаток столь серьезен, что в современных схемах тиристоры используются очень редко — на замену им пришли мощные полевые транзисторы.

Тринисторы обычно включают по схемам, изображенным на рис. 2.3, *ж* и 2.3, *з*. Первая схема используется тогда, когда управляющее напряжение постоянно, вторая — когда для управления тиристором используется переменный ток. Первая схема работает точно так же, как и схема на рис. 2.3, *а*, поэтому рассматриваться здесь не будет.

Включенный тиристор отключится только после того, как протекающий через него ток уменьшится до некоторого минимального значения (и, соответственно, если ток нагрузки слишком мал, то тиристор будет работать как обычный биполярный транзистор с очень большим $h_{21э}$). Обычно этот ток в тысячи раз меньше максимально допустимого.

На практике для выключения тиристора используются два способа:

1. Замыкание выводов анода и катода тиристора друг на друга. Тогда, если падение напряжения на замыкающей цепи меньше падения напряжения на открытом тиристоре (0,7...1,5 В, в зависимости от тока), то ток течет не через тиристор, а через замыкающую цепь. Протекающий через тиристор ток уменьшается практически до нуля, и он закрывается. Закрывать этим способом тиристор можно с помощью кнопки, полевого (схема с ОИ) или биполярного (схема с ОЭ) транзисторов. В двух последних случаях транзисторы должны быть достаточно мощными — падение напряжения на них при токе стока (коллектора), равном току нагрузки, должно быть меньше 0,6 В. Составные биполярные транзисторы использовать нельзя. Если катод тиристора подключить к общему проводу через диод (прямое включение), то падение напряжения на открытом тиристоре увеличится до 1,4...3,0 В и его можно будет закрывать эмиттерным повторителем или составными биполярными транзисторами.

2. Подача на тиристор пульсирующего напряжения питания — амплитуда напряжения периодически должна уменьшаться до нуля. Тогда тиристор будет отключаться в конце каждого периода (когда напряжение питания и, соответст-

венно, протекающий через тиристор ток уменьшаются до нуля), и, если ток через управляющий электрод продолжает течь, в начале следующего периода он будет включаться (а если управляющий ток прекратится — он включаться не будет). Источник питания таких схем обычно собирается по схеме, изображенной на рис. 2.4. Входное переменное напряжение выпрямляется диодным мостом и через нагрузку подается на анод тиристора. Для питания управляющей схемы необходимо постоянное напряжение — для сглаживания пульсаций используется конденсатор $C1$; для того чтобы он не «сглаживал» и напряжение питания тиристора, между источниками введен разделительный диод $VD1$. Напряжение питания управляющей схемы может значительно отличаться от напряжения в нагрузке, но тогда нужны два независимых выпрямителя; их отрицательные выводы нужно соединить друг с другом («общий провод»).

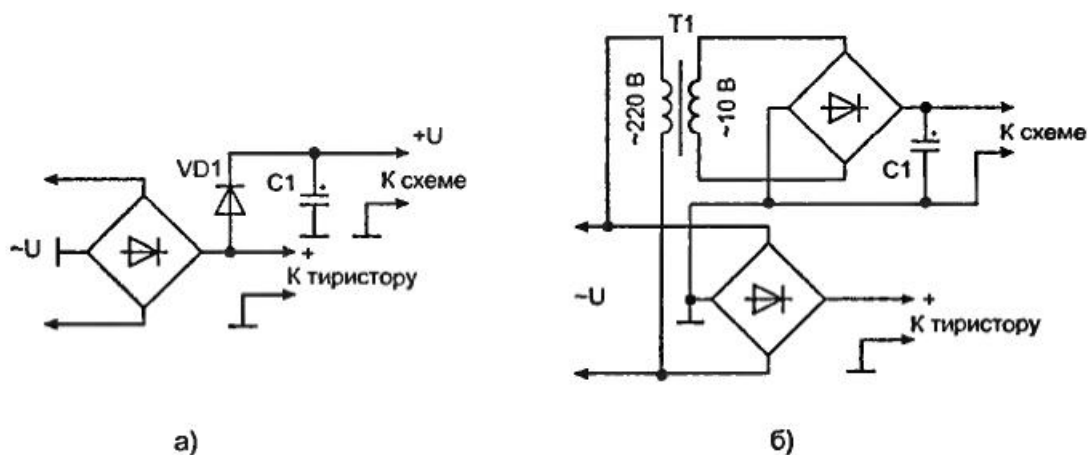


Рис. 2.4. Схема включения питания устройств с силовым тиристором

В схеме на рис. 2.3, з на выходе ОУ должно присутствовать переменное напряжение. Его частота обычно выбирается гораздо большей частоты сети (примерно 1 кГц при сетевой частоте 50 Гц). В таком случае можно не учитывать задержку включения нагрузки при «запаздывании» фронта управляющего импульса. Емкость конденсатора $C1$ выбирается такой, чтобы его емкостное сопротивление на частоте переключения управляющей схемы было 100...1000 Ом (в зависимости от чувствительности тиристора; при увеличении напряжения питания нагрузки чувствительность тиристора увеличивается; у отечественных тиристоров чувствительность гораздо ниже, чем у импортных, — т. е. емкостное сопротивление $C1$ должно быть меньше). Резистор $R1$ — токоограничивающий, его можно убрать. У некоторых импортных триаков чувствительность столь велика, что они «самостоятельно» открываются — в таком случае между выводами катода и управляющего электрода нужно припаять резистор сопротивлением около 1 кОм (на схеме помечен как $R2$).

Напряжения питания «+» и «+U» могут быть любыми, но напряжение «+» не должно превышать максимально допустимого напряжения для триака, а «+U» — для ОУ. Отрицательный вывод питания ОУ должен быть соединен с катодом триака. Максимальное напряжение на обкладках конденсатора $C1$ равно напряжению «+U» — на это напряжение он и должен быть рассчитан.

Для управления тринистором можно использовать и напряжение с частотой, равной частоте сети (50 Гц). Но при этом надежность работы всей схемы ухудшится: тиристор может «не успеть» отреагировать на управляющий импульс и в течение всего полупериода напряжение на нагрузку поступать не будет. Поэтому в электронике используется только одна разновидность подобных схем, которые генерируют на выходе (управляющем электроде тринистора) импульсы, сдвинутые по фазе относительно сетевых. Включение тринистора в таком случае как бы «запаздывает», поэтому на нагрузку в цепи анода он подает только часть выпрямленного пульсирующего напряжения. Подробнее такие схемы будут рассмотрены чуть дальше.

Так как напряжение в бытовой сети — переменное, то и большинство нагрузок, включаемых в сеть, нормально работают только от переменного напряжения. Исключение составляют только активные нагрузки, представляющие собой резистор (лампочки и некоторые электронагревательные приборы). Единственный полупроводниковый прибор, способный коммутировать переменное напряжение без всяких ухищрений, — это симметричный тринистор, или **симистор** (правильнее это слово писать с двумя «м», но общепринято — с одним). В принципе, коммутировать переменное напряжение можно и транзисторами или тринисторами, если замыкать ими диагональ диодного моста, но в таком случае нужно дополнительно «всунуть» в схему 4 диода, суммарное падение напряжения (и рассеиваемая мощность) на которых в два раза больше, чем на коммутирующем элементе (транзисторе или тринисторе). При использовании симистора диодный мостик **в цепи нагрузки** не нужен, т. е. потери энергии и нагрев корпуса прибора минимальны.

Симистор представляет собой два включенных параллельно обычных тринистора разной структуры — для пояснения принципа работы симистора назовем их «первый» и «второй» тринисторы (на самом деле симистор устроен как сямские близнецы, у которых некоторые части тела — общие для обоих организмов). Первый тринистор работает только тогда, когда напряжение на аноде симистора больше напряжения на катоде; второй тринистор при этом закрыт обратным напряжением и начнет работать только после того, как анодное напряжение станет меньше катодного (первый в таком случае закроется обратным напряжением). Для того чтобы открыть первый тринистор (при положительном напряжении на аноде относительно катода), на управляющий электрод симистора нужно подать напряжение той же полярности, что и на аноде, т. е. положительный импульс тока; второй тринистор отпирается отрицательным напряжением. **То есть для того чтобы симистор начал пропускать переменное напряжение, его управляющий электрод нужно соединить с анодом.** При этом нужно учитывать, что в управляющий электрод течет переменное напряжение.

Как видно, симистор представляет собой усовершенствованный тринистор. Поэтому симисторы можно без всяких переделок схемы впаивать на место тринисторов — нужно только подобрать такой тип симисторов, который рассчитан на работу (по напряжению и току) с вашей нагрузкой. А вот заменять симисторы тринисторами нельзя. В принципе, ничего опасного при этом не произойдет, но

на нагрузку будет поступать только одна полуволна переменного напряжения, а из-за этого сопротивление реактивных нагрузок (трансформаторов, электродвигателей и всего остального, содержащего катушки индуктивности), уменьшается в десятки раз, т. е. в десятки раз увеличится потребляемый ими ток. Это очень опасно. При активной нагрузке выделяющаяся на ней в таком случае мощность уменьшится в два раза, а емкостная нагрузка не будет работать вообще.

Для того чтобы симистор начал пропускать переменный ток, на его управляющий электрод нужно подать **переменное** напряжение. Из-за этого возникают определенные трудности. Но некоторые симисторы отпираются и при однополярном управляющем напряжении: один из них (и пока единственный, известный мне) — отечественный симистор ТС106-10. При подаче на управляющий электрод этого симистора отрицательного относительно катода напряжения при небольшом управляющем токе (менее 10...20 мА) он пропускает, как и обычный тринистор, только одну полуволну переменного напряжения, а при увеличении управляющего тока до 30...50 мА начинает пропускать обе полуволны.

Но такой способ управления невыгоден — нужен слишком большой ток, к тому же он годится только для одного из множества типов выпускаемых промышленностью симисторов. Поэтому наибольшее распространение в электронике получили следующие способы, способные управлять всеми типами выпускаемых промышленностью симисторов:

- подача на управляющий электрод симистора высокочастотного (1 кГц) переменного напряжения с выхода специального генератора. По экономичности и простоте схемы этот способ не очень выгоден, но он позволяет электрически развязать (с помощью трансформатора) управляющую и управляемую цепи, если напряжение нагрузки столь высоко, что опасно для здоровья (т. е. выше 36 В), это снижает вероятность преждевременной смерти владельца устройства;
- замыкание диодным мостом выводов анода и управляющего электрода симистора. Экономичность (по потребляемому току) этого способа максимальна, сама схема довольно проста, вот только с гальванической развязкой возникают проблемы.

Рассмотрим последний способ управления (рис. 2.3, *и*). В отличие от всех вышерассмотренных схем, в этой симистор включен по схеме с общим анодом (т. к. нагрузка включена в цепь катода) — благодаря этому напряжение на управляющем электроде можно (и нужно, — поэтому схемы с общим анодом используются редко, тем более в высоковольтных устройствах; но здесь — исключение: ведь по-другому вообще нельзя) изменять от нуля (напряжение на катоде) до напряжения на аноде. При этом, как и в случае эмиттерного повторителя, напряжение на нагрузке в цепи катода всегда на 0,6...1,5 В меньше напряжения на управляющем электроде. То есть для того чтобы полностью открыть симистор в такой схеме (чтобы падение напряжения между анодом и катодом было минимально и нагрев симистора $P = \Delta U \cdot I$ тоже был небольшим), напряжение на управляющем электроде должно равняться напряжению на аноде.

У схемы на рис. 2.3, *и* напряжение в диагонали диодного моста VD2—VD5, при закрытом транзисторе VT1, примерно равно выпрямленному сетевому напряжению (сопротивление нагрузки R_n слишком мало по сравнению с током

утечки через переход коллектор-эмиттер транзистора VT1, а падение напряжения на диодах и симисторе не превышает 0,6...1,5 В, и их можно не учитывать), т. е. $220 \cdot \sqrt{2} \approx 310$ В. Поэтому транзистор VT1, диоды VD2—VD5 и симистор VS1 должны быть рассчитаны на работу с напряжением, равным 350 В и больше! В противном случае произойдет электрический пробой элемента и напряжение на нагрузке уменьшаться до нуля не будет. В качестве VT1 для подобных схем идеально подходят отечественные транзисторы КТ940А, КТ969А.

Транзистор VT1 включен по схеме с общим эмиттером, поэтому, для того чтобы он полностью открылся, напряжение на его базе нужно увеличить всего на 1 В, что и делает ОУ DA1. Биполярный транзистор VT1 можно заменить полевым — тогда устройство управления нужно будет включить по рис. 2.3, д.

Одна из особенностей этой схемы — очень небольшой протекающий через транзистор VT1 и диоды VD2—VD5 ток: при использовании симистора с минимальным отпирающим током 30 мА через транзистор и диоды протекает всего 1...5 мА. Связано это с тем, что для отпираания тринистора (симистора) нужен только очень короткий импульс тока. Поэтому максимальный ток (30 мА) через транзистор и диоды течет в начале каждого полупериода, а все остальное время тринистор открыт и ток через управляющий электрод в этой схеме равен нулю (т. к. падение напряжения на переходе анод — управляющий электрод гораздо меньше падения напряжения на диодах и транзисторе). То есть схема работает в импульсном режиме, импульсы тока, благодаря фильтрующим конденсаторам, сглаживаются и, т. к. длительность импульса гораздо меньше длительности паузы, «среднее» значение протекающего через транзистор и диоды тока оказывается в десятки раз меньше отпирающего тиристор тока.

Но это вовсе не значит, что номинал резистора R1 можно выбрать таким, чтобы через полностью открытый транзистор протекали эти 1...5 мА. В таком случае транзистор не сможет открыть («зажечь» — но этот термин относится только к ламповым «тиристорам») симистор — ведь для его отпираения нужен гораздо больший ток. Для надежного отпираения симистора сопротивление резистора R1 должно быть таким, чтобы через полностью открытый транзистор протекало до 100 мА и больше.

Чем больше базовый ток транзистора VT1, тем при меньшей разности напряжений на переходе коллектор — эмиттер ток коллектора достигнет отпирающего симистор значения и тем раньше (после начала очередного полупериода сетевого напряжения) откроется симистор. Поэтому, если вы стремитесь уменьшить нагрев транзистора VT1, сопротивление резистора R1 нужно уменьшить. Но при этом возрастет потребляемый схемой ток — он практически линейно и обратно пропорционально зависит от сопротивления резистора R1. При увеличении сопротивления этого резистора потребляемый низковольтной частью схемы ток уменьшается, но при этом начинает увеличиваться падение напряжения на транзисторе и симисторе. Из-за этого нагрев транзистора увеличивается, выделяющаяся на симисторе мощность (нагрев его корпуса) не изменяется — тиристор «полуоткрытым», в отличие от транзисторов, никогда не бывает, и напряжение в нагрузке уменьшается, — в случае с симистором вначале до нуля

уменьшается амплитуда одной полуволны сетевого напряжения (той полуволны, при которой напряжение на аноде симистора меньше напряжения на катоде — по знаку). Поэтому настраиваются подобные схемы так: резистор R1 заменяется переменным сопротивлением до 100...470 кОм, его сопротивление выставляется равным 1...10 кОм, к симистору подключается лампочка накаливания и вся схема включается в сеть. На выходе ОУ или любой другой управляющей транзистором VT1 схемы устанавливается уровень логической единицы. Лампочка должна ярко загореться. Сопротивление переменного резистора увеличивают до тех пор, пока яркость свечения лампочки не начнет уменьшаться. После этого сопротивление переменного резистора медленно уменьшают до тех пор, пока лампочка снова не загорится полным накалом. Теперь можно отпаять переменный резистор, измерить его сопротивление и впаять в схему постоянный резистор такого же или чуть меньшего сопротивления. Отпирающий симистор ток практически не зависит от тока нагрузки, поэтому мощность лампочки, используемой при настройке схемы, может довольно сильно отличаться от мощности нагрузки, с которой будет работать ваша схема.

Если вся схема потребляет небольшой ток (до 5...10 мА), то ее целесообразно запитать непосредственно от сети — ведь все равно гальванической развязки в управляющей цепи нет. Это и сделано на рис. 2.3, *и*. Нулевой провод сети (желательно соблюдать указанную на рисунке фазировку, тогда, если нулевой провод заземлен, устройство становится практически безопасным в эксплуатации; фазировку можно определить с помощью любой газоразрядной лампочки («неонки») — она светится, когда вы касаетесь фазового провода) через один из диодов мостика VD2—VD5 соединяется с общим проводом, в то же время напряжение на фазовом проводе положительно и через диод VD6 и резистор R3 протекает некоторый ток, заряжающий конденсатор C1. Стабилитрон VD7 **обязателен** — он ограничивает высокое сетевое напряжение до значения, безопасного для конденсатора C1 и всей схемы; желательно выбирать малогабаритные маломощные стабилитроны — у них меньше ток утечки, т. е. они меньше «жрут» энергии.

Диод VD6 — необязательный, но «экономить» на нем нежелательно. Впрочем, в самом неблагоприятном случае, если резистор R3 из строя не выйдет (точнее, если его сопротивление не уменьшится до нуля — такого за мою многолетнюю практику еще ни разу не бывало; когда резистор «горит», его сопротивление увеличивается), напряжение «+U» попросту будет равным нулю.

Расчет сопротивления и мощности резистора R3. Все резисторы всегда подчиняются закону Ома; в этой схеме выпрямитель однополупериодный, поэтому падение напряжения на резисторе R3 равно половине сетевого напряжения, за вычетом напряжения на конденсаторе C1 (напряжения стабилизации стабилитрона VD7), т. е. при сетевом напряжении 220 В,

$$R3 = \frac{110 - U_{VD7}}{I},$$

где U_{VD7} — напряжение стабилизации стабилитрона VD7, В; I — протекающий через резистор ток, мА; R3 — сопротивление резистора R3, кОм.

Ток I должен быть примерно на 0,1...0,5 мА больше потребляемого схемой тока — «лишний» ток ограничится стабилитроном и при случайных колебаниях амплитуды сетевого напряжения напряжение «+U» не будет «скакать». Но этот ток не должен быть более 5...10 мА, иначе на резисторе будет рассеиваться слишком большая мощность. Ее можно определить по формулам:

$$P_{R3} = \frac{(110 - U_{VD7})^2}{R3} = I^2 \cdot R3 = I \cdot (110 - U_{VD7}),$$

здесь $R3$ — в омах, P_{R3} — в ваттах, а I — в амперах.

Резисторы с мощностью рассеивания менее 0,125 Вт использовать нельзя — у них слишком небольшое расстояние между выводами и их попросту может «пробить». При этом протекающий через резистор ток резко увеличится, вокруг него возникнут искры и стабилитрон VD7 может не выдержать возросший ток. Как только он перегреется и выйдет из строя, сгорит управляющая схема и взорвется конденсатор C1.

Если управляющая схема потребляет более 10 мА, то лучше использовать сетевой трансформатор. Места он занимает немного, кроме того, за счет трансформации напряжения дает выигрыш по току и потребляемой мощности. Расчет параметров трансформатора будет дан дальше. Несмотря на то что трансформатор обеспечивает гальваническую развязку сетевого и выходного напряжений, в этой схеме (рис. 2.3, и) гальванической развязки не будет — общий провод низковольтного напряжения (с трансформатора) должен быть соединен через диодный мостик VD2—VD5 с сетевым напряжением.

2.2. Примеры согласования аналоговых схем

Теория — это одно, а практика — совсем другое, и если какая-то схема теоретически («на бумаге») просто обязана работать так, как хочется вам, это еще не значит, что и практическая схема (т. е. правильно собранная из исправных деталей) будет работать так же. Теория предполагает, что все детали или идеальны, или имеют некоторые, точно известные характеристики — параметры. К сожалению, на практике таких совпадений практически никогда не бывает (разумеется, если вы не настолько богаты, чтобы покупать дорогостоящие элементы, параметры которых близки к идеальным), поэтому к настройке и согласованию каждой схемы нужно подходить индивидуально. Только в таком случае вы сможете «выжать» из схемы все, на что она способна.

Именно поэтому я и призываю читателя на каждой странице отложить в сторону справочник или компьютерную программу-симулятор (т. к. она тоже не учитывает все свойства и отклонения от идеала параметров элементов) и взять в руки паяльник.

Далее будут рассмотрены некоторые практические схемы, которые наверняка заинтересуют не только начинающих, но и более «солидных» радиолюбителей. При подготовке этой главы и, в частности, этого параграфа, не ставилась задача описать все схемы — объять необъятное невозможно. Поэтому здесь бу-

дут рассматриваться не конкретные схемы, а только варианты согласования «источников сигнала» и «нагрузок». Вариантов согласования гораздо меньше (вспомните шахматы: полсотни клеточек и миллиарды вариантов расположения фигур в этих клеточках), и если вы будете знать, как подключить мощную лампочку к выходу маломощного ОУ, у вас не возникнет проблем при подключении той же лампочки к выходу маломощной цифровой микросхемы.

Для начала рассмотрим самый главный радиолюбительский «агрегат» — блок питания. Импульсные источники питания для налаживания некоторых устройств подходят плоховато, поэтому давайте попытаемся собрать линейный блок питания, или, как их принято называть, линейный стабилизатор напряжения.

Перед началом создания схемы какого-нибудь устройства обязательно нужно определиться, по какому алгоритму должно работать это устройство. Если вы будете «делать то, не знаю, что» — схема будет работать так, как хочется ей, а не вам. Многие весьма перспективные начинающие радиолюбители, входящие в радиокружки, со временем отсеиваются и уходят из мира электроники именно потому, что они или не знают, или не могут понять этот простейший принцип. Без творчества невозможно дальнейшее развитие; для того чтобы творить (в лучшем смысле этого слова), нужно знать некоторые правила и знать то, что должно получиться в результате. Вы никогда не сможете нарисовать картину, если вы не знаете, как смешиваются краски, и не знаете, что именно вы хотите нарисовать. Правда, «Черного квадрата» это не касается...

Итак, начнем с принципа действия блока питания. На его вход подается переменное или пульсирующее постоянное напряжение, а с выхода снимается постоянное напряжение, без всяких пульсаций. Его выходное напряжение можно плавно регулировать; при этом его амплитуда не должна зависеть от потребляемого нагрузкой тока. Также желательно оснастить блок питания защитой от короткого замыкания в цепи нагрузки.

С пульсациями можно бороться, используя электролитические конденсаторы значительной емкости (более 2000...5000 мкФ) и «обрезая» часть сглаженного напряжения (рис. 2.5). Этот принцип настолько прост в реализации, что практически все современные линейные стабилизаторы работают именно так.

Для регулировки выходного напряжения идеально подходит ОУ — как известно, уровень на его выходе равен разности входных напряжений, и, собрав по любой схеме источник образцового напряжения (т. е. напряжение этого источника должно быть неизменным), можно «заставить» ОУ сравнивать выходное напряжение с образцовым и при разбалансе соответственно закрывать или открывать регулирующий транзистор.

Для защиты блока питания от перегрузок по току (короткого замыкания выхода) можно включить в разрыв любого провода низкоомный резистор и, параллельно ему, тринистор или биполярный транзистор (схема с ОЭ). При протекании тока через резистор некоторого сопротивления на нем, в соответствии с законом Ома, создается некоторое падение напряжения — его величина зависит от тока и сопротивления резистора. Как только падение напряжения превысит 0,6...0,8 В, транзистор или тринистор откроются и начнут шунтировать управляющую мощным транзистором схему. При использовании тринистора, при ко-

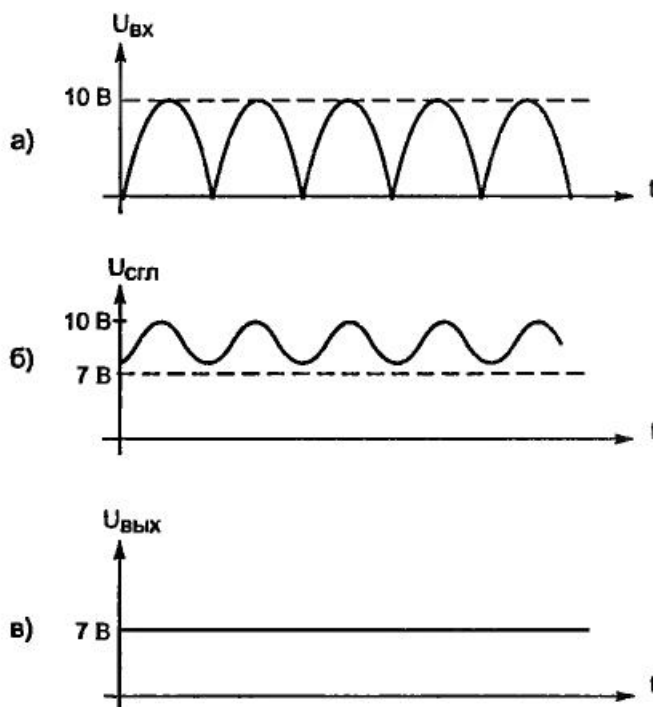


Рис. 2.5. Стабилизация напряжения:

*а — входное пульсирующее напряжение; б — сглаженное конденсатором;
 в — постоянное выходное напряжение с «обрезанными» пульсациями*

ротком замыкании выхода, блок питания будет выключаться, а при использовании транзистора — ток на выходе будет ограничиваться.

Теперь попробуем нарисовать схему стабилизатора. Для регулировки напряжения выберем транзистор структуры п-р-п — они дешевле и используются чаще р-п-р-транзисторов. Хорошо подходят КТ819, а также старые КТ805, КТ808, КТ809. Так как общий провод выпрямителя (отрицательный вывод) должен быть общим и для всех остальных устройств — нагрузок блока питания (в современной электронике при однополярном источнике питания «общим» всегда делают отрицательный полюс), то транзистор включается в разрыв положительного провода, т. е. с выходом «+U» выпрямителя соединяется коллектор транзистора, а с нагрузкой — эмиттер. Получается схема с общим коллектором, и резистор в цепи базы транзистора необязателен.

Первоначальная схема нашего блока питания изображена на рис. 2.6, а. На транзисторе VT1 и резисторе R1 собрана схема защиты от перегрузок по току (короткого замыкания выхода), конденсаторы C1 и C2 — фильтрующие. ОУ DA1 сравнивает напряжение на движке резистора R2 (регулятор выходного напряжения) с образцовым (REF). При исправном ОУ и транзисторе VT2 напряжение на движке R2 всегда равно REF, т. е., вращая движок, можно плавно изменять напряжение на выходе — при крайнем верхнем по схеме положении движка выходное напряжение минимально и равно REF, а при крайнем нижнем — транзистор VT2 находится в режиме насыщения и выходное напряжение примерно на 1 вольт меньше входного.

Если напряжение на движке резистора R2 уменьшится, транзистор VT2 должен открыться сильнее, чтобы выходное напряжение и зависимое от него на-

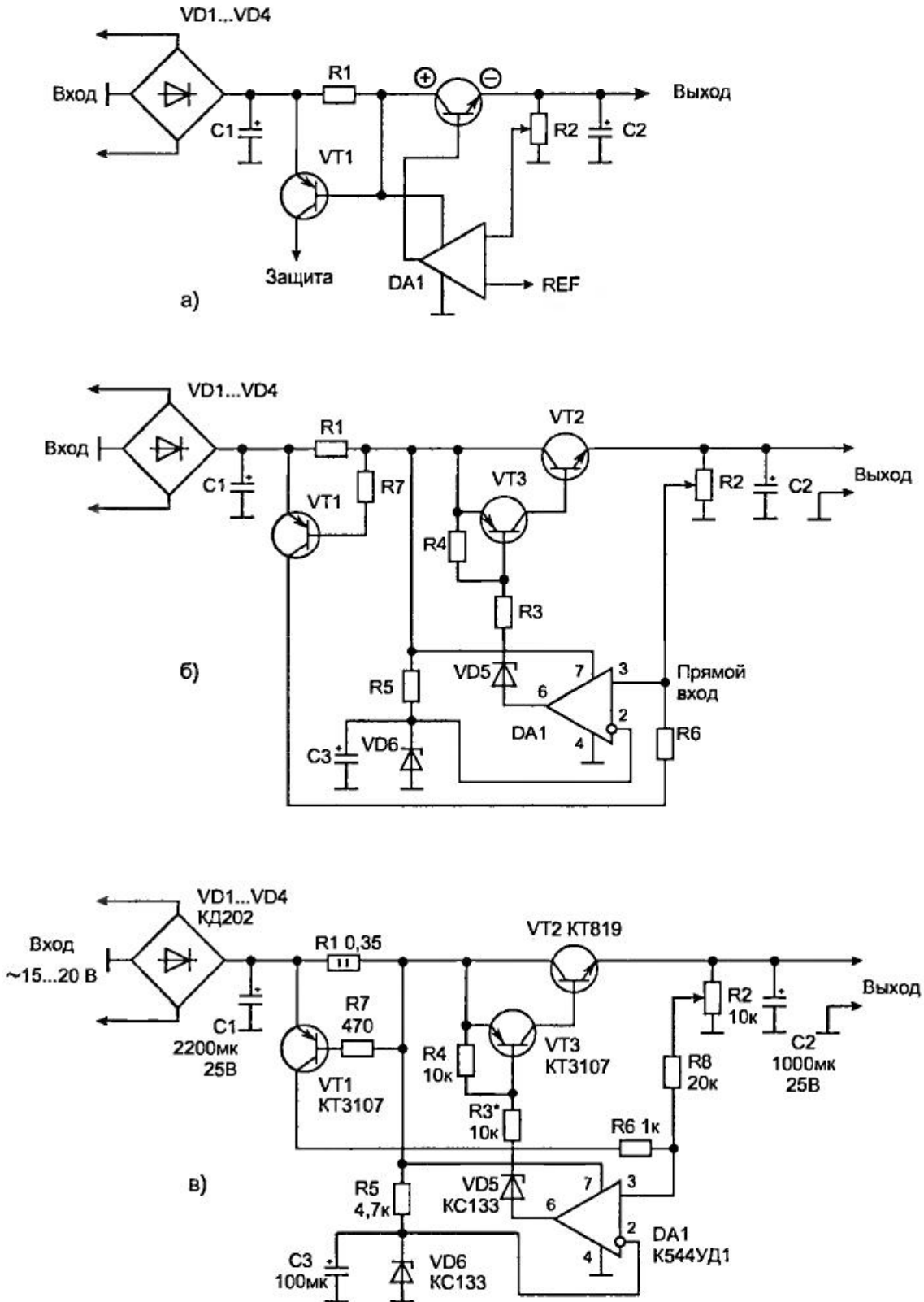


Рис. 2.6. Этапы создания схемы линейного стабилизатора напряжения:
 а — базовая версия; б — рабочий вариант; в — окончательная схема

пряжение на движке R2 увеличилось. Для этого напряжение на базе транзистора структуры п-р-п должно увеличиться. Получается, что при уменьшении напряжения на движке резистора R2 напряжение на выходе ОУ должно увеличиться, т. е. с движком R2 соединен инверсный вход ОУ.

При возрастании протекающего через стабилизатор тока до опасного для схемы значения начинает отпираться транзистор VT1 и напряжение на его коллекторе возрастает. При этом транзистор VT2 должен запирается, т. е. коллектор VT1 целесообразно соединить через резистор с инверсным входом ОУ.

Кстати, в этой схеме в качестве VT1 можно использовать транзистор структуры п-р-п. Для этого нужно только поменять местами выводы базы и эмиттера. Попробуйте сами разобраться, как и почему такой вариант будет работать. Подсказки: учтите полярность падения напряжения на резисторе R1 (на рис. 2.6, а она показана), а также то, что ток через резистор R1 гораздо больше тока через движок резистора R2.

Источник образцового напряжения можно собрать по простейшей схеме — на основе стабилитрона. Выбирать образцовое напряжение слишком большим нежелательно — тогда минимально возможное выходное напряжение стабилизатора тоже будет великоватым (в этой схеме сделать его меньшим REF невозможно). Но при слишком малом напряжении REF точность поддержания выходного напряжения ухудшится, к тому же не все ОУ рассчитаны на работу с напряжением, близким по амплитуде к напряжению на отрицательном входе питания микросхемы. Поэтому «золотая середина» — 2...4 В.

И еще одна «мелочь», которую обязательно нужно учесть. Максимальное выходное напряжение этого стабилизатора на 0,6...1,0 В меньше максимального выходного напряжения ОУ. А оно может быть на 2...5 В меньше напряжения питания (+U). Нам такой эффект не нужен; устранить его можно двумя путями: включив транзистор VT2 по схеме с общим эмиттером («общий» тот электрод, который соединен с источником питания, а не с нагрузкой) или, что лучше, поставив между выходом ОУ и базой транзистора VT2 еще один транзистор средней мощности, включенный по схеме с общим эмиттером. Этот транзистор должен быть структуры р-п-р, поэтому с движком резистора R2 нужно соединить прямой вход ОУ (весь каскад с ОЭ инвертирует сигнал). Эмиттер дополнительного транзистора соединяем с коллектором транзистора VT2, коллектор — с базой (т. к. VT2 включен по схеме с ОК, токоограничивающий резистор между транзисторами не нужен), а базу через резистор (ОЭ!) — с выходом ОУ.

Доработанная схема блока питания изображена на рис. 2.6, б. Осталось только подобрать номиналы элементов.

От сопротивления резистора R1 зависит максимальный выходной ток стабилизатора. Допустим, что он равен 2 А. При таком токе падение напряжения на R1 должно составлять примерно 1...1,5 В. Его сопротивление — $1 \text{ В} : 2 \text{ А} = 0,5 \text{ Ом}$, рассеиваемая мощность — $2^2 \text{ А} \times 0,5 \text{ Ом} = 2 \text{ Вт}$.

Сопротивление резистора R2 можно выбрать любым, но оно должно быть больше 1 кОм (чтобы он не грелся) и меньше 100 кОм (чтобы можно было не учитывать помехи и входной ток ОУ). Выберем 10 кОм.

Элементы R3, R4, VD5 подбираются в процессе налаживания устройства. Через резистор R3 должен течь ток не более 15...20 мА (чтобы не перегружать выход ОУ), т. е. его сопротивление при входном напряжении 20 В не должно быть меньше 1...2 кОм. Сопротивление резистора R4 должно быть в 5...10 раз больше сопротивления R3. Сопротивление резистора R3 должно быть таким,

чтобы при напряжении на выходе ОУ около 3...5 В (относительно общего провода; напряжение питания ОУ — 20...30 В; минимально возможное напряжение на выходе ОУ, с учетом «просадки» резистором R3, должно быть примерно на 1...2 В меньше этого значения) транзистор VT2 открывался до насыщения и падение напряжения на нем при максимально допустимом токе нагрузки не превышало 1...1,5 В. Только в таком случае амплитуда изменения напряжения на выходе ОУ будет максимальной и точность его работы будет наивысшей. Если выбрать сопротивление R3 слишком малым, то амплитуда выходного напряжения ОУ будет небольшой (например, при напряжении на выходе ОУ 18 В транзистор VT2 полностью закрыт, а при уменьшении выходного напряжения до 16 В открывается до насыщения; амплитуда выходного напряжения получается равной $18 - 16 = 2$ В, что в 10 раз меньше напряжения питания, т. е. ОУ работает только на 10% от своих возможностей). Стабилитрон VD5 подбирается таким образом, чтобы при уровне «логический 1» на выходе ОУ оба транзистора были полностью закрыты; в некоторых случаях он не нужен. Так как схема работает в линейном, а не в импульсном режиме, то паразитные емкости транзисторов можно не учитывать и резистор между базой и эмиттером VT2 не нужен.

На элементах R5, VD6, C3 собран стабилизатор образцового напряжения. Если напряжение питания схемы колеблется в широких пределах, то резистор R5 желательно заменить генератором тока. Конденсатор C3 нужен для устранения самовозбуждения схемы: **один из входов ОУ всегда должен быть соединенным с конденсатором значительной емкости либо непосредственно, либо через резистор**, но в последнем случае падение напряжения на резисторе должно быть либо ничтожно малым, либо оно должно учитываться схемой (простейший пример — цепь ООС усилителя и фильтра). Ведь принцип действия ОУ — сравнение напряжения на входах, т. е. напряжение на одном из входов должно быть неизменным (эталонным, образцовым) или изменяться, но с частотой и амплитудой, меньшей, чем на втором входе. Ставить конденсаторы на обоих входах или «обходиться» без конденсаторов вообще нельзя: в первом случае возникнут автоколебания (самовозбуждение) на низких частотах (в схеме на рис. 2.6, б, если поставить конденсаторы на обоих входах, то при увеличении выходного напряжения ОУ по прямому входу переключится с некоторым запазданием — когда напряжение на выходе станет слишком большим; при этом он отключит транзистор VT2 и напряжение на его эмиттере начнет уменьшаться (влияние нагрузки); т. к. напряжение на выходе до этого было слишком велико, то конденсатор на прямом входе продолжает заряжаться и только после того, как напряжение на выходе значительно уменьшится, начнет разряжаться; через некоторое время он значительно разрядится, и ОУ снова включит транзисторы, и напряжение на выходе снова повысится практически от нуля до «очень большого» значения), а во втором — на высоких (напряжение на выходе выпрямителя (рис. 2.6, б) непостоянно, а характеристики стабилитрона весьма далеки от идеала; при случайных небольших пульсациях на верхнем по схеме выводе резистора R5 (они неизбежны в любой схеме) пульсации усилятся ОУ и транзисторами и пойдут в нагрузку, т. е. в таком случае «стабилизатор» только ухудшит стабильность напряжения на выходе выпрямителя). В нашем случае, если

поставить конденсатор только параллельно стабилитрону, за стабильность выходного напряжения можно не беспокоиться, а время реакции ОУ на изменение выходного напряжения из-за отсутствия емкостей на прямом входе очень большое — гораздо больше времени заряда-разряда конденсатора С2.

Сопротивление резистора R5 нужно выбрать максимально возможным, но таким, при котором стабилитрон VD2 **начинает ограничивать** напряжение. Обычно его сопротивление выбирается таким, при котором через него протекает ток в 0,3...5 мА (для малогабаритных современных стабилитронов в стеклянном корпусе). Емкость конденсатора С3 зависит от сопротивления R5 — произведение $R5 \times C3$ (МОм, мкФ) должно быть в пределах 0,1...0,5 сек.

Резистор R7 ограничивает ток базы транзистора VT1 при очень резком возрастании тока нагрузки; т. к. быстродействие ОУ значительно, а максимально допустимый импульсный ток базы даже для маломощных транзисторов довольно велик, его сопротивление можно выбрать небольшим — от 100 Ом и больше (до сотен килоом).

Резистор R6 нужен для того, чтобы не вывести из строя транзистор VT1 и (или) резистор R2 в том случае, когда положение его движка близко к общему проводу. Но ведь в таком случае защита не работает, а выходное напряжение очень велико! Ведь для срабатывания защиты напряжение на прямом входе нужно повысить, а когда движок резистора R2 соединен с общим проводом, сделать это невозможно, не спалив резистор. Выход — ограничение тока от резистора R2 с помощью дополнительного резистора (R8), включенного между движком резистора и входом ОУ. Входное сопротивление ОУ и закрытого транзистора VT1 очень велико, поэтому его сопротивление может быть практически любым (но меньше 0,5...1,0 МОм). Обычно его сопротивление в 1...5 раз больше сопротивления резистора R2.

Емкость конденсатора С1 нужно выбрать побольше: тогда пульсации входного напряжения (рис. 2.5, б) будут меньше. Емкость конденсатора С2 может быть любой — с пульсациями выходного напряжения борется ОУ. Но для облегчения режима работы микросхемы и уменьшения выходного сопротивления стабилизатора его емкость должна быть больше 100 мкФ.

Итоговая схема стабилизатора, с учетом всех замечаний, изображена на рис. 2.6, в.

Именно в такой последовательности и создаются все схемы: сначала — исходный вариант, который **в принципе** способен реализовать тот алгоритм, по которому должно работать устройство; при этом отдельные узлы (на рис. 2.6, а — блок защиты и ОУ) могут быть несоединенными (несогласованными) друг с другом. После того как исходный вариант готов (т. е. вы «напилили» в схему все те «прибамбасы», которыми она должна быть оснащена), наступает второй этап — согласование отдельных узлов так, чтобы вся схема заработала. Этот этап занимает максимум времени — иногда он «растягивается» на недели и даже месяцы; во время его схема иногда кардинально изменяется — так, что она порой совершенно не похожа на исходный вариант (объединяет их только то, что они работают по одному и тому же алгоритму и измененный вариант гораздо проще исходного). Ну и последний этап — определение (расчет или при-

близительные прикидки) типа и номиналов отдельных элементов (во время согласования на эту «мелочь» внимание уделяют только в крайних случаях, чтобы не загромождать лишними числами и так весьма громоздкий чертеж), а также доведение согласования отдельных узлов до идеала. После этого схема собирается из реальных («настоящих», а не «нарисованных») деталей, подается питание и, если она не работает, выясняется причина «глюков». После этого остается только подобрать номиналы элементов, обычно помечаемых на схемах звездочками, и — в добрый путь!

Регулятор напряжения можно встроить и в ШИМ-блоке питания (рис. 1.45). Для этого правый по схеме вывод резистора R5 отсоединяется от выхода ОУ DA1, сам резистор заменяется на постоянный сопротивлением 1 кОм и подключается к выходу дополнительного регулирующего ОУ. Один из входов этого ОУ соединен с источником образцового напряжения, а второй через переменный резистор — с конденсатором C2. Для увеличения выходного напряжения нам нужно, чтобы транзисторы VT1 и VT2 в открытом состоянии были дольше, чем в закрытом, т. е. длительность уровня «логический 0» на выходе DA1 должна увеличиться. Для этого напряжение на выходе регулирующего усилителя также должно увеличиться — при этом уменьшится падение напряжения на резисторе R5, уменьшится протекающий через него ток, конденсатор C1 будет медленнее разряжаться и длительность уровня «логический 0» на выходе DA1 увеличится. То есть регулирующий усилитель должен быть инвертирующим — при уменьшении напряжения на конденсаторе C2 напряжение на его выходе должно увеличиваться, и DA1 с помощью транзисторов увеличит напряжение на выводах C2.

Схема такого блока питания изображена на рис. 2.7. Так как максимальное напряжение на выходе DA1.1 может на несколько вольт отличаться от напряже-

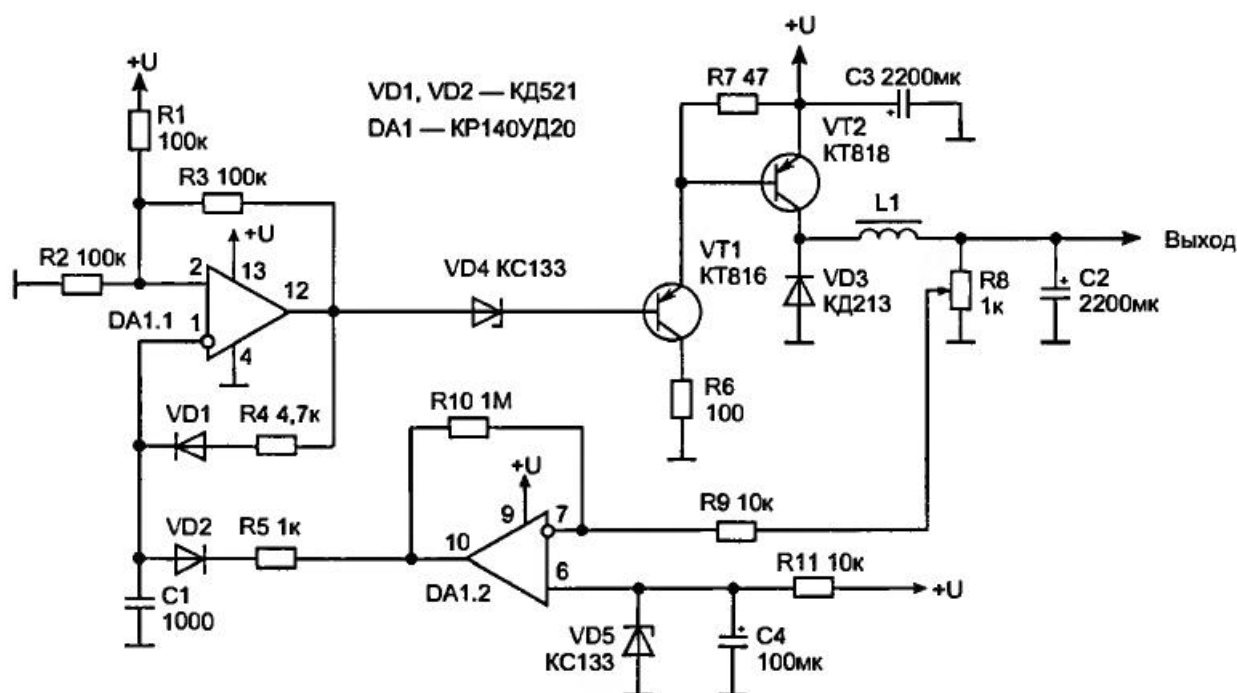


Рис. 2.7. Регулируемый блок питания с ШИМ

ния питания, то для надежного запираания транзистора VT1 (и зависящего от него силового транзистора VT2) в схему добавлен стабилитрон VD4. Напряжение на эмиттере VT1 примерно на величину напряжения стабилизации стабилитрона меньше напряжения на шине «+U»; как известно, р-п-р-транзистор откроется только после того, как напряжение на его базе станет на 0,6...0,8 В меньше напряжения на эмиттере. У рекомендуемого мною для этой схемы сдвоенного ОУ КР140УД20 при уровне «логический 1» на выходе, выходное напряжение примерно на 0,8...1,2 В меньше напряжения на входе питания. Поэтому напряжение стабилизации стабилитрона может быть от 1,5 В и выше (но не более 1/2...2/3 напряжения питания); вместо него можно впаять 1...3 диода в прямом включении (точное число подбирается при настройке).

ОУ DA1.2 включен как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления около 100. Ограничение коэффициента усиления нужно для того, чтобы ОУ работал в линейном, а не импульсном режиме, тем более что напряжение на резисторе R8 пульсирующее. Кстати, ограничить коэффициент усиления желательно и в схеме на рис. 2.6 — для этого между источником образцового напряжения и инверсным входом ОУ включается низкоомный резистор (его сопротивление не должно быть меньше сопротивления резистора R5), а между выходом и инверсным входом — высокоомный ($k_{\text{с.у}}$ — около 20...100).

Для того чтобы положение движка резистора R8 не влияло на коэффициент усиления DA1.2 (при крайнем положении движка сопротивление этого резистора равно нулю, а при среднем оно увеличивается до $1\text{к} : 2 = 500\text{ Ом}$), последовательно с ним включен резистор R9 гораздо большего сопротивления: его сопротивление должно быть раз в 10 больше сопротивления R8 — благодаря этому небольшое изменение сопротивления R8 можно не учитывать.

При настройке схем на основе ОУ нужно помнить: **переусиление сигнала так же опасно, как и его недостаточное усиление!** При недостаточном коэффициенте усиления DA1.2 в этой схеме пульсации напряжения питания и влияние нагрузки будут сглаживаться слишком плохо и пульсации выходного напряжения будут значительными. А вот при переусилении чувствительность DA1.2 становится слишком большой, и она сама начинает реагировать на пульсации напряжения питания. Эти пульсации усиливаются и через цепочку R5-VD2 подаются на вход DA1.1 — это равнозначно тому, если бы в исходной схеме (рис. 1.45) вы резко и быстро крутили движок переменного резистора. ОУ DA1.1 «уверен», что поступающий на него пульсирующий сигнал с выхода DA1.2 — на самом деле постоянный, и, как прилежный ученик, с помощью транзисторов пытается создать такой же сигнал и на выходе схемы. Поэтому уверенность в том, что чем больше коэффициент усиления регулирующего ОУ, тем выше качество сигнала на выходе, — ошибочна: она справедлива только в том случае, когда источник питания регулирующего ОУ идеален. В реальных схемах, характеристики источника питания (и используемых в схеме элементов) которых чаще всего неизвестны, постоянно приходится искать некий компромисс между «количеством» и «качеством». Проще всего это сделать с помощью чувствительной к пульсациям напряжения питания нагрузки (например, усилителя мощности звуковых частот — УМЗЧ) и переменного резистора в цепи ООС DA1.2.

Сопротивление резистора R8 выбирать сколько угодно малым нельзя: на нем падает довольно большое напряжение. Мощность рассеивания переменных резисторов обычно не превышает 0,5...1,0 Вт, поэтому его сопротивление должно быть:

$$R8 \geq \frac{U_{C2}^2}{P_{\text{рас}}},$$

где R8 — в омах, U_{C2} (максимальное напряжение на конденсаторе C2 — примерно равно напряжению питания) — в вольтах, $P_{\text{рас}}$ — в ваттах.

2.3. Согласование цифровых и аналоговых схем

Современные цифровые и аналоговые микросхемы весьма универсальны, поэтому при определенных условиях цифровые микросхемы могут успешно работать в составе аналоговых устройств, а аналоговые — в составе цифровых. Кроме того, само деление микросхем на «цифровые» и «аналоговые» весьма условно — некоторые аналоговые микросхемы (компараторы) работают только в цифровом режиме, а некоторые цифровые микросхемы (триггеры Шмитта) работают и с аналоговым сигналом.

Одна из серьезных проблем, возникающих при согласовании цифровых и аналоговых микросхем — отличие в напряжении питания. Для ОУ оно должно быть двухполярным и желательно побольше (норма — ± 15 В или «однополярные» 30 В). А вот для цифровых микросхем оно должно быть однополярным и поменьше (тогда быстродействие уменьшается чуть-чуть, а потребляемый ток — даже очень сильно), для ТТЛ-схем не должно быть более 6 В, а для КМОП — 20 В.

Поэтому обычно приходится идти на компромисс и питать ОУ пониженным (для него) напряжением. Большинство современных ОУ работоспособно при напряжении питания более 3 В ($\pm 1,5$ В), и только серия К574 — при напряжении питания более 5 В. Также, специально для применения в низковольтной (5 В) цифровой технике, выпускаются ОУ и компараторы серий LM2901...LM2904: их параметры идеальны при напряжении питания 5 В, а работоспособность сохраняется в «стандартном» диапазоне 3...30 В. Необходимую для работы ОУ и компаратора «половину напряжения питания» можно «сделать» с помощью делителя напряжения на резисторах.

Еще одна проблема — согласование по уровням. Подавать на вход аналоговых микросхем цифровой сигнал нельзя, особенно сигнал с выхода КМОП-микросхем (у них амплитуда выходного напряжения равна напряжению питания). Подробнее об этом говорилось выше, а уменьшить амплитуду сигнала с выхода цифровой микросхемы можно с помощью делителя напряжения.

Сигнал на выходе аналоговой микросхемы, работающей в цифровом режиме, практически всегда имеет достаточную амплитуду для нормальной работы цифровой микросхемы, но попадают в этом плане и «уроды». У некоторых аналоговых микросхем уровню лог. «0» соответствует напряжение на выходе, равное +2,1...2,5 В относительно общего провода (с которым соединен отрицательный

вход питания микросхемы), а у ТТЛ-схем и некоторых КМОП напряжение переключения равно 1,4...3,0 В. То есть с помощью такой аналоговой микросхемы установить уровень лог. «0» на входе упомянутой выше цифровой микросхемы невозможно. А вот с установкой уровня лог. «1» на входе цифровой микросхемы проблем не возникает практически никогда. Поэтому выходов два: или подать на вход « $-U$ » **только аналоговой схемы** небольшое отрицательное напряжение ($-2...-3$ В) относительно общего провода (рис. 2.8, а), которое можно сформировать с помощью любого генератора, к выходу которого подключен выпрямитель-инвертор (рис. 2.8, б); резистор R нужен для того, чтобы при напряжении на выходе ОУ, меньшем напряжения на общем проводе, не вывести из строя цифровую микросхему (ТТЛ) или не перегрузить защитный диод (КМОП), его сопротивление может быть от 1 кОм до 100 кОм. Второй выход — поставить между аналоговой и цифровой микросхемой делитель напряжения (рис. 2.8, в): при этом на входе цифровой микросхемы уменьшится и напряжение уровня лог. «1», что несущественно, и напряжение уровня лог. «0», что нам и надо.

Выходы компараторов обычно выполняются по схеме с открытым коллектором (рис. 2.8, г), поэтому при использовании компараторов для управления цифровыми схемами «подтягивающий» резистор обязателен (он включается между выходом компаратора и шиной « $+U$ »). В ТТЛ-схемах эти резисторы установлены внутри микросхемы на каждом входе, в КМОП-схемах их нужно устанавливать «снаружи». «Внутри» компараторов «подтягивающих» резисторов никогда не бывает.

Падение напряжения на переходах выходного транзистора компаратора (рис. 2.8, г) не превышает 0,8...1,0 В, поэтому проблем с управлением цифровыми схемами никогда не возникает. Так как выход компаратора выполнен по схеме с открытым коллектором, то напряжение питания компаратора (« $+U$ ») может быть больше или меньше напряжения питания цифровой схемы — при этом никаких изменений в схему вносить не нужно. «Подтягивающий» резистор в таком случае нужно включать между выходом компаратора и шиной « $+U$ » цифровой части схемы.

У компаратора LM311 и его отечественного аналога К554СА3 выход выполнен по более сложной схеме (рис. 2.8, д). Эмиттер транзистора можно соединить дорожкой на плате с проводом « $-U$ » — тогда эта микросхема будет работать, как и обычный компаратор (рис. 2.8, г); но можно соединить коллектор с проводом « $+U$ », а нагрузку включить между эмиттером и проводом « $-U$ ». Вообще, эта микросхема устроена таким образом, что напряжения на коллекторе и эмиттере могут быть любыми, но в пределах $-U...+U$, и коллекторное напряжение **всегда** должно быть больше эмиттерного. Для достижения этого на выходе микросхемы разработчикам пришлось поставить почти десяток транзисторов, а не один, как на рисунке. Но так рисунок более прост для понимания.

В цифровой технике аналоговые микросхемы обычно используются для обработки аналогового сигнала, поступающего на вход схемы, а также выполняют функцию сравнения двух аналоговых сигналов, тем более что у них, в отличие от цифровых микросхем, «напряжение переключения» не фиксированное, а может быть практически любым, какое вам нужно. В аналоговой технике цифровые

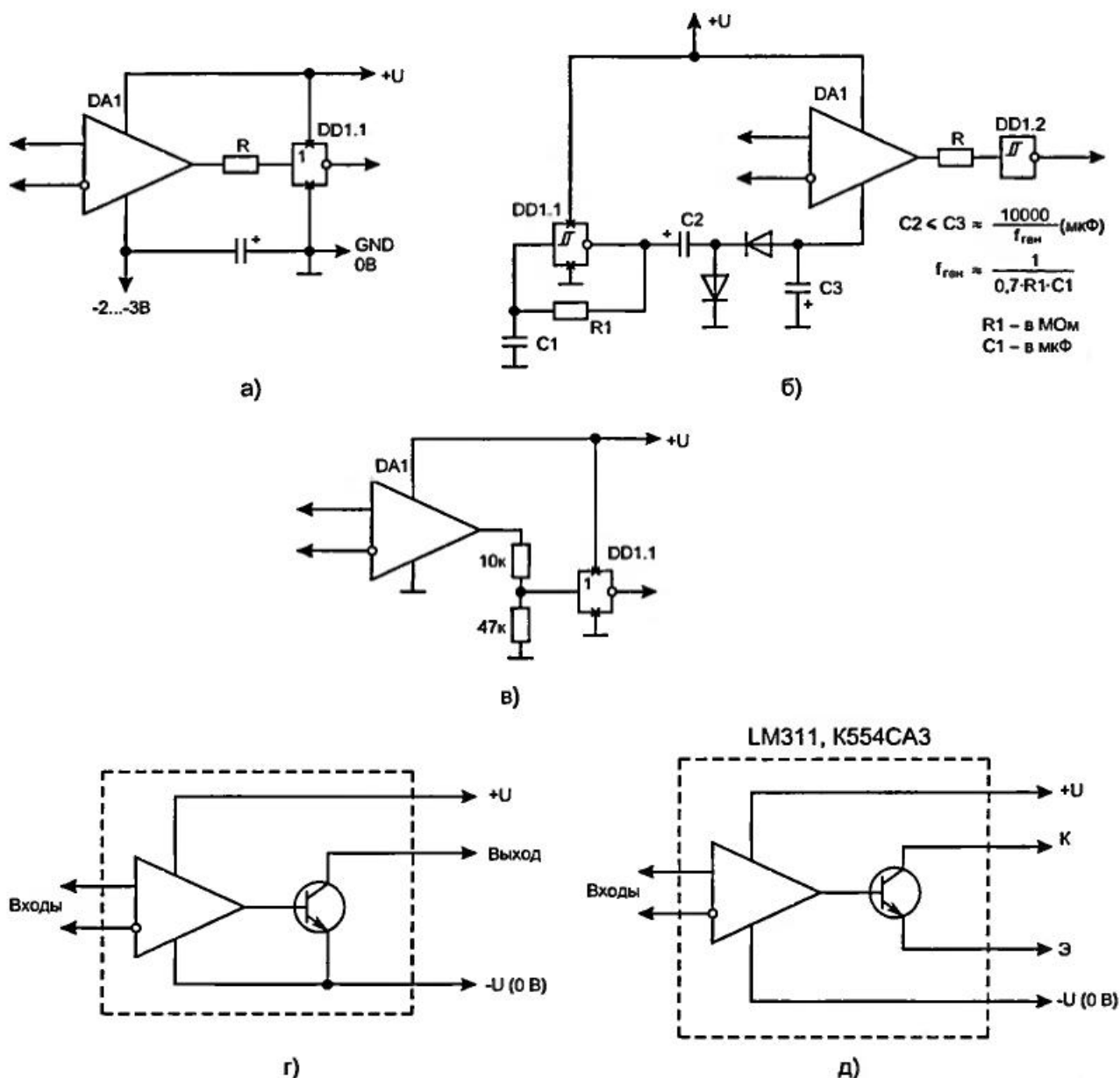


Рис. 2.8. Согласование цифровых и аналоговых микросхем:
 а, б — подпитка ОУ отрицательным относительно общего провода напряжением;
 в — установка на выходе ОУ делителя напряжения; г, д — компараторы

микросхемы обычно выполняют функцию генераторов (генератор на логических элементах проще и «высокочастотней» генератора на ОУ) и переключателей сигналов (аналоговые коммутаторы, селекторы-мультиплексоры, управляемые от триггеров или счетчиков). Преимущество цифровой схемы — не нужен делитель напряжения, преимущество аналоговой — даже при очень плавном изменении напряжения на входе потребляемый микросхемой ток не изменяется и остается минимальным (у цифровой в таком режиме возникают сквозные токи).

В I томе книги была рассмотрена схема звукового маяка (рис. 2.9, а; он 20 секунд молчит, потом 1 секунду издает звук и снова 20 секунд молчит). Но, несмотря на «прерывистый» режим работы, он даже во время молчания потребляет значительный ток (1,5...2 мА), что связано с тем, что в это время конденсатор С1 плавно разряжается и напряжение на входе элемента DD1.1 плавно

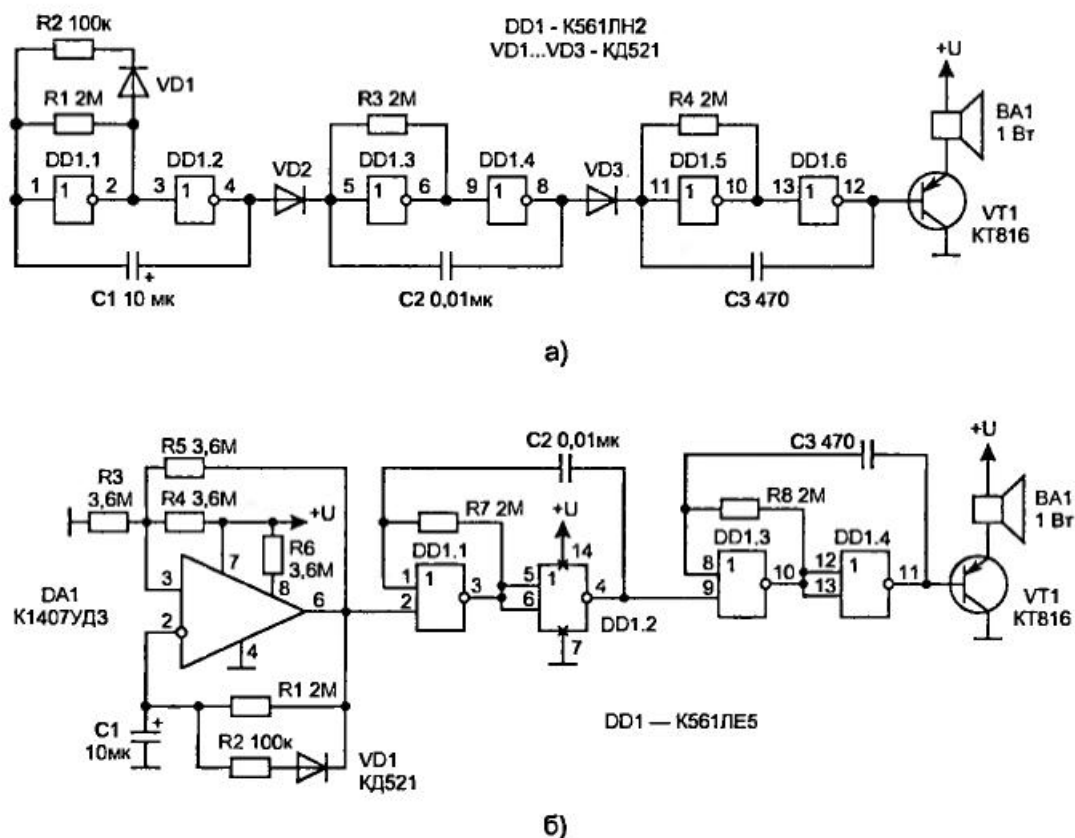


Рис. 2.9. Звуковой маяк:

а — исходная схема; б — схема с пониженным потреблением

уменьшается. На выходе этого элемента возникают сквозные токи — отсюда и повышенный потребляемый схемой ток. Уменьшить потребляемый ток можно, только если заменить инвертор DD1.1, а еще лучше — весь генератор на элементах DD1.1, DD1.2 «идеальным» генератором.

Сегодня радиолюбителям доступен довольно широкий ассортимент недорогих микромощных ОУ, к ним относятся и популярные **программируемые ОУ** типа K140УД12 и серии K1407УД... «Программируемыми» они называются потому, что их потребляемый ток можно с помощью одного внешнего резистора изменять (программировать) от долей микроампер до нескольких миллиампер. При этом максимальный выходной ток (ток короткого замыкания выхода) также изменяется от десятков микроампер до «стандартных» для ОУ 20 мА, а также увеличивается коэффициент усиления и скорость нарастания выходного напряжения ОУ. Поэтому, если вам нужен микромощный ОУ со «средненькими» параметрами, нагрузка которого потребляет ничтожный ток, сопротивление этого резистора выбирают побольше (оно обычно в пределах 100 кОм...10 МОм) — тогда потребляемый ОУ ток меньше.

Генераторы на ОУ обычно собираются по схеме триггера Шмитта, поэтому схема маяка на подобном генераторе будет такой, какая изображена на рис. 2.9, б. «Микромощным» генератором желательно заменить только самый первый генератор — он работает постоянно, в отличие от остальных генераторов, работающих только 1/20 всего времени и «жрущих» благодаря этому в 20 раз меньше.

Сопrotивление резисторов R3—R5 должно быть как можно больше, но одинаковым — тогда через них будет протекать меньший ток, т. е. схема будет более экономичной. Сопrotивление резистора R6 можно увеличить до 10...20 МОм — тогда потребляемый генератором ток уменьшится (при R6 = 3,6 МОм он не превышает 30 мкА), уменьшится и выходной ток, но это можно не учитывать — резисторы R1, R2, R5 и вход элемента DD1.1 потребляют все равно в сотни раз меньший ток.

Но все это только теоретически — на практике такой генератор может вообще не заработать. Например, из-за того, что ОУ решит «покапризничать», или вдруг окажется, что такой генератор потребляет 30 мА, а не 30 мкА, как написано абзацем выше. Поэтому давайте не будем нарушать покой «умных» книжек и тратить время на философские размышления о работе элементов (к сожалению, именно этот — ошибочный — путь и выбирает большинство современных радиолюбителей), а соберем на макете (как это делается, описано в следующей части книги) весь генератор на DA1 и подадим на него через микроамперметр напряжение питания. Для большего удобства при этом емкость конденсатора C1 можно уменьшить до 1...5 мкФ, а цепочку R2—VD1 не устанавливать. Выход генератора можно подключить к вольтметру или к высокоомному входу логического пробника. При этом можно заметить, что, во-первых, при уровне лог. «0» на выходе потребляемый генератором ток равен 5 мкА, а при уровне лог. «1» — 20 мкА, во-вторых, уровню лог. «0» соответствует напряжение 0,6 В (относительно общего провода), а уровню лог. «1» — (+U) — 0,8 В, а в-третьих, генератор работает и без посторонней «помощи».

Проанализируем полученную информацию. Как видно из предпоследнего утверждения, выход генератора можно непосредственно соединить со входом цифровой микросхемы — амплитуда выходного напряжения достаточна для ее нормальной работы. А так как при уровне лог. «0» на выходе генератора потребляемый им ток гораздо меньше (я не знаю, с чем это связано — меня интересует сам факт, а не его причина), то нужно сделать так, чтобы при уровне лог. «0» на выходе DA1 схема «молчала», а при уровне лог. «1» — «пищала». Схема на рис. 2.9, б работает «неправильно» — генераторы запускаются при уровне лог. «0» на выходе DA1; для «исправления» схемы, чтобы она в статическом режиме «жрала» в 20 (мкА) : 5 (мкА) = 4 (раза) меньше, нужно «повернуть» диод VD1, заменить микросхему 4ИЛИ-НЕ на 4И-НЕ (K561JA7) и поставить на выходе DD1.4 эмиттерный повторитель на транзисторе структуры п-р-п. «Правильный» вариант схемы я здесь рисовать не буду, вы с этим можете справиться и самостоятельно.

Такой генератор можно встраивать во все цифровые устройства, которые «должны» экономить электроэнергию. Генератор на микросхеме K1407УД3 работать начинает при однополярном напряжении питания, выше 1,2 В (сопротивление программирующего резистора 620 кОм) и до 30 В. Не все цифровые микросхемы работоспособны при столь малом напряжении питания — генераторы на логических элементах серии K561 начинают работать при напряжении от 2,5 В. При сопротивлении программирующего резистора 6,8 МОм генератор на этой микросхеме начинает работать при напряжении питания от 2,7 В, при этом потребляемый ток составляет 5 мкА, а ток короткого замыкания выходов — 500 мкА (0,5 мА). Максимальная частота генерации генератора на основе

K1407УДЗ зависит, в основном, только от сопротивления программирующего резистора и достигает 100 кГц. В режиме микротоков генератор работает на частотах до 10 кГц, и при уменьшении напряжения питания верхняя граница частотного диапазона сужается, и если она станет ниже частоты генерации, установленной внешними резисторами и конденсатором, то генератор «остановится». Для того чтобы «запустить» генератор при столь малом напряжении питания, нужно уменьшить сопротивление программирующего резистора, его минимальное сопротивление — 10 кОм.

Другой отечественный программируемый ОУ, K140УД12 (КР140УД1208, LM1776) работает точно так же, и этими микросхемами можно заменять друг друга; нужно только учитывать, что у УД12 программирующий резистор подключается к шине «-U», а не «+U». УД12 начинает работать при напряжении питания выше 1,5 В. Ее недостаток — при частоте генерации выше 100 Гц начинает увеличиваться потребляемый ток (независимо от сопротивления программирующего резистора), и на частоте 1 кГц он равен 500 мкА (напряжение питания 9 В). Но все равно цифровые микросхемы в составе генератора «жрут» еще больше (1,5...2,5 мА).

Недостаток программируемых ОУ — они дороги и, как правило, в одном корпусе бывает только один ОУ. Вместо программируемых можно использовать обычные ОУ — при напряжении питания, равном 9 В ($\pm 4,5$ В), они потребляют 0,3...1,5 мА, стоят столько же, сколько и цифровые микросхемы, и в одном корпусе бывает до четырех ОУ. Компараторы по потребляемому току экономичней ОУ.

Во входных каскадах устройств, работающих с плавно изменяющимся входным напряжением, в принципе, можно использовать и цифровые, и аналоговые микросхемы. Цифровая схема в несколько раз проще аналого-цифровой и содержит минимальное количество деталей. Но аналого-цифровая хоть и сложнее, потребляет от источника питания гораздо меньший ток. Поэтому в тех случаях, когда 5 мА — «ничтожно малый ток», усложнять схему не нужно, и сравнивайте напряжения цифровыми микросхемами; а вот когда уменьшение потребляемого тока даже на 20% — уже достижение, с аналоговым сигналом должны работать аналоговые микросхемы.

Допустим, что нам нужно создать устройство, которое будет контролировать величину собственного напряжения питания и, как только оно станет больше или меньше нормы, включит звуковой генератор.

Для начала попробуем создать такое устройство на основе цифровых микросхем. Как известно, напряжение переключения цифровой микросхемы весьма слабо зависит от ее напряжения питания, поэтому для контроля напряжения питания вход логического элемента через переменный резистор можно непосредственно соединить с шинами питания (рис. 2.10, а). В этой схеме нижний инвертор реагирует на понижение напряжения питания (тогда на его выходе устанавливается «единица»), а верхний — на повышение — и в таком случае на выходе элемента DD1.2 устанавливается уровень лог. «1». Сигналы с выходов обоих каналов суммируются диодной схемой «2ИЛИ», и при «единице» на одном из выходов на выходе DD1.4 устанавливается уровень лог. «0», разрешающий работу генератора.

Эту схему можно упростить, если использовать многоходовые логические элементы (рис. 2.10, б). В этих схемах в качестве инвертора DD1.2 (рис. 2.10, а)

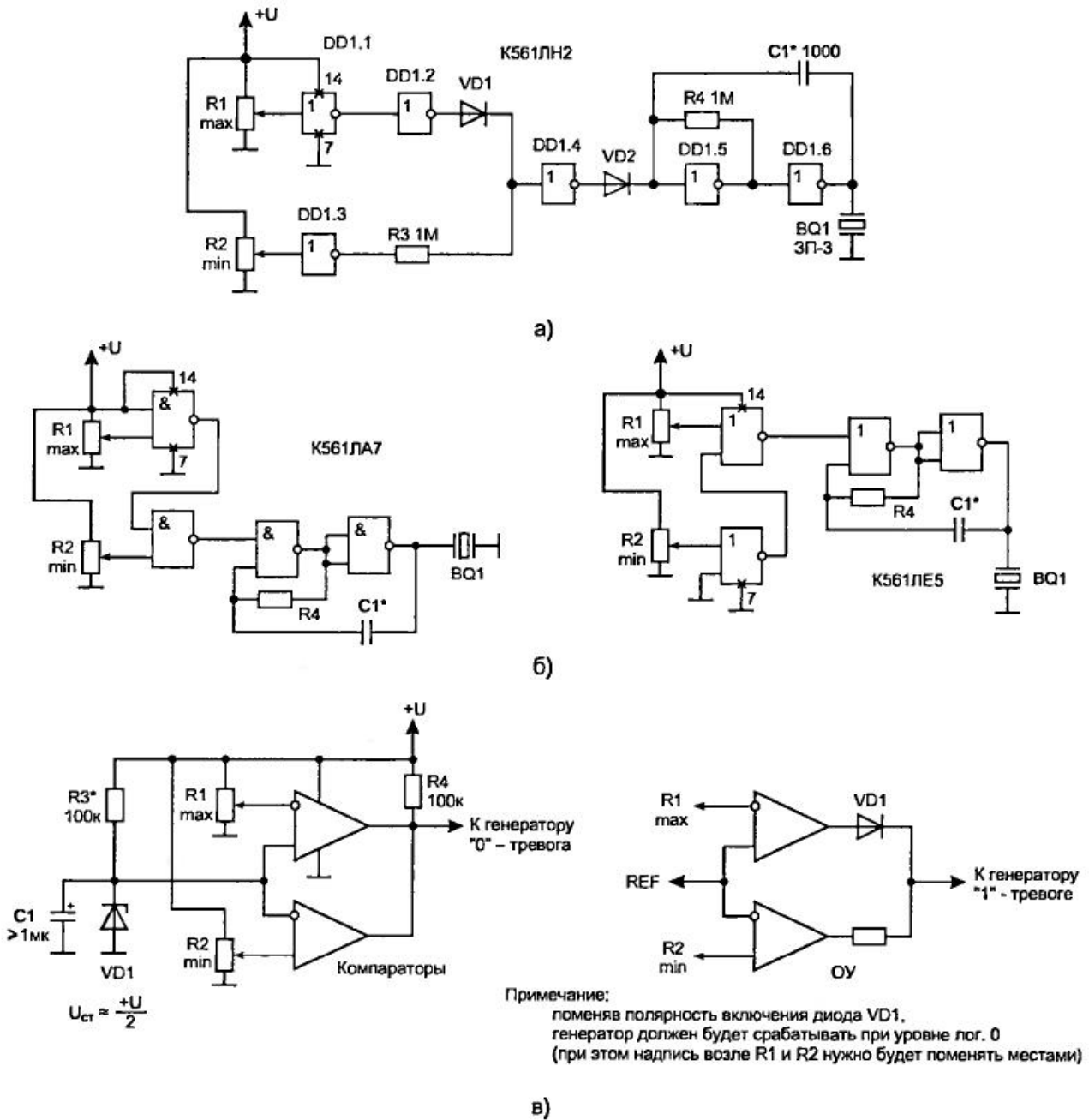


Рис. 2.10. Устройства контроля напряжения:

а — схема на инверторах; б — усовершенствованные схемы на логических элементах; в — схемы на аналоговых микросхемах

используется одни из «входных» элементов — благодаря этому отпала необходимость в сумматоре. Надеюсь, вы сами разберетесь, как работают эти схемы.

Собрав одну из этих схем, вы заметите, что, пока напряжение питания находится в пределах нормы, потребляемый схемой ток не превышает нескольких микроампер, но при приближении к границе нормы он резко увеличивается в тысячи раз. Возникли сквозные токи. При дальнейшем изменении напряжения питания включится звуковой генератор (если напряжение питания пульсирующее, то он вначале будет «тарыхтеть» в такт с пульсациями) и через некоторое время, при еще большем изменении напряжения питания, потребляемый схемой ток начнет уменьшаться.

Если вам такие «фокусы» не нужны, поставьте в схему компараторы или ОУ. Если задающий генератор схемы запускается уровнем лог. «0» — удобнее компараторы: их выходы можно соединить вместе (с ОУ так поступать нельзя!) и «обойтись» общим «подтягивающим» резистором. А вот если генератор запускается «единицей» — удобнее ОУ: сэкономите 2 резистора, через которые в «ждущем» режиме (пока напряжение в пределах нормы) протекает ток.

В отличие от рассмотренных выше, в такой схеме понадобится источник образцового напряжения. Проще всего собрать его на резисторе и стабилитроне или на генераторе тока и резисторе (или, что лучше, стабилитроне). Вариант на резисторе со стабилитроном самый дешевый, но большинство стабилитронов начинают нормально работать только при протекающем через них токе в несколько миллиампер, а это сказывается на энергопотреблении всей схемы. Впрочем, современные малогабаритные отечественные стабилитроны начинают стабилизировать напряжение при токе от 10 мкА. У стабилизаторов на основе генераторов тока (полевой транзистор) минимальный ток стабилизации может быть любой.

Для того чтобы меньше нагружать стабилизатор, его выход непосредственно соединим со входами компараторов (входной ток современных ОУ и компараторов ничтожно мал и не превышает 0,1 мкА), а подстроечные «регулирующие» резисторы включим так же, как и у рассмотренных выше схем. Получилось то, что изображено на рис. 2.10, в; генератор к выходам этих схем можно подключить любой. Если использовать в схеме счетверенные ОУ (компараторы), генератор можно собрать на «свободных» элементах.

А теперь, чтобы решить, какая из схем (цифровая или аналого-цифровая) лучше, сравним их характеристики:

Рис. 2.10, б	Рис. 2.10, в
В блоке регулировки только два переменных резистора: +	Кроме переменных резисторов, нужны элементы стабилизатора и «подтягивающие» резисторы: -
Невысокая точность регулировки, зависящая от температуры корпуса микросхемы: -	Очень высокая точность — зависит только от качества стабилитрона или генератора тока: +
В схеме используются только дешевые детали: +	Дешевые ОУ потребляют до 1 мА, а микро-мощные и программируемые стоят в несколько раз дороже: -
Работает при напряжении питания 3...18 В: +/-	Работает при напряжении питания 2...35 В: +
В «нормальном режиме» потребляет менее 10 мкА, при приближении к границе нормы ток потребления увеличивается до 2...5 мА: +/-	Во всех режимах потребляет не более 30 мкА (программируемые ОУ)...1,5 мА: +/-
Трудно ввести гистерезис переключения (для «надежного» срабатывания), а у триггеров Шмитта он слишком большой: -	Никаких проблем! +

Как видно, преимущества и недостатки есть у обеих схем, причем преимущества одной покрывают недостатки другой и наоборот. Поэтому не нужно из всех сил стремиться собрать свое устройство по «правильной» схеме, в которой с цифровым сигналом работает цифровая микросхема, а с аналоговым — аналоговая; иногда **нестандартное включение элементов**, как на рис. 2.10, а и 2.10, б, позволяет сэкономить и на деталях, и на электричестве. Но с нестандартным включением нужно быть крайне осторожным: большинство элементов в таком режиме неустойчиво, и под влиянием малейших воздействий они могут «забастовать», а то и вообще выйти из строя. Предсказать развитие событий при нестандартном включении элементов очень сложно даже для опытных радиолюбителей-практиков, поэтому определить работоспособность (или неработоспособность) той либо иной «нестандартной» схемы можно только на макете. При этом вы заодно узнаете потребляемый схемой ток и некоторые другие, интересующие вас, характеристики, а также сможете подкорректировать номиналы отдельных элементов.

Особое место в истории электроники занимает так называемый «**таймер 555**», или попросту «555» (предприятие, разработавшее эту микросхему, назвало его «NE555», отсюда и пошло название). Микросхема эта представляет собой простую, как и все гениальное, комбинацию аналоговых и цифровых устройств, и благодаря этому ее универсальность потрясает. В свое время (начало 90-х годов) во многих радиолюбительских изданиях действовала рубрика типа «придумай новое применение таймера 555» — тогда только стандартных схем включения этой микросхемы было предложено больше, чем страниц в этой книге.

Схема «внутренностей» этой микросхемы изображена на рис. 2.11. Как видно, она не очень сложна — два компаратора со встроенным делителем напряжения, RS-триггер и **мощные выходы** (до 200 мА), которые можно принудительно перевести в состояние лог. «0». Тем не менее именно такая конфигурация элементов чаще всего и нужна разработчикам схем, а благодаря наличию мощных выходов она незаменима в разнообразных выходных драйверах. Отсюда и такая популярность этой, не очень сложной, микросхемы. В скобках на рисунке указана более удобная, на мой взгляд, маркировка выводов микросхемы. После точки с запятой указана нумерация выводов микросхемы 556 — сдвоенного таймера 555.

Основные параметры таймеров: напряжение питания 3...18 В, потребляемый ток — 3 (6) мА, выходной ток — более 200 мА, максимальная рабочая частота — более 100 кГц, длительность фронта/спада выходных импульсов — не более 0,2 мкс. Также у этих таймеров есть КМОП-аналоги (ICM7555, ICM7556), у которых потребляемый ток уменьшен до 0,1 мА. Все остальные параметры совпадают, ток короткого замыкания выхода «output» на общий провод, при уровне лог. «1» на выходе, не превышает 10 мА (по крайней мере, именно такой выходной ток у нескольких имеющихся у автора микросхем ICM7555ID ф. Philips в корпусе для поверхностного монтажа).

В рабочем режиме на вход RO таймера должен быть подан уровень лог. «1» или этот выход должен быть «оторванным» (внутри микросхемы установлен «подтягивающий» резистор, его сопротивление у TTL-таймера равно 5 кОм, у

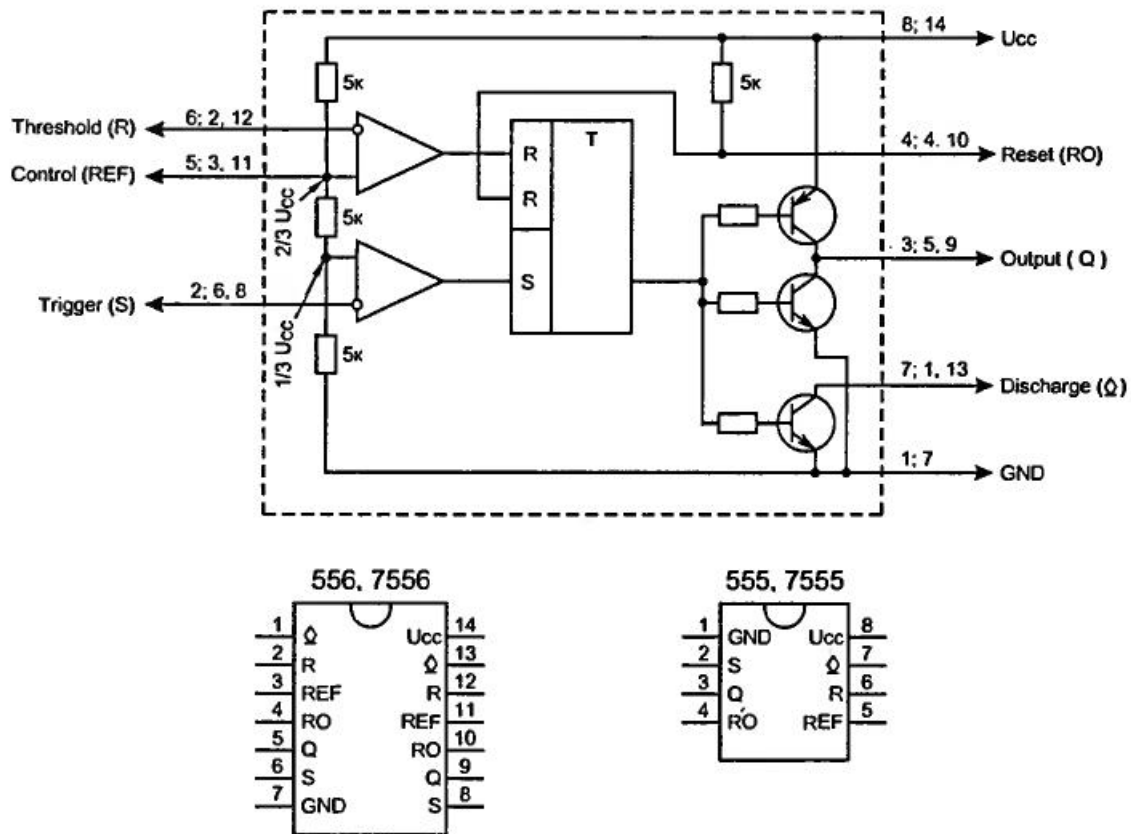


Рис. 2.11. Таймеры 555, 556 и их КМОП-аналоги

КМОП — 100 кОм). При подаче на этот вход уровня лог. «0» оба выхода микросхемы принудительно переводятся в состояние лог. «0», а RS-триггер обнуляется, независимо от уровней на всех остальных входах.

Ко входу REF микросхемы обычно подключается фильтрующий конденсатор (на общий провод) емкостью более 0,01 мкФ. Этот конденсатор необязателен; изменяя напряжение на этом входе, можно изменять напряжение переключения входных компараторов.

При подаче на вход R напряжения, большего напряжения на выводе REF ($2/3 U_{CC}$), на выходах таймера устанавливается уровень лог. «0». Если теперь уменьшить напряжение на входе R, «нуль» на выходах микросхемы будет сохраняться до тех пор, пока напряжение на входе S не станет меньше половины напряжения на выводе REF (т. е. $1/3 U_{CC}$). После этого на выходах таймера установится уровень лог. «1», который заменится «нулем» только после повышения напряжения на входе R.

Если вход S таймера «навсегда» соединить с общим проводом, то он «превратится» в мощный инвертор: пока напряжение на входе R меньше $2/3 U_{CC}$, на выходах таймера — уровень лог. «1»; как только оно станет больше — на выходах установится уровень лог. «0». Напряжение переключения очень мало — не более 10 мВ, сквозных токов и гистерезиса переключения нет. При соединении входа R с шиной U_{CC} (напряжения на входа R и S могут быть от 0 до U_{CC}) таймер блокируется (на выходах — лог. «0») и не реагирует на сигнал на входе S. Входной ток по входам R и S у TTL-таймеров не превышает 30 мкА (при уровне лог. «1» на входе R — 300 мкА), у КМОП-таймеров он в тысячи раз меньше.

Внутри микросхем входы R и S высокоомными резисторами соединены с шиной питания: S — с GND, R — с U_{CC} , поэтому эти входы могут кратковременно отключаться от схемы. У КМОП-таймеров такого нет.

К сожалению, не все авторы знают особенности внутреннего строения этого таймера. Так, во всех известных мне схемах вывод 4 соединен с выводом 8, хотя делать это совершенно необязательно; для перевода таймера в режим генератора обычно используется вывод 7, к которому «снаружи» подключается «подтягивающий» резистор — если вместо вывода 7 задействовать вывод 3 (такое на схемах встречается очень редко), можно сэкономить на резисторе, а заодно уменьшить потребляемый схемой ток, ведь через резистор тоже течет какой-то ток... Если бы авторы этих схем вначале «обкатали» бы таймер на макете, они бы не допускали таких **ошибок**.

Стандартные схемы включения таймера 555 (отечественный аналог КР1006ВИ1) приведены на рис. 2.12. Схемы не очень сложны и, на мой взгляд, в пояснениях не нуждаются. Поэтому остановлюсь только на умножителях напряжения и модуляторах.

Умножители собраны по распространенной схеме с «летающим конденсатором» С2, на таймере собран мощный генератор. Пока на выходе таймера уровень лог. «0», конденсатор С2 заряжается через выход и диод VD1 практически до напряжения питания (U_{CC} — 1,5...2,0 В). Диод VD2 в это время закрыт, и конденсатор С3 разряжается только через нагрузку (рис. 2.13).

Когда на выходе таймера появляется уровень лог. «1», можно считать, что отрицательный вывод конденсатора соединяется с шиной « U_{CC} » (рис. 2.13). Напряжение на диоде VD1 становится обратным, и он закрывается. А конденсатор С2 «превращается» в батарейку и через диод VD3 заряжает конденсатор С3 — ведь, как известно, при последовательном соединении двух источников питания суммарное напряжение увеличивается.

Емкость конденсатора С2 невелика, поэтому он довольно быстро разряжается. Для того чтобы подзарядить его, на выходе управляющей им схемы нужно установить уровень лог. «0», что и делает генератор таймера. Но при этом заряжающий конденсатор С3 ток прекращается, и он, под влиянием тока нагрузки, начинает разряжаться. Правда, значительно уменьшится напряжение на нем не успевает — через некоторое время на выходе таймера появляется уровень лог. «1», и С3 зарядится от С2. Очевидно, что чем выше частота генератора, тем меньше может быть емкость конденсатора С2. Учитывая линейную зависимость стоимости конденсатора от его емкости, это немаловажно. Правда, высокочастотные устройства генерируют гораздо больше помех, чем низкочастотные.

Аналогично работает и инвертор напряжения — надеюсь, вы сами поймете, как именно. Потребляемый обеими схемами ток равен удвоенному току нагрузки — в полном соответствии закону сохранения энергии; выходное напряжение обеих схем чуть меньше удвоенного напряжения питания — на диодах «падает» почти 1,5 В, чуть меньше — на выходе микросхемы. При использовании в схеме КМОП — аналога таймера 555 «снаружи» нужно поставить любой п-р-п-транзистор средней мощности (ток коллектора больше 200 мА).

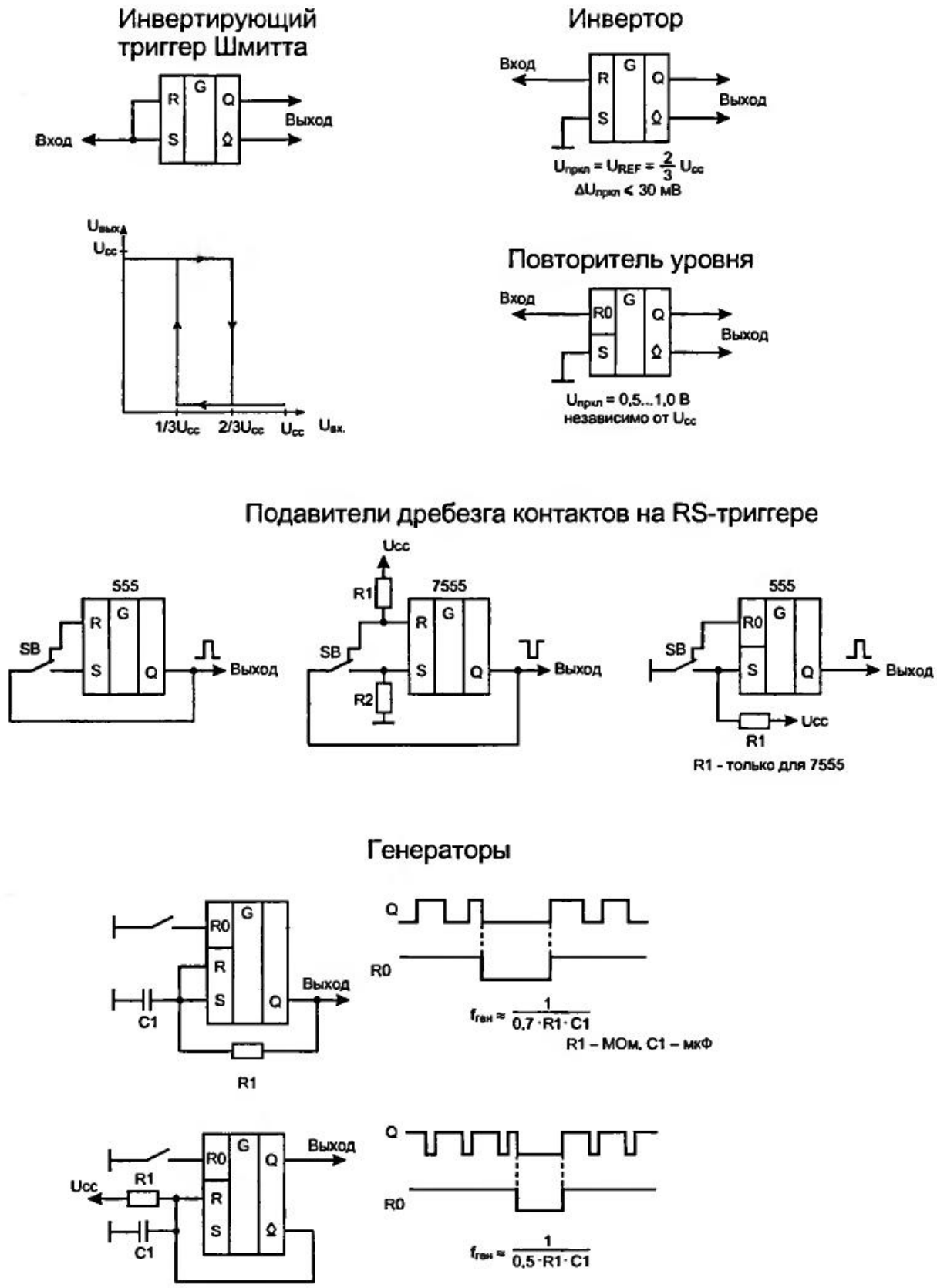
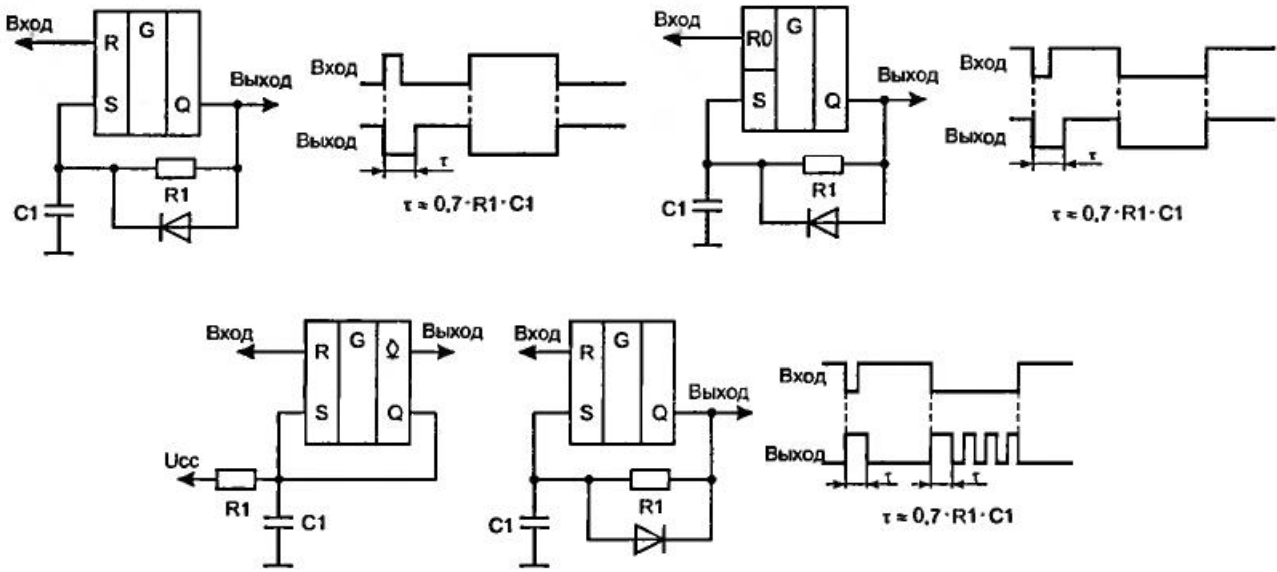


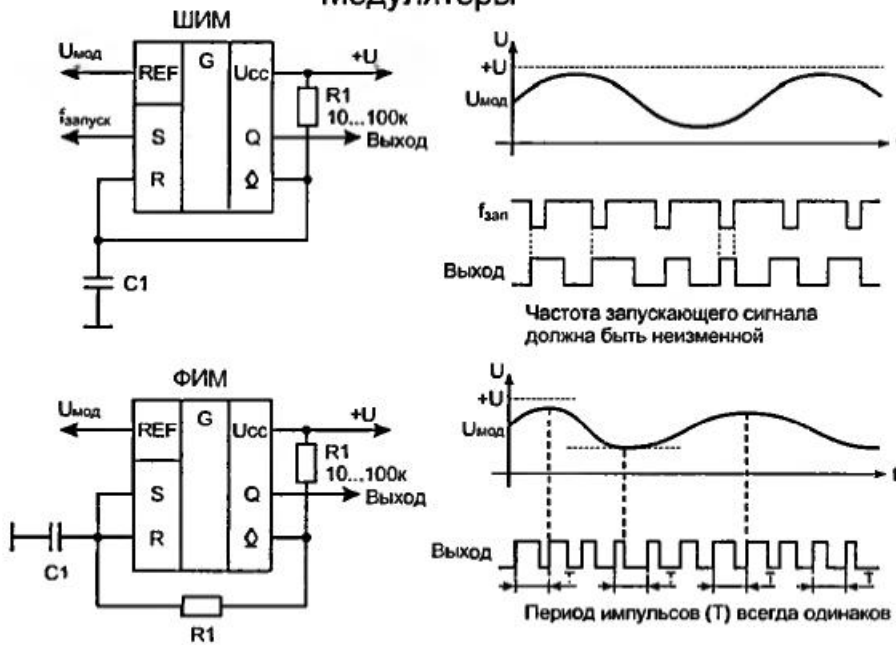
Рис. 2.12 (начало). Схемы включения таймера 555 и его аналогов

Модуляторы... Они применяются не только в радиовещании, как думают многие, но и в большинстве других систем. Ни одна импульсная схема работать без модулятора не будет. Поэтому знать принцип действия модулятора должен каждый уважающий себя радиолюбитель.

Одновибраторы



Модуляторы



Умножитель и инвертор напряжения

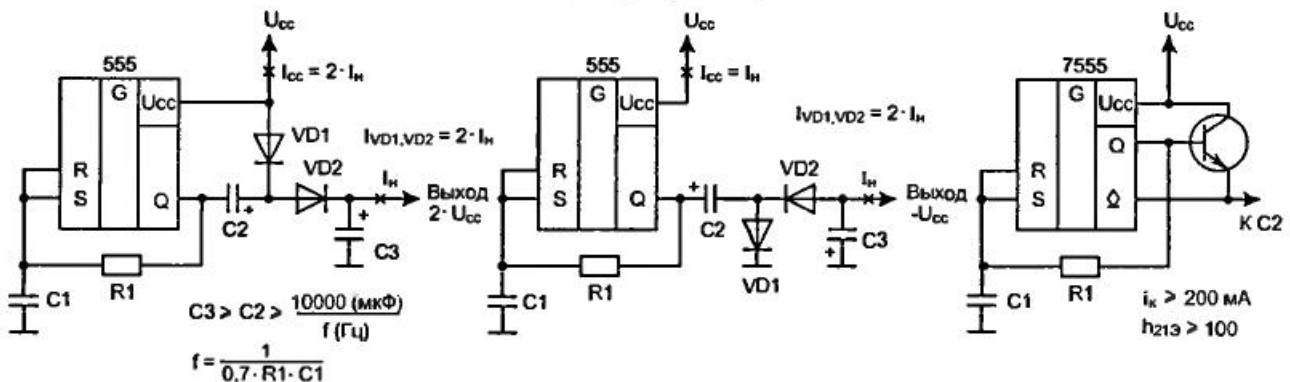


Рис. 2.12 (окончание). Схемы включения таймера 555 и его аналогов

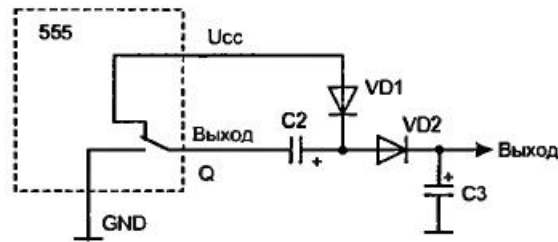


Рис. 2.13. Пояснение принципа действия умножителя напряжения

А он (принцип действия) весьма прост: под воздействием внешнего аналогового (не цифрового!) модулирующего сигнала изменяется частота, скважность, или длительность выходного сигнала.

Модуляторы бывают двух видов: линейные и импульсные. Линейные модуляторы (амплитудные, частотные, фазовые и т. д.) используются только в радиовещании, поэтому рассматриваться здесь не будут. Импульсные модуляторы бывают **широтно-импульсные (ШИМ)** и **фазо-импульсные (ФИМ)**. Друг от друга они практически ничем не отличаются, поэтому их нередко путают. Делать этого нельзя — ведь если придумали для них два разных названия, значит, это кому-то было нужно. Отличаются они тем, что у ФИМ частота выходного сигнала неизменна (т. е. если длительность импульса в X раз увеличилась, то длительность паузы в X раз уменьшится), а у ШИМ — изменяется (длительность одного из полупериодов — импульса или паузы — всегда одинакова, а у другого — изменяется в такт модулирующему напряжению).

Рассматривать работу модуляторов будем по диаграммам, расположенным рядом с рисунками. Модулирующий сигнал для таймера 555 очень удобно подавать на его вход REF (этот вход у таймера 555 предназначен именно для этого; подавать «модулирующий» сигнал на вход REF других микросхем нельзя!), что обычно и делают.

Начнем с ФИМ. На таймере 555 этот модулятор практически ничем не отличается от обычного генератора, и частота выходных импульсов ФИМ рассчитывается по формуле для генератора. Но давайте посмотрим, что будет, если на вход REF «генератора» подать внешнее напряжение.

Как видно из диаграмм, под воздействием модулирующего напряжения изменяется **скважность** выходных импульсов, или, если кто забыл суть этого термина, отношение периода импульса (лог. «1» + лог. «0») к длительности импульса (лог. «1»). А происходит это вот почему.

Когда на вход REF не подается внешнее напряжение, напряжение на нем равно $2/3$ напряжения питания и скважность выходных импульсов равна 2, т. е. длительность импульса равна длительности паузы. В этом нетрудно убедиться с помощью теоретических расчетов: уровень лог. «0» на выходе генератора установится только после того, как напряжение на его входах R и S станет равным $1/3 U_{CC}$ относительно шины « U_{CC} », а уровень лог. «1» — после того, как напряжение на входах станет равным $2/4 U_{CC}$ относительно общего провода. В обоих случаях падение напряжения на частотообразующем резисторе R1 одинаково, поэтому и длительности импульса и паузы одинаковы.

Предположим, что под воздействием внешнего сигнала напряжение на входе REF уменьшилось. Тогда уменьшится и напряжение переключения обоих компараторов таймера — допустим, до $1/4$ и $2/4 U_{CC}$ соответственно. Тогда уровень лог. «1» сменится на лог. «0» на выходе таймера после того, как напряжение на частото задающем конденсаторе увеличится от $1/4 U_{CC}$ до $2/4 U_{CC}$, а уровень лог. «0» сменится уровнем лог. «1» после того, как оно уменьшится от $2/4 U_{CC}$ до $1/4 U_{CC}$. Нетрудно заметить, что в первом случае падение напряжения на частото задающем резисторе больше (при $U_{CC} = 10$ В оно изменяется от 7,5 В до 5,0 В), чем во втором (2,5 В → 5,0 В), и, если вспомнить закон Ома, протекающий через резистор ток в первом случае будет в 2 раза больше, чем во втором, т. е. при уровне лог. «1» на выходе таймера конденсатор будет заряжаться в 2 раза быстрее, чем разряжаться — при уровне лог. «0». То есть длительность импульса в 2 раза меньше длительности паузы и при дальнейшем уменьшении напряжения REF скважность импульсов уменьшится еще сильнее.

Логично заметить, что при увеличении напряжения на входе REF скважность импульсов начнет увеличиваться, и как только оно превысит $2/3 U_{CC}$, длительность импульса станет больше длительности паузы.

На основе такого модулятора очень удобно собирать разнообразные импульсные регулируемые стабилизаторы напряжения. Простейшая схема подобного регулятора приведена на рис. 2.14. Выходное напряжение регулятора регулируется переменным резистором R7 и может быть от 1,5...2 В до максимального входного напряжения.

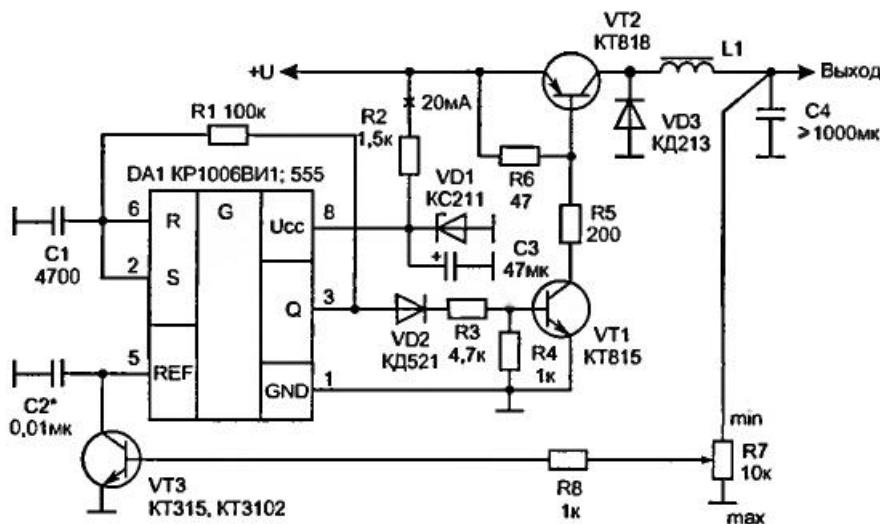


Рис. 2.14. Импульсный регулируемый стабилизатор напряжения

Пока напряжение на конденсаторе C4 меньше выставленного резистором R7, напряжение на базе транзистора VT3 слишком мало и он закрыт. Длительность импульсов на выходе генератора максимальна (ее можно увеличить, включив между выводами 5 и 8 микросхемы DA1 резистор сопротивлением 1...5 кОм, но при этом увеличится потребляемый таймером ток), поэтому конденсатор C4 быстро заряжается. Как только напряжение на нем станет приближаться к значению, выставленному резистором R7, транзистор VT3 начнет приоткрываться, напряжение на входе REF DA1 начнет уменьшаться и длительность импульсов

на выходе генератора будет уменьшаться. С каждым тактом колебаний генератора в конденсатор С4, через транзисторы VT1 и VT2, будет «закачиваться» все меньше энергии, пока, наконец, не наступит **динамическое равновесие**: конденсатор С4 получает ровно столько же энергии, сколько отдает в нагрузку — при этом напряжение на нем остается неизменным. Если ток нагрузки внезапно увеличится, напряжение на конденсаторе немножко уменьшится («нагрузка «сидит» источник питания»), транзистор VT3 немножко закроется и длительность импульсов лог. «1» на выходе генератора будет увеличиваться, пока снова не наступит динамическое равновесие. При уменьшении тока нагрузки длительность импульсов, наоборот, будет уменьшаться.

Динамическое равновесие не нужно путать с истинным равновесием. Последнее наступает тогда, когда, например, на две чашки весов кладут гири одинаковой массы; такое равновесие весьма неустойчиво, и его очень легко нарушить, незначительно изменив массу любой гири. Аналогия истинного равновесия из мира электроники — это когда для уменьшения напряжения, для питания какой-нибудь низковольтной схемы от высоковольтного для нее источника питания используют гасящий резистор. Пока потребляемый схемой ток неизменен, неизменно и напряжение на ней. Но как только потребляемый ток увеличится, напряжение на схеме уменьшится — равновесие нарушилось.

Поэтому во всех современных схемах источников питания (и не только их) реализуется принцип динамического равновесия: часть схемы (она называется «цепь ООС» — этот термин вам уже знаком) следит за сигналом на выходе устройства, сравнивает его с эталонным сигналом (в схеме на рис. 2.14 «эталонное напряжение» — напряжение отпираания транзистора VT3; оно не очень стабильно, но нам большая точность и не нужна; для увеличения точности поддержания выходного напряжения неизменным транзистор можно заменить инвертором ($k_{у.ч} \approx 20...50$) на ОУ) и, если два сигнала не равны друг другу, изменяет напряжение на выходе устройства в соответствующую сторону до тех пор, пока они не совпадут.

Так как в этой схеме в цепь ООС можно поставить только каскад с общим эмиттером (только такой транзистор, да еще дороговатый ОУ, может усилить сигнал по напряжению; а $k_{у.ч}$ в этой схеме, для увеличения стабильности выходного напряжения, должен быть значительный), то при увеличении напряжения на движке резистора R7 напряжение на входе REF будет уменьшаться, причем независимо от структуры (n-p-n или p-p-p) транзистора (попытайтесь это доказать). А так как **уменьшается** длительность импульса лог. «1», то силовой транзистор должен быть структуры n-p-n. Причем он должен быть включен по схеме с общим эмиттером, ведь напряжение питания DA1 гораздо меньше максимального выходного напряжения, а каскад с общим коллектором управляющий сигнал по напряжению не усиливает. Получается, что силовой транзистор должен быть включен в разрыв общего провода, а не шины «+U»; делать это ни в коем случае нельзя, если, конечно, вы не собираетесь создавать свои устройства по схеме с «общим плюсом», в которых ни одна современная микросхема нормально работать не будет.

Поэтому мне пришлось немножко схитрить: поставить на выходе DA1 промежуточный каскад на транзисторе п-р-п (VT1) и сигнал для управления силовым транзистором структуры р-п-р (VT2) снимать с этого транзистора. Правда, при этом возникла новая проблема: заряжаются емкости база-эмиттер транзисторов «со свистом», а вот разряжаются очень медленно. Из-за этого силовой транзистор открывается резко (что и надо), а закрывается весьма плавно, при этом падение напряжения на его выводах коллектор-эмиттер тоже плавно увеличивается и выделяющаяся на нем в виде тепла мощность резко возрастает. Поэтому для ускорения процесса запираания транзисторов пришлось поставить низкоомные резисторы R4 и R6. Из-за них экономичность усилителя при большом выходном токе больше, чем без них (уменьшаются потери энергии на нагрев радиатора транзистора VT2), а при малом (менее 200 мА) — меньше: только через резистор R6 в рабочем режиме протекает порядка 200...300 мА.

Резистор R2 нужно выбрать такого сопротивления, чтобы через него протекал ток 20...25 мА. Дроссель L1 можно намотать на ферритовом кольце с внешним диаметром 3...4 см проводом диаметром 0,8...1,0 мм — примерно 100 витков, можно и больше. На плате общие выводы элементов C1, C2, VD1, DA1 должны быть соединены с конденсатором C3, а он — с C4; к C4 подключаются VD3 (дорожка потолще), R7 + VT3, VT1 + R4, общий питания, общий нагрузки. Подробнее об этом будет говориться в следующей части книги.

Реализовать широтно-импульсный модулятор на таймере 555 несколько сложнее: для этого нужен дополнительный генератор запускающих импульсов. В этом и заключается принципиальное отличие ФИМ от ШИМ.

Как работает широтно-импульсный модулятор, хорошо видно из диаграмм. Длительность запускающих импульсов у такой схемы (как на рис. 2.12) модулятора должна быть как можно меньше, по крайней мере, к тому времени, как конденсатор C1 зарядится до напряжения переключения по входу R, на входе S уже должен быть установлен уровень лог. «1», который должен продержаться на нем некоторое время (примерно 1/100 от длительности импульса) для того, чтобы конденсатор C1 успел разрядиться. В противном случае возможно возникновение самовозбуждения на близкой к максимальной рабочей частоте для используемой в схеме микросхемы.

Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи

Существуют устройства, в которых обработать аналоговый сигнал обычными — аналоговыми — методами невозможно, поэтому приходится преобразовывать его в цифровую форму. Простейший пример такого устройства — синтезатор напряжения для управления варикапами настройки радиоприемника. Как известно, варикап — диод, емкость р-п-перехода которого зависит от приложенного на него напряжения, поэтому каждой радиостанции соответствует «своя» величина управляющего напряжения, которое и нужно подать на варикап, чтобы «словить» нужную вам радиостанцию, а не «шумы эфира». Если приемник должен иметь несколько **фиксированных** настроек, которые можно «перебирать» простым нажатием на кнопки, то можно, конечно, собрать несколько регу-

лируемых делителей напряжения и по очереди переключать их выходы на варикапы настройки. Но это не очень удобно и довольно дорого, особенно если фиксированных настроек должно быть много. Гораздо проще попросту записать значение управляющего напряжения в микросхему памяти и, «перебирая» адреса памяти, «перебирать» настройки.

Но, так как аналоговых микросхем памяти, способных запоминать величину аналогового напряжения, до сих пор не существует, приходится преобразовывать аналоговый сигнал в цифровой, запоминать последний в микросхеме памяти, а в режиме чтения — преобразовывать цифровой сигнал в аналоговый и подавать последний на варикапы настройки. Первую функцию выполняют аналого-цифровые преобразователи (АЦП, или ADC), а вторую — цифроаналоговые (ЦАП, или DAC). Преобразователи эти служат исключительно для согласования цифровых и аналоговых частей схемы и каких-либо «альтернативных» (нестандартные схемы включения) функций не выполняют. Цифровой памяти внутри ЦАП и АЦП нет, и только в некоторых ЦАПх на цифровых входах стоят регистры — «зашелки».

Основа любого преобразователя — как ЦАП, так и АЦП — источник образцового напряжения, причем стабильность (неизменность амплитуды) этого источника должна быть очень большой: величина его напряжения не должна изменяться более чем на $0,1...1,0\%$. Поэтому в большинстве «серьезных» конструкций используются специальные, довольно дорогие, источники опорного напряжения. Но для большинства радиолюбительских конструкций вполне достаточно и обычных стабилизаторов на основе генератора тока и стабилитрона.

Преобразователи работают по следующему принципу (рис. 2.15): делят опорное напряжение на множество «диапазонов» (на рис. 2.15 для большей простоты показана работа 3-разрядного преобразователя, у которого количество «диапазонов» равно $2^3 = 8$; в современной hi-end-цифровой технике используются преобразователи до

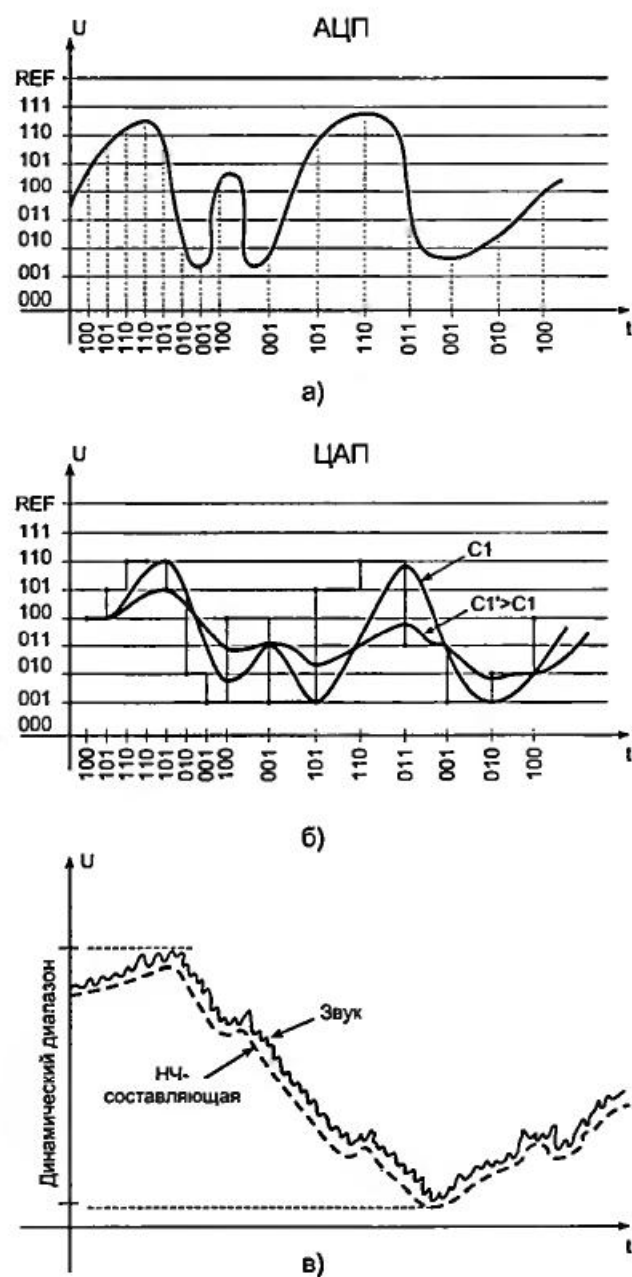


Рис. 2.15. Графики работы АЦП (а) и ЦАП (б). Реальный звуковой сигнал (в): НЧ-составляющая показана условно

24-разрядных включительно, и у них количество «диапазонов» равняется 16,8 миллионов) и сравнивают входное напряжение с напряжением каждого «диапазона» (АЦП) или выдают на выход напряжение того «диапазона», код (адрес) которого подан на цифровые входы (ЦАП). Очевидно, что чем больше разрядность преобразователя, тем с большей точностью он преобразовывает информацию; поэтому самые примитивные современные преобразователи имеют 8 разрядов ($2^8 = 256$ «диапазонов»), а в несложных радиолюбительских конструкциях используются 8...12-разрядные преобразователи. Кстати, количество разрядов у микросхем-преобразователей практически всегда только четное.

Рассмотрим функционирование микросхемы АЦП. На сигнальный вход микросхемы (IN) подадим аналоговый сигнал, например, синусоиду, причем минимальное значение входного сигнала не должно быть меньше напряжения на общем проводе (хотя есть и двухполярные микросхемы — АЦП), но и не должно быть гораздо больше его. Ко входу образцового напряжения (REF) подключим внешний стабилизатор напряжения — в состав ЦАП и АЦП источники опорного напряжения встраивают очень редко.

Теперь, для того чтобы АЦП заработал, на его специальный вход нужно подать сигнал синхронизации — обычно для этого к АЦП подключают высокостабильный (кварцевый, частота которого практически неизменна) генератор. Импульс с выхода генератора запускает АЦП, он «выясняет», к какому «диапазону» ближе величина напряжения на входе IN **в данный момент времени**, и через некоторое время (время преобразования) выдает на цифровые выходы номер этого «диапазона» — в двоичном коде. По приходу следующего запускающего импульса все процессы повторяются, и, если к этому времени амплитуда входного сигнала изменилась, изменится и код на выходах микросхемы (параллельный порт: группа выходов, информация на которых изменяется одновременно и которые «принадлежат» к одному и тому же устройству (регистр, счетчик, АЦП) в составе микросхемы, называется «порт»; порты бывают последовательными и параллельными). Если перестать подавать на АЦП запускающие импульсы, то он остановится, и на его выходах останется код, соответствующий амплитуде входного сигнала во время последней выборки (преобразования).

ЦАП гораздо проще АЦП, и для его работы никакие генераторы не нужны. Сигнал с цифровых входов постоянно преобразовывается в аналоговую величину (обычно эту функцию выполняют делители напряжения на резисторах, а быстрое действие резисторов, как известно, бесконечно), и при изменении кода на входах напряжение на выходе также изменяется.

Обычно ЦАП строится на основе резистивной матрицы R-2R (рис. 2.16, а), полное название которой звучит как «резистивная матрица постоянного импеданса типа R-2R». На рисунке показаны только 3 разряда матрицы, но их может быть и больше — для этого нужно только поставить больше резисторов. Сопротивление резисторов может быть абсолютно любым, но сопротивление всех резисторов, помеченных одинаково, должно быть абсолютно одинаково (разброс сопротивлений — не более 0,1...1,0%), и сопротивление резисторов «2R» в два раза больше, чем у «R», т. е. если «R» = 10 кОм, то «2R» = 20 кОм. Если вам нужен качественный ЦАП и имеется много резисторов подходящего сопротивле-

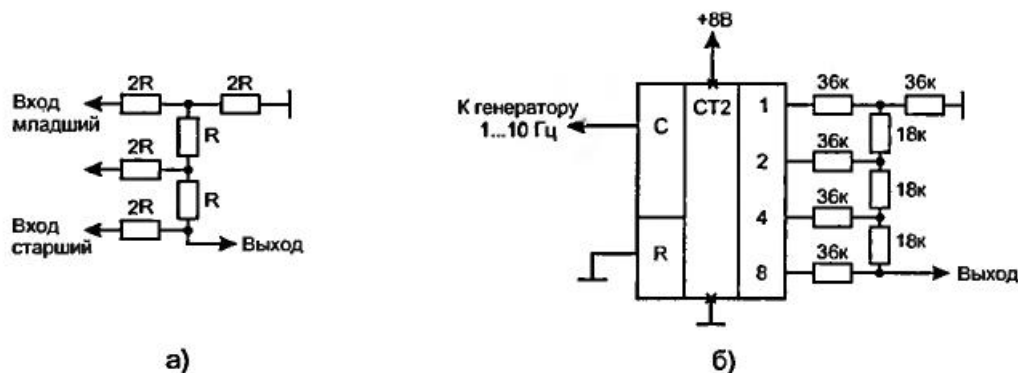


Рис. 2.16. Простейший ЦАП на матрице R-2R (а) и генератор нарастающего напряжения (б)

ния, то лучше всего подобрать с помощью цифрового мультиметра или другого **точного прибора** резисторы, сопротивления которых практически совпадают: ведь двух резисторов с абсолютно одинаковым сопротивлением не существует, поэтому, если, например, на резисторе написано «18 кОм $\pm 5\%$ », его сопротивление находится в пределах $18 \pm (18 \cdot 0,05) = 17,1...18,9$ кОм. А для ЦАПа такой разброс значителен.

Несмотря на кажущуюся простоту, на самом деле эта матрица устроена очень сложно, поэтому объяснять, как она работает, я здесь не буду. Подробнее ознакомиться с ней можно, собрав простенькую схемку (рис. 2.16, б): если напряжение питания устройства равно 8 В, то при увеличении числа, записанного в счетчик, на 1 единицу напряжение на выходе будет увеличиваться на $8 \text{ (В)} : 2^4 = 0,5 \text{ В}$ — от нуля до 8 В. Кстати, по такому алгоритму и работают синтезаторы напряжения, о которых говорилось в начале главы, только разрядов у них гораздо больше: интервал в 0,5 В для синтезатора напряжения многоват.

В отличие от ЦАПа, который можно собрать на основе одних только резисторов, АЦП очень сложен. Это как с переменным током: преобразовать его в постоянный (выпрямить) очень просто — достаточно одного диода и конденсатора, а вот для того чтобы преобразовать постоянный ток в переменный, нужен целый генератор, в котором есть и диоды, и конденсаторы, и множество других деталей. О сложности АЦП говорит тот факт, что «внутри» его практически всегда есть ЦАП, компаратор, регистр и некоторые другие элементы.

Простейший АЦП можно построить по так называемой «следающей» схеме (рис. 2.17, а). Для запуска АЦП нужно кратковременно нажать на кнопку SB (длительность удержания кнопки нажатой должна быть меньше времени преобразования) или подать на вход статического триггера короткий импульс лог. «1». После этого «единица» установится и на выходе статического триггера, диод закроется, и генератор заработает. Код на выходах счетчика начнет увеличиваться, будет увеличиваться напряжение и на выходе ЦАПа. Как только оно станет больше напряжения на прямом входе компаратора (входе АЦП), на выходе компаратора появится уровень лог. «0», который через статический триггер остановит генератор. С выходов счетчика можно считывать номер «диапазона» входного напряжения.

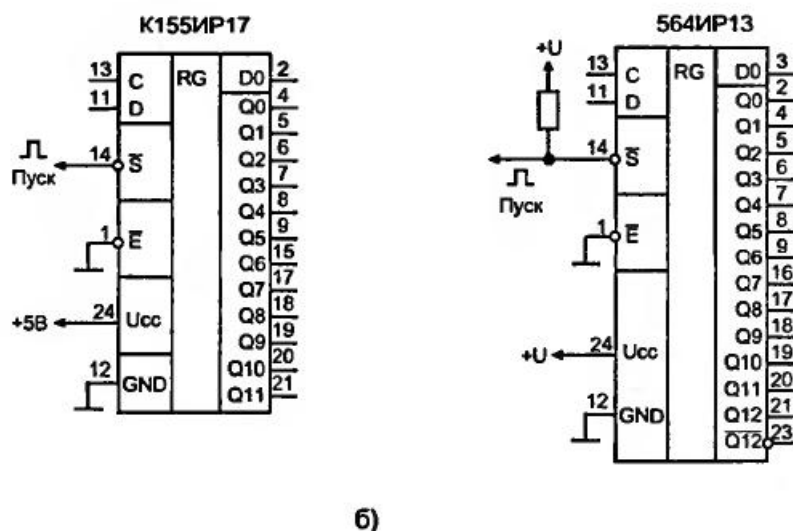
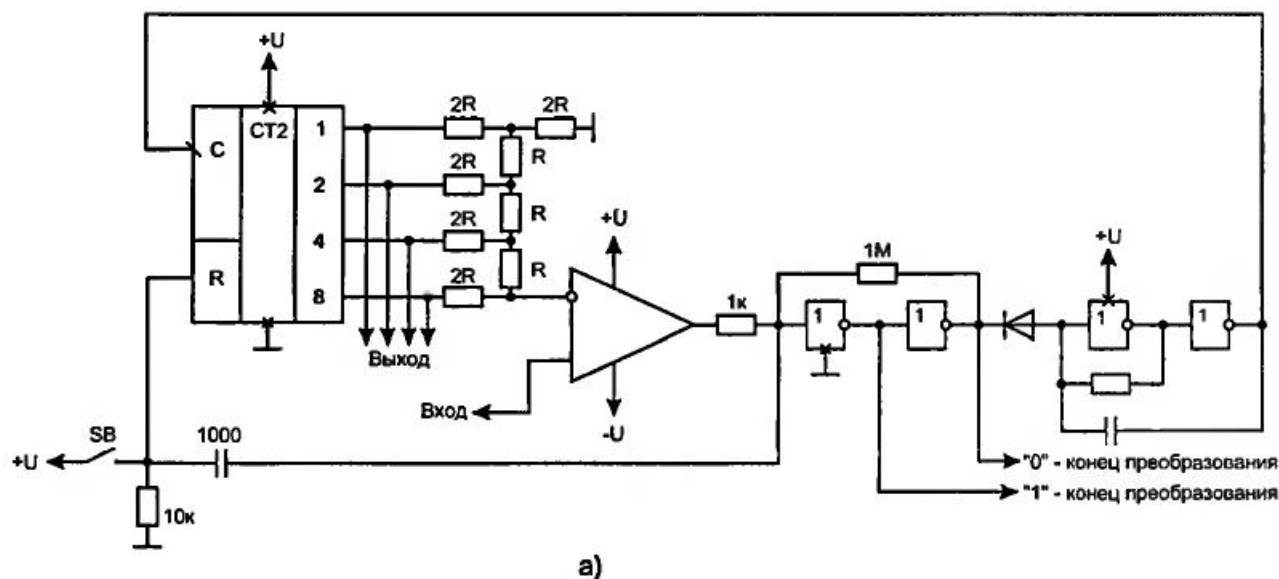


Рис. 2.17. а — 4-х разрядный следящий АЦП. Счетчик любой КМОП, напряжение на входе компаратора должно быть больше, чем на общем проводе; образцовое напряжение (REF) равно «+U» счетчика;
б — регистры последовательных приближений

Для большей точности преобразования «мгновенного» значения входного сигнала (т. е. именно того, который был на входе АЦП во время запускающего импульса, ведь за время преобразования входное напряжение может измениться) на входе АЦП желательно поставить специальное **устройство выборки-хранения (УВХ)**, простейший и наиболее распространенный пример которого изображен на рис. 2.18. По приходу запускающего импульса кратковременно открывается электронный ключ DD1.1, и конденсатор С1 заряжается (или разряжается) до амплитуды входного напряжения. При использовании в качестве DA1 компаратора с биполярными транзисторами на входе, при времени преобразования 1 сек емкость конденсатора С1 должна равняться примерно 1 мкФ; при уменьшении времени преобразования в несколько раз во столько же раз можно уменьшить и емкость конденсатора. У компаратора с полевыми транзи-



Рис. 2.18. Устройство выборки-хранения и источник питания для него

сторонами на входе (точнее, ОУ — таких компараторов нет) емкость $C1$ при тех же условиях может быть от 100 пФ.

Так как не все ОУ способны работать с входным сигналом, напряжение которого близко к напряжению на их отрицательном выводе питания, то в этой схеме ОУ (компаратор) питается небольшим отрицательным напряжением относительно общего провода, с которым соединены выводы питания всех остальных микросхем. Напряжение питания компаратора (ОУ) может быть нестабильным, и стабилитрона для них вполне достаточно. Все остальные микросхемы и, в частности, счетчик-ЦАП питаются от стабилизатора напряжения DA2.

Большое время преобразования — единственный недостаток следящего АЦП. Если АЦП имеет 4 разряда, то для преобразования аналогового сигнала нужно максимум $2^4 = 16$ импульсов с выхода генератора, а если 24 — то нужно $2^{24} \approx 16,8$ миллионов. Учитывая, что современные не очень дорогие микросхемы нормально работают на частотах не более 100 МГц (100 миллионов импульсов в секунду), то 24-разрядный следящий АЦП будет производить не более 10 преобразований в секунду. А современная техника требует, чтобы преобразований было не менее 40...200 тысяч в секунду!

Поэтому наибольшее распространение в технике получил АЦП **последовательного приближения**, собранный на основе РПП — регистра последовательных приближений (рис. 2.17, б). Подобные регистры (К155ИР17, К564ИР13) довольно редки, у меня их нет, поэтому дать здесь практическую схему такого АЦП я не могу.

Работает АЦП так. Допустим, что наш АЦП — четырехразрядный и напряжение на его аналоговом входе соответствует шестому (0110 — в двоичном коде) «диапазону». По приходу импульса запуска в старшем разряде РПП записывается «единица», а во всех остальных — «нули», т. е. код на входах ЦАП, подключенного к выходам РПП, равен 1000 (8 — в десятичном счислении). Напряжение на аналоговом входе АЦП меньше (6-й «диапазон»), поэтому на выходе сравнивающего компаратора устанавливается уровень лог. «0», который записывается в старший (четвертый) разряд РПП.

После этого «единица» появляется на выходе третьего разряда РПП (код на его выходах — 0100, или 4). Напряжение на аналоговом входе АЦП больше, чем на выходе ЦАП, на выходе компаратора — уровень лог. «1», такой же уровень запишется и по третьему выходу РПП.

То же самое произойдет и в следующем такте. Несмотря на то что код на выходе РПП (0110) совпадает с номером «диапазона» входного сигнала, компа-

ратор АЦП устроен таким образом, что при этом на его выходе поддерживается уровень лог. «1».

В четвертом такте на выходах РПП установится код «0111»; напряжение на выходе ЦАПа больше, чем на входе АЦП, и на выходе компаратора — уровень лог. «0». Такой же уровень запишется и в младший (первый) разряд РПП.

Все — преобразование окончено и на выходах РПП установлен код (0110), соответствующий номеру «диапазона» входного сигнала. Время преобразования АЦП последовательного приближения минимально и примерно равно (в периодах колебаний генератора) разрядности АЦП, т. е. для 4-разрядного АЦП нужно 4 цикла, а для 24-разрядного — 24, и на частоте 100 МГц последним АЦП можно делать $100 : 24 \approx 4$ миллиона преобразований в секунду. Это даже больше, чем надо.

Недостаток АЦП последовательного приближения — его невысокая помехоустойчивость. Допустим, что в описанном выше примере в самом первом цикле компаратор не успел переключиться и в старшем разряде РПП запишется уровень лог. «1». Тогда во всех остальных разрядах будут записаны нули (ведь числа из диапазона 1000...1111 (8...15) больше числа 0110 — 6) и с выхода РПП считается код числа «8», а не «6». Если разрядность АЦП больше, то и ошибка может быть значительней.

У следящего АЦП ошибка не превышает $\pm 1...2$ единицы даже при самом неблагоприятном стечении обстоятельств. Поэтому в низкочастотных устройствах, где нужна высокая точность и большая помехоустойчивость, лучше использовать следящий АЦП. Так как все выпускаемые промышленностью микросхемы — АЦП основаны на РПП, то такие АЦП приходится собирать на основе ЦАП, компаратора и счетчика по схеме, аналогичной изображенной на рис. 2.17, а.

Вернемся к графикам на рис. 2.15. В пункте «а» изображено то, что делает АЦП с аналоговым сигналом. Напряжение на вертикальной оси сразу разделено на 8 «диапазонов», метки на горизонтальной оси (ось времени) символизируют моменты времени, когда на АЦП были поданы запускающие импульсы; возле этих меток написано значение напряжения входного сигнала во время соответствующей выборки.

Если мы теперь получившуюся последовательность двоичных чисел подадим на вход ЦАП, то сигнал на его аналоговом выходе будет напоминать то, что изображено тонкой линией на рис. 2.15, б. Сигнал, конечно, получается «страшненьким», но исходную синусоиду в нем все-таки может угадать даже человек, напрочь лишенный воображения. Также из рисунков видно, что в первом полупериоде аналогового сигнала, когда выборка было больше, форма выходного сигнала ЦАПа более «округла».

Но вот с последующим усилением такого сигнала могут возникнуть проблемы. Дело в том, что самый простой сигнал — это синусоида, а все остальные сигналы, по форме отличающиеся от синусоиды, на самом деле состоят из суммы нескольких синусоид, отличающихся друг от друга по частоте, амплитуде или фазе. Объяснить это подробнее и понятней очень сложно, поэтому лучше поверьте мне на слово. Самый сложный сигнал — цифровой: он представляет

собой сумму гармонических (синусоидальных) сигналов **всех частот** — от частоты сигнала и до бесконечности.

Убедиться в этом факте очень просто: соберите на цифровых микросхемах генератор частоты 10...100 Гц и подайте его через ФВЧ или полосовой фильтр на вход УМЗЧ, к выходу которого подключены колонки, или, что еще лучше, если усилитель мощный, лампочку накаливания. Изменяя частоту среза фильтра, можно убедиться, что при любой частоте среза полностью «уничтожить» цифровой сигнал невозможно. Что и требовалось доказать. И даже режекторный фильтр, как бы точно вы не настраивали его на частоту генератора, ничего поделывать не может. Только ФНЧ, частота среза которого ниже частоты генератора, способен «справиться» с этим «монстром».

Сигнал, изображенный на рис. 2.15, б, — почти цифровой (те же характерные прямоугольные линии), поэтому, если мы подадим его непосредственно на УМЗЧ, усилитель может «забастовать»: он не способен усилить все высокочастотные гармоники (гармонические, или «синусоидальные», составляющие), но хоть как-то реагировать на них обязан, поэтому он будет пытаться усилить их, искажая исходный (входной) сигнал и добавляя в него те гармоники, которых в нем не было или амплитуда которых была гораздо меньше.

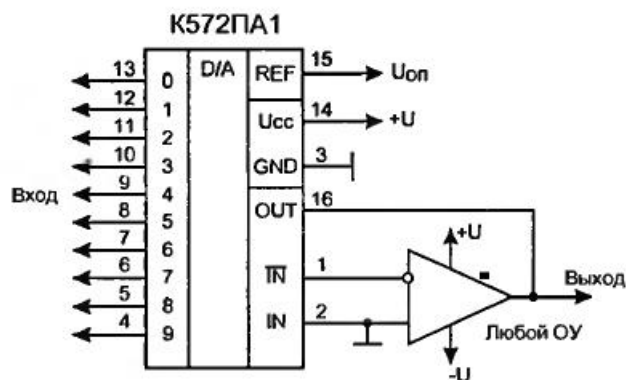
Поэтому, для того чтобы усилитель мог нормально работать, нужно удалить (отфильтровать) все высокочастотные гармоники, которые человек все равно не слышит (т. е. все сигналы с частотой более 15...20 кГц). Для этого к выходу ЦАПа нужно подключить ФНЧ, частота среза которого равна 15...20 кГц. ФНЧ желателен «покруче» — его порядок не должен быть младше 2. Хотя, в принципе, в не очень высококачественной аппаратуре можно использовать и простейшие интеграторы на RC-цепочках: как известно, емкостное сопротивление конденсатора при увеличении частоты сигнала уменьшается, поэтому высокочастотные гармоники будут сильнее «замыкаться на землю», чем низкочастотная «линия» полезного сигнала.

Амплитуда сигнала с выхода ЦАПа, прошедшего через ФНЧ, показана на рис. 2.15, б более толстой линией. Нетрудно заметить, что «обработанный» ФНЧ сигнал имеет более округлую форму — этим, кстати, и доказывається, что прямоугольный цифровой сигнал — смесь всех частот; причем чем больше емкость фильтрующего конденсатора (чем ниже частота среза ФНЧ), тем сильнее сигнал на выходе ФНЧ похож на сигнал на входе АЦП. Но при этом уменьшается амплитуда высокочастотной, полезной составляющей сигнала (пришедшего на вход АЦП), поэтому слишком увлекаться емкостями конденсаторов не стоит.

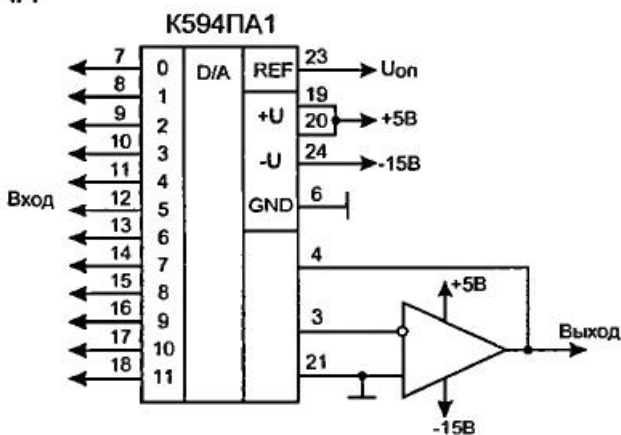
Впрочем, я снова немного отвлекся. Сравнивая графики на рис. 2.15, можно заметить, что чем чаще происходит преобразование аналогового сигнала в цифровой, тем с большей точностью он восстанавливается на выходе ЦАПа, хотя, в принципе, вполне достаточно, **чтобы на один период входного аналогового сигнала приходилось всего по 2 цикла преобразования (теорема Котельникова)**. Это тот минимум, при котором форма сигнала после ЦАП все еще напоминает форму входного. Поэтому частота выборки (количество преобразований за 1 секунду) в не очень качественных «дисковых» проигрывателях равна 48 кГц. Максимальная слышимая человеком частота — 20 кГц, поэтому теорема Котельникова в них не нарушается; в то же время частоты выше 5 кГц

практически не воспринимаются, — а для таких и более низких частот даже в 48 кГц — системах количество выборок превышает 10 шт./период. В более качественных системах частота дискретизации (то же самое, что и частота выборки) увеличена в 2 или 4 раза — соответственно, 96 и 192 кГц.

ЦАП

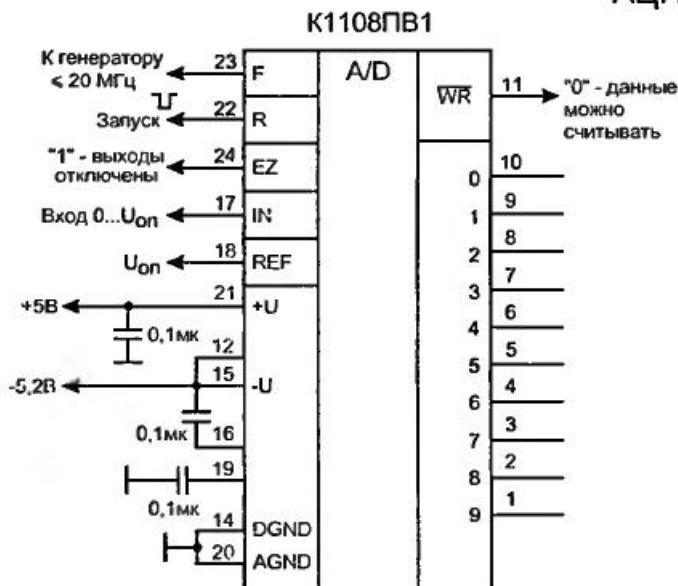


Потребляемый ток, мА.....<2
 Погрешность преобразования.....0,1(А)...0,8(Г)
 Время преобразования, мкс.....<5
 Напряжение питания, В+4...+18
 опорное напряжение (REF).....±17
 Напряжение на входах.....0...Ucc

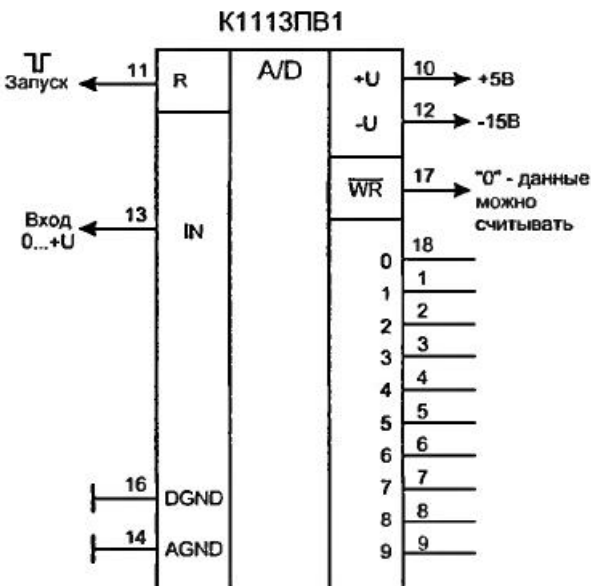


Потребляемый ток (+5 В), мА.....25
 Потребляемый ток (-15 В), мА.....30
 Погрешность преобразования,%.....<0,05
 Время преобразования, мкс.....<3,5
 опорное напряжение (REF), В.....+3...+12
 Напряжение на входах.....0...+U

АЦП



Потребляемый ток (+5 В), мА.....50
 Потребляемый ток (-5,2 В), мА.....120
 Погрешность преобразования,%.....0,1 (А), 0,2(Б)
 Время преобразования, мкс.....≥0,9
 зависит от частоты генератора
 опорное напряжение (REF), В.....+2,0...+3,0 (+2,5)



Потребляемый ток (+5 В), мА.....4
 Потребляемый ток (-5,2 В), мА.....15
 Погрешность преобразования,%.....0,1(А)...0,4(В)
 Время преобразования, мкс.....30
 опорное напряжение.....внутреннее (+5 В)

Рис. 2.19. ЦАП и АЦП. DGND — цифровая «земля», AGND — аналоговая

Еще один важный параметр аналого-цифро-аналоговых систем — **разрядность преобразователей**. Чем она выше, тем с большей точностью передается амплитуда исходного аналогового сигнала и тем точнее она воспроизводится на выходе системы. Кроме того, от разрядности зависит **динамический диапазон (ДД)** системы (а иногда ДД зависит от разрядности), т. е. отношение максимальной амплитуды сигнала (аналогового) к минимальной. На рис. 2.15, *а* изображен примитивнейший аналоговый сигнал; на самом деле звуковой сигнал имеет форму, как на рис. 2.15, *в*. Амплитуда низкочастотной составляющей звука (на рисунке для наглядности помечена пунктиром) иногда в сотни-тысячи раз превышает амплитуду высокочастотной составляющей; в то же время для качественного воспроизведения «оцифрованной» высокочастотной составляющей необходимо, чтобы на ее амплитуду приходилось не менее 1...10 тысяч «диапазонов». Так как низкочастотную составляющую тоже нужно «оцифровывать», то количество «диапазонов» нужно умножить на 100...1000. Плюс к этому нужно создать некоторый «резерв», чтобы амплитуда аналогового сигнала не выходила за границы «пола» и «потолка» АЦП.

Для преобразования человеческого голоса с «телефонным» качеством (низкие частоты не слышны, высокие — тоже, звук — «бубнящий», но слова различимы) достаточно 8-разрядных преобразователей и частоты дискретизации от 2 кГц; для обработки звука с качеством УКВ/ФМ-радиостанций нужно минимум 16 бит (16 разрядов) при частоте дискретизации 48 кГц; для систем типа «домашний кинотеатр» нужно 24 бит × 96 (192) кГц.

Часть 3. Приложение

3.1. Обустройство рабочего места

Для успешных занятий электроникой, также как и любой другой технической наукой, необходима довольно солидная «база». Но на первых порах «солидность» не обязательна, поэтому можно обойтись очень небольшим и довольно дешевым набором инструментов и приборов. В этой главе будут рассмотрены «самые незаменимые» элементы этого набора. Без них занятия электроникой, даже на начальном уровне, будут приносить скорее мучения, а не удовольствие. Приводимый ниже список далеко не полный, и, по мере «взросления», его желательно расширять.

Источник электропитания

Радиолюбителям доступны 4 вида источников питания: батарейки (точнее, гальванические элементы), аккумуляторы, солнечные элементы и сетевые блоки питания. Батарейки «отлетают» сразу — разоритесь. Также практически непригодны и «капризные» солнечные элементы: стоят дорого, нормально работают только в ясную погоду, имеют значительные массу и размеры и выдают в нагрузку ничтожный ток. Правда, для самых популярных ныне КМОП-микросхем этого тока хватает с лихвой, а большие пластины выдают довольно приличный ток.

Остались аккумуляторы и сетевые блоки питания. Идеально, если у вас есть и то, и другое. Сетевой блок питания дешев и прост, его выходное напряжение можно легко регулировать. Но он не подходит для тех устройств, которые должны работать круглосуточно (например, электронные часы) или бесперебойно (компьютер). В таких случаях кратковременное, даже на несколько секунд, исчезновение напряжения в сети может привести (и приводит) к катастрофе.

Для избежания этого достаточно просто подключить параллельно выходу блока питания аккумулятор — если напряжение питания нагрузки не очень велико (6 — 9 — 12 — 24 В постоянного тока), или, если нагрузка работает от высоковольтного переменного напряжения, подключить нагрузку к аккумулятору через преобразователь напряжения (рис. 3.1). Напряжение на выходе блока питания в обоих случаях должно быть таким, чтобы не превышать максимально до-

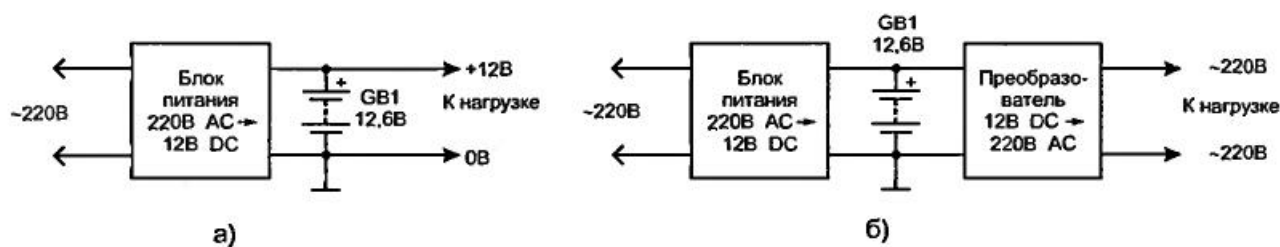


Рис. 3.1. Защита аппаратуры от пропадания напряжения в сети с помощью аккумулятора: а — низковольтной; б — высоковольтной

пустимое напряжение на аккумуляторе. Буквами «АС» на схемах обозначается переменное напряжение (по старому отечественному стандарту оно обозначается более удобным знаком «~»), а DC («—») — постоянное или пульсирующее.

Еще один «плюс» аккумуляторов — способность при небольших габаритах и высоком КПД кратковременно выдавать в нагрузку огромные токи — до 30...1000 А; даже у «пальчиковых» аккумуляторов (размеры 14,5 × 50,0 мм) ток короткого замыкания достигает 5...10 А. Блок питания на такой же ток и напряжение будет размером со стакан.

Для работы больше всего подходят щелочные аккумуляторы (к ним относятся никель-кадмиевые — NiCd, никель-металлгидридные — NiMH и серебряно-цинковые — AgZn); желательно, чтобы они были в корпусе, который имеет вентиляционные отверстия и допускает доливку дистиллированной воды — из аккумулятора при перезарядке (которая практически неизбежна) и коротком замыкании выделяются газы (электрохимическое разложение жидкого электролита на исходные газообразные вещества). Емкость аккумуляторов желательна побольше — не менее 5...20 ампер-час, напряжение батареи аккумуляторов должно быть в пределах 9...15 В. Если напряжение меньше 9 В — его будет «не хватать» при настройке некоторых (автомобильных) устройств, напряжение больше 12...15 В — уже излишек: современные устройства, требующие бесперебойного питания, как правило, низковольтны, а мощный высоковольтный усилитель можно подключить и через преобразователь напряжения.

Вместо щелочных можно использовать кислотные (свинцовые) аккумуляторы. Они гораздо дешевле и доступнее (продаются во всех магазинах автозапчастей) щелочных аккумуляторов и при той же мощности (ватт/час) имеют гораздо меньшие габариты. Единственный недостаток кислотных аккумуляторов — при глубоком разряде происходит необратимая сульфатация пластин, из-за которой со временем сильно снижается емкость аккумулятора. Поэтому их нельзя разряжать до напряжения менее 1,8...1,9 В на одну банку. Щелочные аккумуляторы к глубокому разряду (т. е. почти до нуля) нечувствительны.

Как правило, кислотные аккумуляторы соединяются в батареи еще на заводе-изготовителе, в отличие от щелочных, которые продаются «в розницу». Если у вас есть возможность выбора, то лучше «поддержите отечественного производителя» и выберите «наш» аккумулятор — тот, у которого выводы от каждой банки (борны) соединены с выводами соседних банок толстыми перемычками на поверхности аккумулятора, а не сварены внутри корпуса, как у большинства импортных и некоторых современных отечественных аккумуляторов. К такому аккумулятору проще подпаять провода для того, чтобы получить напряжение меньше 12 В.

А их единственный недостаток по сравнению с импортными — существенное падение напряжения на перемычках (т. к. они тоже имеют некоторое, хотя и очень малое сопротивление) при очень большом токе нагрузки — можно не учитывать, я сомневаюсь, что вы станете держать в своей «лаборатории» автомобильный стартер или другую подобную «игрушку», потребляющую ток более 100 ампер.

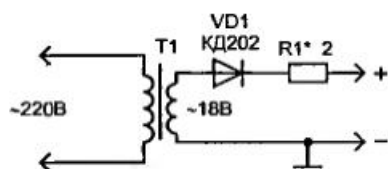


Рис. 3.2. Зарядное устройство с однополупериодным выпрямителем

Для зарядки аккумулятора можно использовать любой мощный сетевой трансформаторный выпрямитель (схема простейшего нарисована на рис. 3.2). Зарядный ток должен быть около $0,1 Q$ (Q — емкость аккумулятора, в ампер-часах), т. е. 40-амперный аккумулятор нужно заряжать током в 4 ампера. Продолжитель-

ность зарядки — 11...13 часов. Если увеличить зарядный ток, то продолжительность заряда уменьшается, но, в любом случае, полностью разряженный аккумулятор должен получить заряд, на 10...20% превышающий его номинальную емкость (т. к. КПД аккумулятора гораздо меньше 100%, то есть часть энергии, поступающей от зарядного устройства, попросту «разбазаривается»).

Продолжительность зарядки (а заодно и емкость аккумулятора) можно определить экспериментальным путем: когда-нибудь разрядите аккумулятор полностью (напряжение на банках должно снизиться до 1,7 В при токе нагрузки, равном $0,1 Q$). После этого включите зарядное устройство и засекайте время. Зарядку нужно продолжать до тех пор, пока в одной из банок не начнет «кипеть» электролит (идеально, если он «закипит» во всех банках одновременно). После появления первых пузырьков, не отключая зарядного устройства, измерьте напряжение на каждой банке. Оно не должно быть меньше 2,35 В, а напряжение на крайних выводах аккумулятора близко к 14,4 В.

Диод VD1 в схеме на рис. 3.2 должен быть рассчитан на ток, немножко больший зарядного, его желательно прикрутить к какой-нибудь «железяке» для улучшения теплоотвода. Резистор R1 нужен для ограничения зарядного тока, его сопротивление (обычно 1...5 Ом для тока 2 А) нужно подобрать таким образом, чтобы в аккумулятор тек именно тот ток, который нужен. Его вполне можно заменить двумя отрезками медного провода с диаметром жилы (желательно многожильный — не так быстро ломается) около 0,5...1 мм и длиной 2...5 метров. У меня такими проводами, вместо резистора, соединен выпрямитель с аккумулятором.

Трансформатор T1 должен быть мощным и иметь на выводах вторичной обмотки переменное напряжение около 14...18 В. При намотке трансформатора (а «готового» вы, скорее всего, не найдете) желательно сделать отводы на напряжения 14, 16 и 18 В — это позволит регулировать (изменять) зарядный ток. После того как вы убедитесь, что намотанный вами трансформатор исправен и не греется (сетевой трансформатор без нагрузки греться не должен; если же он греется даже на несколько градусов — в нем есть короткозамкнутые, по причине плохой изоляции, витки, но если нагрев невелик, то его можно «простить» и не перематывать другой, более «новой» проволокой), выпрямитель нужно соединить указанными выше длинными проводами (или через резистор, но резистор очень сильно греется) с аккумулятором, а к левому по схеме на рис. 3.2 выводу диода VD1 подключить обмотку с напряжением 14 В. После этого нужно немедленно измерить текущий в аккумулятор ток. Если он меньше зарядного ($0,1 Q$) — напряжение нужно увеличить до 16 (а потом и до 18) В, если больше — нужно уд-

линить соединительные провода или увеличить сопротивление резистора R1. Мощность трансформатора не должна быть меньше 40...50 Вт при зарядном токе 2...3 А. Упрощенный расчет трансформатора можно найти дальше.

Единственный недостаток схемы на рис. 3.2 — то, что используется однополупериодный выпрямитель, из-за чего трансформатор сильно «стучит». Для устранения «стука» и повышения КПД устройства выпрямитель нужно собрать по двухполупериодной схеме (рис. 3.3). Схема на рис. 3.3, а — классический мостовой выпрямитель, в ней в качестве диодов VD1—VD4 можно использовать диодный мостик из скоммутированных на заводе-изготовителе диодов. Она требует напряжение на вторичной обмотке трансформатора T1 несколько меньшее, чем схема на рис. 3.2. На рис. 3.3, б изображен также «мостовой» выпрямитель, он требует в 2 раза меньше диодов и в 2 раза больше проволоки для обмоток трансформатора. Ток через каждую вторичную обмотку и через каждый диод VD1, VD2 течет в 2 раза меньше, чем суммарный зарядный ток, обратное напряжение на каждом диоде равно амплитудному напряжению на крайних выводах обеих обмоток, т. е. в 2 раза выше, чем на каждой обмотке. Точками на рис. 3.3, б отмечено начало каждой обмотки.

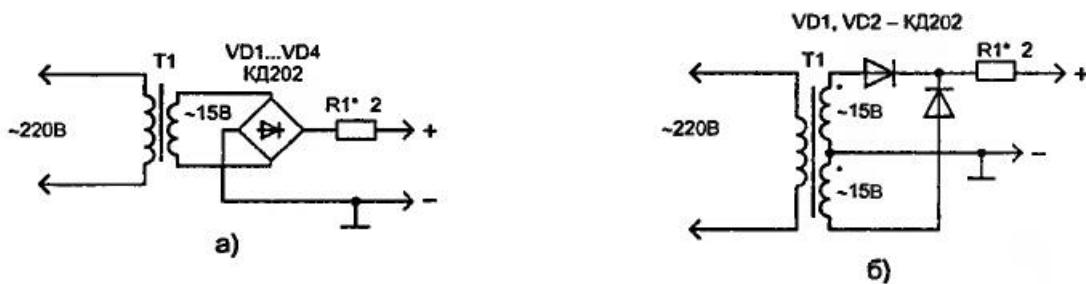


Рис. 3.3. Зарядные устройства с двухполупериодными выпрямителями

Во всех рассмотренных выше схемах зарядных устройств время заряда аккумулятора нужно ограничивать, иначе аккумулятор можно и перезарядить, а это уже опасно. Для того чтобы не приходилось каждые полчаса подходить к аккумулятору с вольтметром (как это делается во многих сельских мастерских), процесс зарядки нужно автоматизировать.

Единственный признак, по которому можно узнать степень заряженности аккумулятора, — напряжение на его выводах. Изменение напряжения на выводах заряжаемого аккумулятора (кислотного; у щелочного максимальное напряжение не 2,4 В, а 1,4 В) показано на рис. 3.4. Обычно напряжение на выводах кислотного аккумулятора равно 2,05...2,15 В и практически не зависит от степени его разряженности (но зависит от протекающего тока: чем больше ток, тем меньше напряжение — это сказывается внутреннее сопротивление аккумулятора; чем сильнее разряжен аккумулятор, тем больше его внутреннее сопротивление — только таким образом можно определить степень его разряженности) При подаче зарядного тока напряжение на выводах аккумулятора скачком увеличивается на 0,05...0,2 В и через несколько секунд начинает плавно уменьшаться. Это так называемая деполяризация пластин аккумулятора, она возникает из-за ненулевого внутреннего сопротивления. Знать суть этого явления для

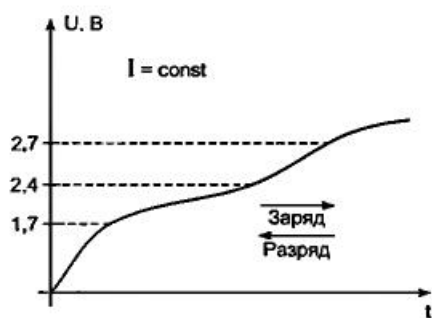


Рис. 3.4. Изменение напряжения на выводах кислотного аккумулятора при неизменном токе в цепи

«обычного» радиолюбителя необязательно, поэтому останавливаться на нем я не буду. Нужно только знать, что чем меньше амплитуда скачка напряжения (при неизменном токе заряда), тем лучше аккумулятор; у новых аккумуляторов этого скачка нет.

При зарядке аккумулятора напряжение на его выводах очень плавно возрастает (сначала быстро, потом медленнее) и к концу зарядки (через 10...12 часов при зарядном токе в 0,1 Q) достигает

2,4 В. Если зарядный ток не отключить, напряжение на аккумуляторе довольно быстро возрастает до 2,5...2,7 В, он перестает заряжаться (т. к. весь материал пластин, участвующий в химических реакциях и «запасующий» тем самым электроэнергию, уже прореагировал), и энергия зарядного устройства тратится на химическое разложение электролита (при этом разлагается только вода — на кислород и водород; серная кислота при столь малом напряжении не разлагается) — так называемое «кипение». Само по себе «кипение электролита» не опасно — нужно попросту время от времени доливать в аккумулятор дистиллированную воду, опасно то, что на положительном электроде аккумулятора выделяется атомарный (т. е. немолекулярный) кислород, который крайне активен и «растворяет» электрод (пластину). Через некоторое время у часто «кипящего» аккумулятора могут попросту отвалиться положительные электроды (аноды), и его емкость очень резко уменьшится. Это же относится и к щелочным аккумуляторам, но у них ничего не растворяется — просто активное вещество (то, которое вступает в электрохимические реакции) становится неактивным, при этом количество активного вещества и зависящая от него емкость аккумулятора плавно уменьшаются.

Поэтому для автоматизации процесса заряда аккумулятора нам нужно устройство, которое будет «самостоятельно» отключать зарядное устройство после того, как напряжение на выводах аккумулятора увеличится до 2,4 В, или, для стандартной автомобильной шестибаночной батареи, до $2,4 \times 6 = 14,4$ В. Такое устройство удобно собрать на основе ОУ — ведь они специально предназначены для сравнения напряжений. На один из входов ОУ подадим стабилизированное образцовое напряжение, а на второй — измеряемое напряжение. Так как изменение напряжения смещения современного ОУ при изменении напряжения питания (и при неизменном напряжении на входах) ничтожно мало, то запитать его (т. е. взять напряжение питания) можно непосредственно от измеряемого аккумулятора. Но, из-за того что ОУ не работают при напряжении на входе, по амплитуде близком к напряжению питания, измеряемое напряжение нужно подать через делитель.

Схема такого устройства показана на рис. 3.5, а. На элементах R1, C1, VD1 собран стабилизатор образцового напряжения, а на резисторах R2 и R3 — делитель напряжения. При изменении напряжения на выводах (клеммах) аккумуля-

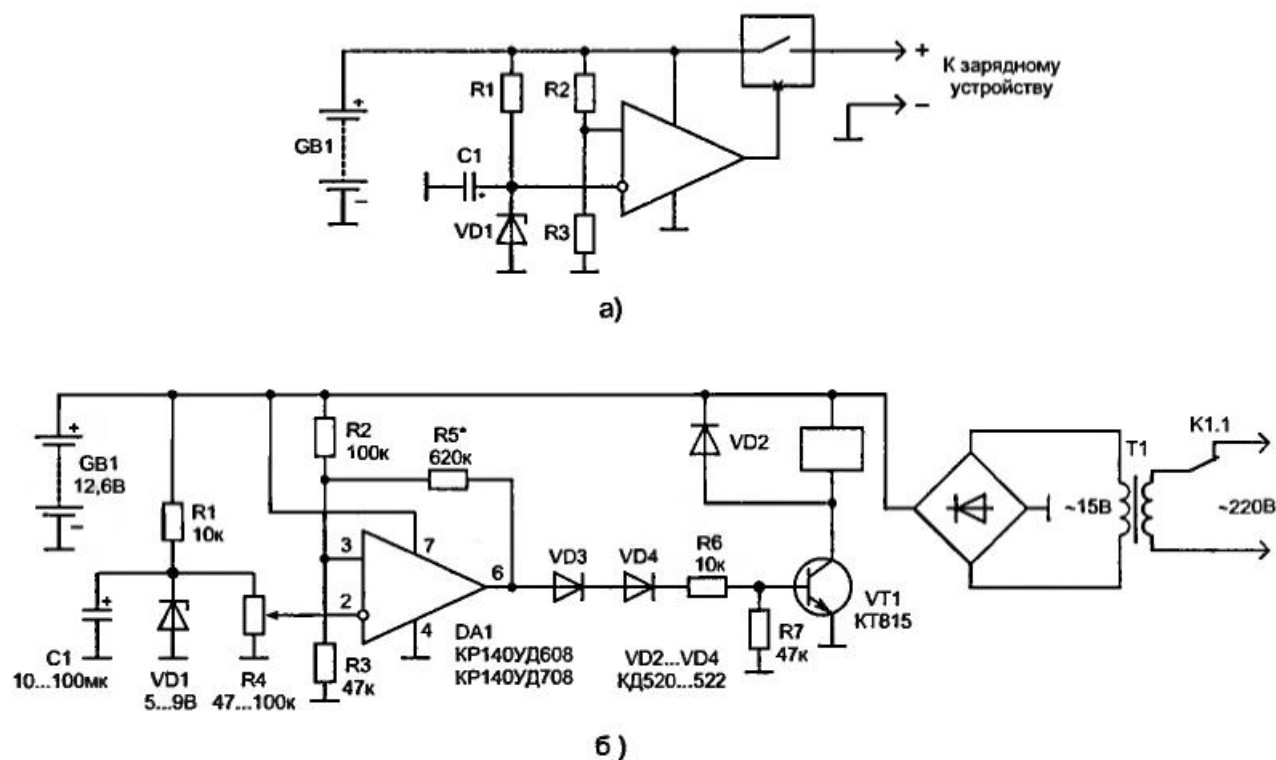


Рис. 3.5. Этапы создания автоматического зарядного устройства

тора напряжение на выходе делителя изменяется пропорционально ему, а напряжение на конденсаторе $C1$, если взят хороший стабилитрон, вообще не изменяется. Для плавного регулирования напряжения срабатывания устройства один из входов ОУ нужно подключить через переменный резистор, а для того чтобы из-за пульсирующего зарядного напряжения не происходило хаотическое переключение ОУ, его чувствительность к изменению напряжения на аккумуляторе следует уменьшить, т. е. ввести положительную обратную связь (именно положительную, а не отрицательную, ведь нам нужно, чтобы напряжение на выходе ОУ изменялось резко, а не плавно), или гистерезис переключения.

Полная схема регулятора напряжения показана на рис. 3.5, б, и назначение всех элементов вам должно быть известно. ОУ $DA1$ можно заменить на любой другой, а резистор $R7$ можно вообще убрать.

Работает эта схема так: пока напряжение на аккумуляторе меньше максимально допустимого (14,4 В для автомобильной батареи), электромагнитное реле $K1$ обесточено и его контакт $K1.1$ замкнут. Потребляемый при этом схемой ток минимален и, в зависимости от типа ОУ, не превышает 2...6 мА. Если зарядное устройство включено в сеть, то в таком режиме происходит зарядка аккумулятора. Как только напряжение на его клеммах превысит максимально допустимое, ОУ переключится, реле $K1$ сработает и его контакты $K1.1$ разомкнут цепь заряда.

Так как для создания положительной обратной связи выход ОУ через резистор нужно соединить с прямым входом, то (см. рис. 3.5, а) прямой вход нужно соединить с резисторами $R2$ и $R3$ — только в таком случае ПОС будет быстродействующей (что нам и нужно, а в противном случае ПОС «придется»

пытаться изменить напряжение на стабилитроне VD1, что небезопасно как для стабилитрона, так и для ОУ). Поэтому входы ОУ на рис. 3.5, б подключены именно так.

При таком включении ОУ при увеличении напряжения питания напряжение на инверсном входе не изменяется, а на прямом — увеличивается. Поэтому реле К1 должно срабатывать при появлении на выходе ОУ уровня лог. «1» (почему?). Так как выходного тока, используемого в схеме ОУ, явно недостаточно для управления мощным реле (соответственно, 20 мА и около 100 мА), то в схему добавлен усилитель на транзисторе VT1. Он включен по схеме с общим эмиттером, чтобы падение напряжения на нем было минимальным. Транзистор должен включаться при положительном напряжении на выходе ОУ, т. е. быть структуры п-р-п, и его эмиттер нужно соединить с общим проводом. Соответственно, нагрузку (реле) нужно включить между его коллектором и «плюсовым» проводом.

Так как электромагнитное реле «внутри» содержит катушку со множеством витков, создающих магнитное поле (а оно притягивает специальный толкатель, замыкающий или размыкающий контакты), то при обесточивании (т. е. «выключении») катушки реле транзистором VT1 возможно возникновение ЭДС самоиндукции, направленной в противоположную сторону (т. е. напряжение на нижнем выводе катушки К1 больше, чем на верхнем). Амплитуда ЭДС самоиндукции довольно велика (теоретически — бесконечно велика, но из-за тока утечки она редко бывает выше нескольких тысяч вольт), и такого напряжения вполне достаточно, чтобы пробить коллекторный переход транзистора VT1. Для защиты транзистора в схему добавлен диод VD2 — он открывается только при возникновении ЭДС самоиндукции и ограничивает напряжение последней на уровне 0,6...0,8 В — столь малое увеличение напряжения на коллекторе транзистора абсолютно безопасно. Величина тока самоиндукции не очень велика, поэтому диод VD2 — любой маломощный.

Величина гистерезиса зависит от сопротивления резистора R5 и подбирается на стадии настройки устройства. Для этого полностью собранное устройство нужно подключить к аккумулятору и зарядному устройству, к выводам аккумулятора также нужно подключить вольтметр. Вместо постоянного резистора R5 впаяем переменный, полное сопротивление которого более 0,6...1,0 МОм, его движок нужно установить в такое положение, чтобы сопротивление было максимальным.

Если движок резистора R4 установлен в верхнее по схеме положение, то сразу после подключения устройства к аккумулятору реле К1 сработает и сразу же отключится (почему? — сравните, с какой скоростью нарастают напряжения на каждом из входов ОУ). После того как напряжение на аккумуляторе, благодаря зарядному устройству, повысится до 14,4 В (здесь и далее под «аккумулятором» подразумевается автомобильный кислотный), вращая движок резистора R4, нужно добиться срабатывания реле. Возможно, что при этом реле начнет хаотически включаться — выключаться с характерным треском (ведь напряжение на выходе зарядного устройства пульсирующее, и через цепочку R2–R3 все пульсации поступают на вход ОУ; кроме того, сразу после отключения зарядного устройства напряжение на аккумуляторе уменьшается на 0,2...0,5 В). Самый

простой способ устранить этот недостаток — увеличить амплитуду напряжения гистерезиса, уменьшив сопротивление резистора R5. Уменьшать его нужно до тех пор, пока реле не перестанет «трещать». После этого «крутаните» движок резистора R4 так, чтобы реле обесточилось и его контакты замкнулись, и как только напряжение на аккумуляторе достигнет 14,4 В, медленно вращайте движок R4 в обратную сторону — пока реле не сработает. По вольтметру следите, при каком напряжении реле обесточится — оно должно быть не более 13,8 В. Если оно больше — уменьшите сопротивление резистора R5 и все повторите снова. После того как вы правильно отрегулируете устройство, можно измерить сопротивление резистора R5 и впаять на его место постоянный резистор такого же сопротивления.

Реле K1 в этой схеме можно использовать любое, но его катушка должна быть рассчитана на 10...12 В, а контакты — на коммутацию высокого напряжения (220 В) и тока около 0,5 А.

Громко «стучащее» реле в этой схеме можно заменить симисторным выключателем (но обязательно с гальванической развязкой!), включенным в разрыв сетевого провода (там ток меньше в $220\text{ В} : 15\text{ В} = 15$ раз, т. е. «выключатель» слабее греется). Для этих целей идеально подходит схема на рис. 2.3, к. При этом в схеме зарядного устройства (рис. 3.5) резистор R6 и все, что правее его, можно убрать. Диоды VD3, VD4 желательно оставить или заменить их стабилизатором КС133...168.

Существует еще один вариант «зарядного» устройства, в котором схема регулировки не нужна вообще. Для этого обмотку трансформатора обычного выпрямителя (рис. 3.2, 3.3) нужно рассчитать таким образом, чтобы выпрямленное напряжение на выходе в точности равнялось максимально допустимому для аккумулятора (14,4 В). При этом токоограничительный резистор R1 не нужен вообще, а само зарядное устройство можно отключать только по праздникам. В такой схеме зарядный ток экспоненциально (рис. 3.6) уменьшается по мере заряда аккумулятора — ведь напряжение на разряженном аккумуляторе гораздо меньше 14,4 В, и он заметно «нагружает» выход зарядного устройства. Такой режим зарядки считается идеальным для мощного аккумулятора, кроме того, он и наиболее «скоростной» (зарядный ток в начале зарядки может достигать 0,2...0,5 Q — диоды и трансформатор должны быть рассчитаны на него!). Но у

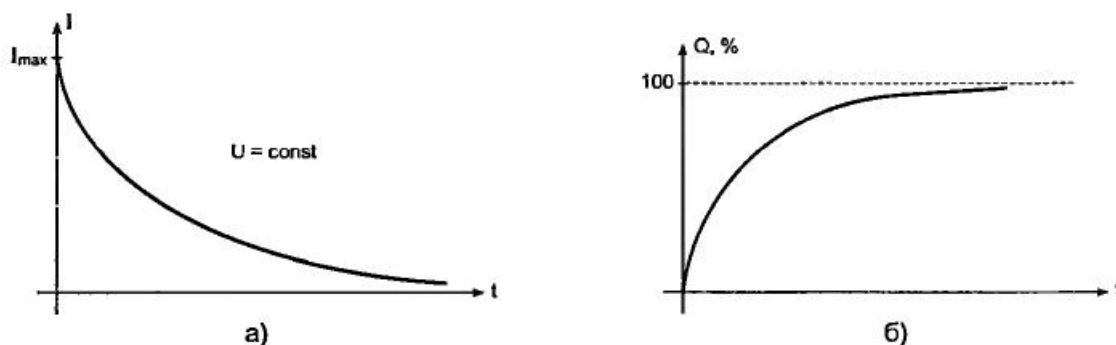


Рис. 3.6. Зависимость тока заряда (а) и степени заряженности (б) аккумулятора от времени, при неизменном зарядном напряжении. I_{\max} — максимальный ток, который «выдает» зарядное устройство

этого способа есть два недостатка: во-первых, очень трудно рассчитать обмотку трансформатора с точностью в $0,1...0,2$ В (а иначе аккумулятор будет или недозаряжен, или перезаряжен), а во-вторых, при случайном изменении напряжения в сети относительно 220 В (допускаются колебания 200...240 В) изменится и напряжение на выходе выпрямителя. Поэтому лучше всего «раскошелиться» на автоматический регулятор напряжения (подобный изображенному на рис. 3.5), тем более что детали к нему стоят гораздо дешевле нового аккумулятора.

Измерительные приборы

Вторыми в нашем наборе идут измерительные приборы. Пожалуй, они являются самыми главными (разумеется, после источников питания) не только в электронике, но и во всем окружающем мире. Даже человек не может обходиться без подобных приборов — это и глаза, и уши, и нос... Все эти органы чувств человек использует и при занятиях электроникой. И даже нос — как верно заметил один мой знакомый: «Современная бытовая техника нашпигована оттенками разнообразнейшей вони, и по ее запаху легко можно определить, что и где вышло из строя». Но все-таки для измерения электрических величин лучше воспользоваться специализированными приборами — вы же не догадаетесь измерять массу колбасы линейкой, или, не дай Бог, секундомером?!

Одним из таких приборов является мультиметр (он же и тестер, и ампер-вольтметр, и, сокращенно, авометр). Этот прибор, как видно из названия, позволяет измерять напряжение, ток и сопротивление. Эти три параметра являются самыми главными (а большинство остальных — вообще второстепенные), поэтому на первых порах весь набор измерительных инструментов может состоять из одного лишь мультиметра. Но он должен быть.

Сейчас распространены два вида мультиметров: цифровые и стрелочные. Можно долго спорить, какой из них лучше, но, на мой взгляд, лучше цифровой. У стрелочного мультиметра есть только одно преимущество — по дрожанию его стрелки можно определить пульсации измеряемой величины; зато недостатков у него — море. Это и низкая точность (у стрелочного на шкале — 100 делений, у цифрового — по 2000 в обе стороны), и трудности с восприятием информации (у стрелочного вначале нужно отыскать «нужную» шкалу, а потом по соседним числам определить приблизительное значение параметра; у цифрового — ничего искать не нужно, а его 0,5-дюймовые цифры человек с нормальным зрением видит с расстояния более 10 метров), и трудности с измерением величины неизвестной полярности (у стрелочного стрелка может «зашкалить» в левую сторону, у цифрового попросту высветится «минус»). У стрелочного мультиметра низкая чувствительность, нет надежной защиты от перегрузок, положение его стрелки сильно зависит не только от измеряемой величины, но и от положения корпуса прибора в пространстве, он имеет значительную массу и размеры... Сравнения можно продолжать и дальше. Выбирать — вам.

Также в качестве «измерительных приборов» можно использовать разнообразнейшие пробники. Они, как правило, многофункциональны, просты в изготовлении, имеют небольшую, но достаточную для большинства измерений точ-

ность. Оптимальное соотношение «цена/качество». Без пробников — «мешалочек» очень трудно.

К нужным, но необязательным приборам относятся осциллограф, анализатор спектра и частотомер. Они стоят дорого, а используются редко. Первые два прибора можно частично заменить компьютером, имеющим звуковую карту, а частотомер изготовить в виде простенького прибора.

Монтажные инструменты

Самый главный монтажный инструмент радиолюбителя — это паяльник. Качество изготовленного вами устройства практически на 90...100% зависит от качества пайки. Поэтому на паяльнике, а также флюсе и припое экономить не стоит.

Большинство выпускаемых серийно паяльников рассчитаны на стандартное сетевое напряжение 220 В. При работе от столь высокого напряжения на их корпусе и жале возникают наводки с амплитудой, близкой к сетевой. От таких наводок современные КМОП-микросхемы выходят из строя практически мгновенно. Отсюда вывод — без специальных мер такие паяльники использовать нельзя.

Одной из подобных мер может быть заземление корпуса паяльника. При этом металлическая часть паяльника через резистор сопротивлением 100 кОм...1 МОм соединяют с водопроводной трубой (для многоэтажного дома) или непосредственно с землей. Также желательно заземлить и самого себя, намотав на ручку паяльника несколько витков неизолированного провода и соединив ее через такой же резистор (во избежание поражения электрическим током при пробое изоляции паяльника) с его жалом.

Единственный недостаток заземления — идеальных контактов не существует, а провод к трубе припаять очень сложно (почти невозможно), поэтому случайные «размыкания» заземления неизбежны. А КМОП-микросхемы микромощные и «пробиваются», как отмечалось выше, практически мгновенно...

Один из методов, безопасных на все 100%, — это сделать так, чтобы напряжение на паяльнике не превышало безопасные для полевых транзисторов 20...25 В. Учитывая, что у вас уже, скорее всего, есть аккумулятор (или скоро будет — без аккумулятора занятия электроникой на «серьезном» уровне практически невозможны), целесообразно рассчитать паяльник на 12 В. В продаже такие паяльники встречаются редко, поэтому их приходится изготавливать самостоятельно из промышленных 220-вольтных. Автор предпочитает 40-ваттные паяльники (вообще это «самая удобная» мощность — ее «хватает» и для пайки массивных деталей, и для установки миниатюрных — для поверхностного монтажа — деталей), поэтому далее будет описываться переделка только такого паяльника.

Вначале нужно, разобрав паяльник и сняв верхний слой слюды (как футляр с коробка спичек), удалить (смотать) сетевую обмотку. Если у вас есть специальная термостойкая ткань (из асбеста), то и нижний слой слюды желательно убрать, заменив ее тканью, — слюда очень хрупкая и при намотке толстой проволоки легко ломается. Новая обмотка наматывается двумя проводами нихрома, соединенными параллельно (одним — по часовой стрелке, другим — против)

диаметром 0,4 мм — им намотаны спирали в электрокаминах и других электронагревательных приборах средней мощности. Такой провод оксидирован (покрыт оксидом хрома черного цвета, который не проводит электрический ток), поэтому о какой-либо дополнительной изоляции во время намотки можно и не думать. После окончания намотки с обоих концов катушки (ее желательно сжать и придвинуть поближе к жалу паяльника) должны торчать нихромовые «хвостики» из проволоки длиной 7...10 см. Так как катушка намотана одновременно двумя проводами из одной точки («встречаются» они также в одной точке), но в разных радиальных направлениях, то она не проявляет склонности к «раскручиванию». Торчащие «хвостики» нужно зачистить ножом на длину 2...3 см до появления характерного металлического блеска, после чего они прикручиваются к проводам питания. Толщина этих проводов не должна быть меньше 1 мм — в противном случае нихром будет перегреваться, окисляться и в конце концов контакт нарушится. Дальше место контакта нихрома с медью нужно обжечь специальной «железячкой» (не знаю, как называется, но она есть в любом промышленном паяльнике), которая нужна для облегчения теплоотвода и для более плотного контакта проводов. После этого, натянув на место контакта проводов специальные изолирующие слюдяные трубочки, можно собирать паяльник. Нихромовую обмотку от корпуса паяльника можно не изолировать.

Для напряжения 12 В обмотка должна содержать по 12...15 витков каждым проводом. Вначале нужно намотать максимальное количество витков и потом, если паяльник будет слишком «слабо» греться, отматывать по одному витку. При этом также нужно будет укорачивать «хвостики» — от их длины зависит сопротивление катушки, а от сопротивления — мощность (температура) паяльника.

Первый раз подключать паяльник к источнику питания нужно через амперметр. Если потребляемый им (паяльником) ток не превышает 2,0...2,5 А — значит, все нормально. Если он больше — в обмотке есть короткие замыкания. Их можно устранить, «потягав» катушку по сердечнику. После первого подключения к источнику питания обмотка паяльника может затрещать и от нее повалит дым. Все нормально — трещат расширяющиеся от нагрева проволока и слюда, дым же — испаряющиеся пот и жир с ваших пальцев. Как только паяльник затрещит, его нужно на несколько секунд отключить, потом включить снова и так продолжать до тех пор, пока он не разогреется. Нормальное время разогрева для 40 Вт паяльника — 1,0...1,5 мин; если оно меньше — паяльник перегревается, если больше — нужно отмотать от обмотки несколько витков.

При работе с таким паяльником (даже от трансформатора) с полевыми транзисторами и микросхемами на их основе никакого заземления не нужно; по крайней мере, у меня за несколько лет работы ни одна деталь не вышла из строя. При работе от трансформатора между сетевой и вторичной обмотками нужно проложить несколько слоев трансформаторной бумаги, чем больше, тем лучше. Но суммарная толщина слоя не должна превышать 2 мм — это уже слишком. От вторичной обмотки трансформатора желательно сделать несколько отводов (у меня — 3) через каждые 0,5 В — это позволит изменять мощность паяльника без доработки последнего.

Теперь немного поговорим о флюсе (канифоли). Без канифоли качественная пайка невозможна в принципе. При нагреве любой металл, и припой также не исключение, окисляется в сотни-тысячи раз быстрее, чем при комнатной температуре. Окисленные металлы друг к другу не «пристают». А если и «пристанут», то получится то, что называется «холодной пайкой»: через неделю вы с помощью ногтей повытягиваете все остальные детали, которые не смогли «вывалиться» самостоятельно. Канифоль же — очень слабый восстановитель: окисляясь сама (превращаясь из золотистой в черную), она восстанавливает другие металлы (припой, медь) из их окислов. В то же время при комнатной температуре обычная канифоль абсолютно инертна и не разрушает ни контакты, ни подложку (стеклотекстолит).

А вот к разнообразным современным «термоядерным» флюсам нужно относиться с большой осторожностью: они, как правило, на кислотной основе, и, если их не удалить сразу же после пайки с платы, то уже через несколько месяцев плата начинает напоминать кадр из фильма ужасов (кислота растворяется — благодаря влажности воздуха — и начинает разъедать дорожки и текстолит). К тому же вдыхание паров таких флюсов гораздо вреднее для здоровья, чем паров обычной канифоли.

Если ваш паяльник — новый и им до сих пор никто не пользовался, то, скорее всего, у него незалуженное жало. Его обязательно нужно залудить (покрыть слоем припоя), иначе оно быстро выгорит (по отношению к кусковому сахару или льду этот процесс называется «растворится»); кроме того, к незалуженному жалу не «пристает» припой и им невозможно работать.

Вначале напильником, точильным камнем или «наждачкой» тщательно зачищают рабочую часть жала (рис. 3.7) до появления характерного медного (или латунного, но латунное жало хуже) блеска. Жало у паяльника желательнее изогнутое (под углом 45°) — изогнутым жалом работать легче, чем прямым. Если у паяльника длинное прямое жало, его нужно изогнуть любым способом, предварительно вытащив из паяльника. После того как рабочая часть жала будет зачищена (на ней не должно остаться ни одной черной крапинки), паяльник нужно подключить к источнику питания, и как только он разогреется до такой температуры, что начнет плавить канифоль, зачищенную часть жала нужно тщательно ею «обмазать». Медлить с этим нельзя — как уже отмечалось выше, скорость окисления меди резко возрастает с повышением температуры, а окисленное жало залудить очень трудно. Канифоль же предохранит его от окисления.

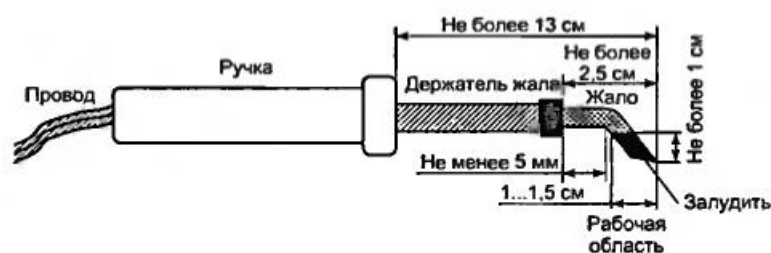


Рис. 3.7. Паяльник

После того как жало разогреется до рабочей температуры (на нем всегда должна быть канифоль), тонким прутком припой нужно поводить по зачищенному концу жала. Если вы его хорошо зачистили и не дали ему окислиться, то припой будет сам «липнуть» и каких-либо усилий прикладывать не потребуется. Если на жале останутся незалуженные места, то нужно, набрав на жало немножко припоя, поводить по незалуженным местам острием булавки или иголки. К стали, из которой сделаны эти предметы, припой не «пристает».

Полностью залуживать жало нельзя — в противном случае, когда жало будет «смотреть» вверх, весь припой окажется внутри паяльника и удалить его будет очень трудно. **Категорически запрещается** попадание канифоли внутрь паяльника, она приводит в негодность слюду-изолятор и может вызвать перегорание обмотки.

Если вы планируете включать паяльник несколько раз в неделю и чаще, то канифоль лучше использовать «самодельную» — собранную в пробку от пивной бутылки сосновую смолу. Во-первых, вы сохраните собственное здоровье (в частности — легкие), а во-вторых, вы будете уверены, что в вашей канифоли нет никаких «добавок», о которых говорилось выше.

Работая с нагретым паяльником, помните о самой главной заповеди монтажника: **устройство должно быть обесточено!** Даже опытный человек, припаявая что-либо к включенному устройству, очень сильно рискует. А стоимость затраченного на отсоединение контактов источника питания времени не всегда соизмерима со стоимостью вышедших из строя деталей.

Помимо паяльника, к монтажным инструментам также относятся всевозможные отвертки, кусачки, ножницы и прочие «железяки»: отвертки нужны с плоским и крестообразным наконечником, каждой по паре: одна большая и одна маленькая. Я крайне отрицательно отношусь ко всяким «наборам», состоящим из десятка отверток. Это как в кулинарии: талантливый повар и в единственном чайнике приготовит кулинарный шедевр, а бездарь, выбрав из десятка сковородок одну, наиболее подходящую для приготовления яичницы, умудрится последнюю недосолить и пережарить. Отвертки — не сверла, от них почти ничего не зависит. Если предприятия-изготовители не знают, как избавиться от залежавшегося товара, это не значит, что нужно идти у них на поводу.

В качестве «хватящего» инструмента можно обойтись одними пассатижами — они совмещают в себе кусачки и плоскогубцы одновременно. Пассатижи иногда называют плоскогубцами — это неправильно, они — разные инструменты. Пассатижами можно также заменить набор гаечных ключей: с их помощью можно «открутить» любую гайку, с которой приходится сталкиваться радиолюбителям. Идеальная длина пассатижей (без изолирующих ручки наконечников) — 20 см. Изолирующие наконечники обязательны, с ними легче и безопаснее работать.

Преимущественно для работы с печатной платой нужны нож, ножницы и иголка. Нож желателен складной, с удобной ручкой и длиной лезвия 7...10 см. Иголка — подлиннее, ее толщина должна быть около миллиметра. Подробнее об этих инструментах речь будет идти чуть ниже.

Изготовление платы

Схемы большинства устройств, как правило, содержат множество отдельных деталей, которые нужно хитроумно (в соответствии со схемой) соединить друг с другом, исключая при этом даже возможность короткого замыкания. Для этих целей придумано несколько специальных устройств: макет и печатная плата.

На стадии разработки нового устройства, а также в процессе обучения очень часто пользуются макетом (сам процесс создания макета называется «макетирование»). В отличие от изготовления печатной платы, макетирование не требует каких-либо финансовых затрат — «тратится» только время; работать с макетом очень легко и этим можно заниматься в любом месте и в любое время суток — и можно даже обойтись без паяльника. Но, в отличие от печатной платы, макет очень хрупок, соединения между деталями легко нарушаются даже от случайных движений. Печатной же плате ничего не страшно: вы скорее сломаете детали, чем саму плату; порвать дорожки очень сложно, а без острого ножа или другого подобного инструмента — вообще невозможно. Поэтому макет — временная замена печатной платы, его используют только тогда, когда нужно убедиться в работоспособности отдельного фрагмента схемы или понять принцип действия какой-нибудь неизвестной вам ранее детали. Вообще, даже проверка работоспособности транзистора с помощью резистора и лампочки — это уже макет.

Самый простой метод макетирования — это прикручивание соединительных проводов к выводам деталек. Но такой способ подойдет только для тех элементов, которые имеют длинные выводы и большое расстояние между «ногами», и не пригоден для микросхем в стандартном корпусе типа «DIP». С такими микросхемами очень удобно работать с помощью специально изготовленных проводов (см. рис. 3.8). С одной стороны провода его изоляцию зачищают, как обычно (провода — монтажные, в поливинилхлоридной изоляции, без всяких шелковых ниток внутри, диаметр провода с изоляцией — 1 мм), а с другой стороны изоляцию не трогают: ее нужно с помощью любого инструмента с плоскими губками (плоскогубцы, пассатижи) слегка «обжать», расплющить так, чтобы он с небольшим трудом «налезил» на вывод микросхемы (нерасплющенный конец провода «надеть» на вывод невозможно — даже не пытайтесь, только обломаете «ноги»). Но расплющивать нужно в меру — если вы слегка перестараетесь, то он слишком легко наденется на вывод и так же легко соскочит.

К зачищенному концу провода можно прикручивать внешние элементы — резисторы, конденсаторы и т. п. — обычным способом. Металлические проводки на этом конце провода желательно сразу разделить на две косички — появится возможность без проблем прикручивать к одному проводу сразу несколько деталей.

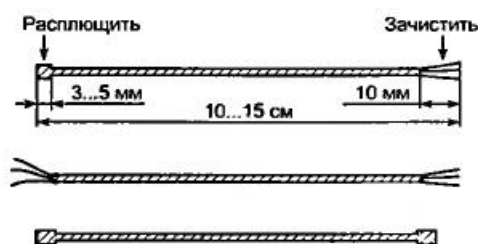


Рис. 3.8. Провода для макетирования. Диаметр с изоляцией (ПХВ) — 1 мм, без шелковой оплетки

Чтобы вам в процессе макетирования не приходилось периодически ругаться матом, желательнее сразу изготовить «полкило» подобных проводов. Для серьезных занятий потребуется:

- 10...20 проводов, подобных тем, что описаны выше;
- около десятка проводов с зачищенной с обеих сторон изоляцией;
- примерно столько же проводов с «обжатой» с обеих сторон изоляцией (соединения типа «микросхема — микросхема»).

Эти цифры минимальны; чем больше проводов, тем лучше. Со временем у «обжатых» проводов концы расшатываются и не держатся на выводах микросхем. Борьба с этим можно с помощью любимого всеми хирургами приема: конец провода аккуратно обрезается ножницами, а новый конец «обжимается» как обычно.

Хранить такие провода очень удобно в стаканчиках из-под сметаны. Для того чтобы стаканчики перестали регулярно переворачиваться, к донышку можно приклеить любым клеем их же крышечку. Если вам при этом удастся сохранить симметрию, то результат работы с клеем можно будет назвать словом «красиво».

Во время макетирования не забывайте прикручивать к проводам питания электролитический конденсатор емкостью несколько тысяч микрофард. Многие схемы отказываются работать только по причине его отсутствия.

Другой способ макетирования — на куске картона или с использованием специальных макетных плат. Макетная плата представляет собой кусок текстолита с множеством просверленных отверстий, под которыми вытравлены площадки из фольги. Благодаря наличию этих площадок макетная плата, в отличие от картона, позволяет жестко закрепить детали (так, чтобы они не шатались). Но макетная плата стоит гораздо больше и не так доступна, как картон.

И на картоне, и на макетной плате все соединения между элементами делаются с помощью изолированных монтажных (т. е. «обычных») проводов. Для большего удобства монтажа на картоне выводы всех деталей, после установки последних в отверстия, нужно изогнуть под углом 90°. Перед установкой деталей их выводы нужно тщательно залудить — это облегчит пайку; если выводы покрыты темным слоем окислившегося металла, то перед залуживанием их нужно зачистить ножом до появления характерного металлического блеска.

Во время пайки полупроводниковых элементов (микросхемы, диоды, транзисторы и т. д.) нужно помнить про опасность перегрева этих деталей. Суммарное время пайки любых выводов одной детали без перерыва не должно превышать 5...10 секунд. При работе с миниатюрными полупроводниками (а также со сверхвысокочастотными (СВЧ) деталями) нужно соблюдать повышенную осторожность: у них тепловая инерция очень мала и кристалл быстро разогревается до опасной для него температуры. Поэтому время пайки таких деталей не должно превышать (без перерыва) 2,5 секунды.

Единственный недостаток макетных плат — они не позволяют получить высокую плотность монтажа (т. е. изготовить малогабаритное устройство), а также требуют «возни» с проводами. Их преимущество перед печатным монта-

жом — плату можно создавать «от балды», без ее предварительного чертежа. Кроме того, монтажные платы, в отличие от печатных, — «многоразового использования».

Самый сложный и самый лучший по всем параметрам вид монтажа — печатный. Он подразумевает индивидуальный подход к созданию каждой платы и позволяет получить устройство минимально возможных или нужных вам размеров. Но печатный монтаж довольно затратный и практически недоступный для начинающих радиолюбителей: нужно иметь и сами платы, и раствор для травления, и лак для рисования дорожек...

Платы для печатного монтажа представляют собой плоские пластины толщиной 1...3 (до 5) мм, с одной или обеих сторон которых приклеен слой медной фольги толщиной 0,2 мм. Пластины бывают из стеклотекстолита (несколько слоев ткани, залитые клеем и спрессованные) и из гетинакса (бумага и мелкие опилки, залитые клеем и тоже спрессованные). Гетинакс гораздо хуже стеклотекстолита — он плохо поддается обработке, медные дорожки на гетинаксе держатся гораздо хуже, чем на текстолите (приставка «стекло-» обычно опускается), а сломать его легче, чем текстолит. Но гетинакс гораздо дешевле. В магазинах радиодеталей обычно продается только стеклотекстолит; все печатные платы зарубежных и некоторых отечественных устройств изготовлены из гетинакса.

Рассмотрим стадии создания печатной платы. Первым делом нужно нарисовать на бумаге размещение деталей и рисунок соединительных дорожек. Как это делается, будет описано дальше, в отдельной главе. Также на бумаге нужно отметить все монтажные (крепёжные) отверстия, чтобы плату можно было «прикрутить» к устройству, а не оставлять ее «болтаться на проводах». После этого из пластины текстолита (или гетинакса) нужно отрезать кусочек — по размерам печатной платы на бумаге. Гетинакс приходится пилить ножовкой по металлу, а вот со стеклотекстолитом все гораздо проще. Дело в том, что стеклотекстолит, как и обычное стекло, очень легко ломается по месту распила. Это — единственное сходство между ними; отсюда и появилась у текстолита такая странноватая приставка. Перед тем как разломать пластину текстолита, на ее поверхности, со стороны фольги, под металлическую линейку любым острым предметом (лучше всего — «обломком» от ножовки по металлу: обычный нож и другие стальные предметы быстро тупятся) нужно процарапать канавку примерно на $1/3$ толщины пластины. После этого руками или с помощью любых плоскогубцев — пассажей текстолит изгибается в месте надпила и — ломается. При этом нужно соблюдать некоторую осторожность: так как стеклотекстолит состоит из множества практически независимых друг от друга слоев ткани, в месте изгиба он может расслоиться, и края получатся неровными. Но, так как разделительную канавку обычно (по крайней мере, все русские) процарапывают со стороны фольги, от этого страдает только внешний вид платы (и то — если приглядеться). Такие платы в более-менее приличный вид можно привести с помощью плоского точильного камня (абразивного бруска); напильник не берите — испортите.

Текстолит толщиной 1 мм и менее можно разрезать обычными ножницами — при этом края платы получаются идеально ровными, а время, затраченное на вырезание платы, не превышает несколько секунд. Разрезать толстый тексто-

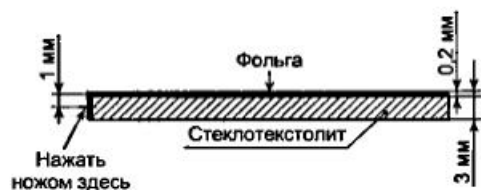


Рис. 3.9. Фольгированный стеклотекстолит и расслоение его на более тонкие пластины

лит трудновато, но его очень легко можно «превратить» в тонкий. Как я уже говорил выше, текстолит — это несколько слоев ткани, залитых клеем, поэтому его очень легко «расслоить» (разделить на несколько слоев). Для этого остро заточенным ножом нужно сильно нажать на одно из ребер платы (рис. 3.9) — так, чтобы толщина пластины с фольгой не

превышала 1...1,5 мм, но и не была меньше 1 мм. Если вам не удалось с первого раза уложиться в эти рамки, начните расслаивать пластину с другой стороны: у пластины обычно 4 ребра, поэтому у вас есть 4 попытки.

Прочность на изгиб (жесткость) расслоенного текстолита гораздо ниже, чем у нерасслоенного, поэтому платы, длина одной из сторон которых в 5 и более раз превышает длину другой, желательно изготавливать только из нерасслоенной пластины максимальной толщины. Это же относится и к случаю, когда плата испытывает значительные механические нагрузки.

Если исходная пластина текстолита была покрыта фольгой с обеих сторон, то, расслоив ее, можно получить две фольгированные пластины. При расслаивании одностороннего текстолита (покрытого фольгой только с одной стороны) образуются «отходы» — пластина без фольги. Но ей тоже можно найти применение: ее можно прикрутить к основной плате, на которой установлены детали, со стороны дорожек — для защиты дорожек и контактных точек от внешних металлических предметов. Также из этой пластины можно вырезать палочку — «крутилку» — она немагнитна и не проводит электрический ток, поэтому ею очень удобно «крутить» катушки индуктивности радиоприемников и движки подстроечных резисторов. Хороша такая пластина и в качестве плоского изолятора.

После того как пластина для платы будет готова, на ней нужно будет просверлить отверстия для деталей, нарисовать и вытравить дорожки, припаять детали. После этого останется только настроить схему и установить ее туда, где она должна стоять.

Здесь будет рассмотрен только самый простой способ, который позволяет с достаточной точностью ($\pm 0,5$ мм) просверлить отверстия для деталей. Он «принят на вооружение» у большинства радиолюбителей и заключается в высверливании предварительно накерненных отверстий.

Вначале рисунок печатной платы (на бумаге) нужно вырезать точно по размерам платы и неподвижно закрепить на ней. Многие для этого используют клей, но он долго сохнет и делает рисунок «одноразовым». Я предпочитаю фиксировать рисунок на плате с помощью ниток или тонкой проволоки — они в один слой обматываются вокруг платы с рисунком, но так, чтобы не закрыть ни одной точки.

Сразу после этого можно начинать накернять отверстия. Если у вас нет специального керна, вместо него можно использовать любой остро заточенный гвоздь. Плата ложится на ровную твердую поверхность, керн поочередно приставляется к центру каждого будущего отверстия, и по нему с умеренной силой

(так, чтобы образовалась вмятина глубиной не более 0,5 мм) ударяют молотком или любым другим, рассчитанным на это, предметом.

После того как все отверстия будут отмечены, нитки сматывают, а рисунок платы откладывают в сторону. Перед началом высверливания отверстий с помощью того же керна нужно «подправить» отдельные вмятины, если их глубина недостаточна (чаще всего бывает, если керн тупой) или если они немножко «разъехались» в разные стороны.

В качестве «сверлилки» обычную дрель использовать нельзя — она слишком тяжела для того, чтобы держать ее одной рукой (другой рукой держится плата), и ею вы очень быстро переломаете все тонкие сверла. Лучше всего подходит миниатюрная дрель или, при неимении таковой, любой моторчик с закрепленным на его валу держателем сверла.

Для высверливания отверстий я использую «агрегат», изображенный на рис. 3.10. Электродвигатель взят из лентопротяжного механизма неисправной магнитолы; в такие электродвигатели обычно встроен стабилизатор частоты вращения — его нужно убрать. Моторчики от отечественных электрифицированных игрушек использовать нельзя.

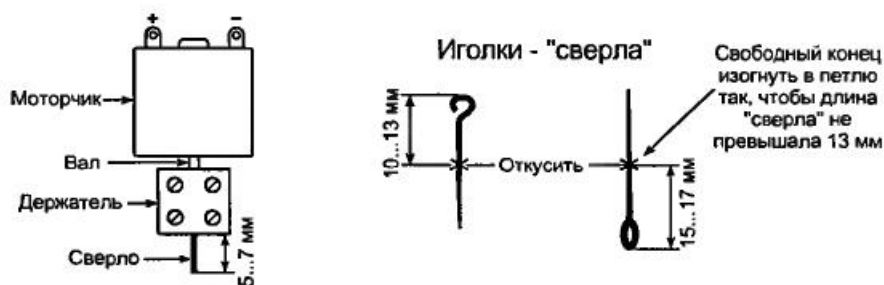


Рис. 3.10. Самодельная «сверлилка» из подручных материалов

Держатель сверла можно изготовить из двух металлических пластин, в которых просверлено два ряда отверстий, очень удобно для этой цели использовать пластины от детского конструктора. В отверстия двух сложенных вместе пластин заворачиваются винты с гайками; верхним (по рисунку) рядом винтов пластины крепятся на валу моторчика, а нижним — зажимается сверло. Вначале держатель нужно закрепить на валу; так как толщина вала довольно велика, то пластины держателя немножко изогнутся. Плоскогубцами или пассатижами нужно выровнять изгиб в той части держателя, в которой будет зажиматься сверло.

Так как тонкие сверла толщиной 0,5...1 мм очень редки, вместо них можно использовать обычные иголки. Идеально подходят иголки для швейных машин, но можно использовать и обычные, изогнув противоположный рабочему концу иголки в виде колечка, это нужно для того, чтобы скользящая иголка не проворачивалась в держателе. Для того чтобы иголку можно было изогнуть, не поломав, ее конец (но не всю!) нужно нагреть в пламени спички или зажигалки. Рабочий конец иголки нагревать нельзя — иначе он станет мягким и будет быстро тупиться.

После этого иголку остается только зажать в держателе сверла, при этом нужно стремиться, чтобы она располагалась точно по центру вала моторчика.

Сделать это непросто, но иначе работать со «сверлилкой» будет очень сложно и, в конце концов, вы поломаете иголку. После того как иголка будет правильно зажата, ее выступающий конец нужно укоротить до 5...7 мм (иначе она скоро сломается, да и работать длинным «сверлом» неудобно) и немножко расплющить самый конец иголки, чтобы она не застревала в отверстии. Если при этом иголка будет не плющиться, а ломаться, ее конец нужно **немножко** нагреть в пламени спички. Для того чтобы иголка не «ездила» по плате, на ее конце с помощью напильника или точильного камня нужно сформировать острие, немножко сточив под острым углом боковые (расплющенные) части «сверла» так, чтобы конец иголки был конусообразным.

У швейной иглы в качестве рабочей части можно использовать ушко — тогда вообще ничего расплющивать будет не нужно, ведь ушки у таких иголок всегда несколько толще их тела. Но, так как ушки очень «слабые» и легко ломаются, их нужно сточить практически до основания. Стачивать их желательно под острым углом — тогда вращающееся сверло не будет «ездить» по плате.

Держатель сверла, аналогичный изображенному на рис. 3.10, не рассчитан на частую смену сверл, поэтому лучше всего сделать две-три «сверлилки» со сверлами разного диаметра (0,5...0,6 мм для выводов большинства деталей и около 1 мм для выводов мощных резисторов, транзисторов и других элементов). Сверла и иголки толщиной более 1 мм совместно с моторчиком от магнитолы использовать нежелательно — его мощности недостаточно, чтобы «раскрутить» их.

После того как все отверстия будут просверлены, можно приступать к рисованию дорожек. Но вначале нужно зачистить плату с **обеих сторон** мелкозернистой наждачной шкуркой. Со стороны деталей после зачистки плата должна быть абсолютно плоской, а со стороны фольги ее нужно тереть до тех пор, пока вся плата не станет равномерно розовой. При этом тереть ее нужно в одном направлении (сверху вниз) — так, чтобы, когда вы приметесь рисовать дорожки, «полосы» проходили слева направо. В таком случае плата кажется блестящей, а не матовой (особенность человеческого зрения), а на блестящей поверхности нарисованные лаком или краской полосы (дорожки) лучше видны.

Для рисования дорожек можно использовать любой быстросохнувший лак или краску, а также клей ПВА. Слишком жидкие вещества (например, нитролак) использовать нежелательно, ими очень трудно нарисовать тонкие дорожки; желательно выбрать краску или лак, обладающие заметной вязкостью. Я для работы использую некогда засохший цапон-лак, разведенный скипидаром. Скипидар как растворитель, в отличие от ацетона и ему подобных, позволяет получить лак практически любой вязкости.

Лак должен быть цветным, иначе нарисованные дорожки будут плохо видны, а это сильно усложнит рисование. Если вы используете бесцветный лак или клей ПВА, их можно подкрасить, добавив несколько капель чернил из стержня для шариковой ручки.

Для рисования дорожек в качестве «рисовалки» идеально подходит медицинская игла — ее, вместе со шприцем, можно купить в ближайшей аптеке. Диаметр иглы должен быть не более 0,6...0,7 мм — иначе дорожки будут слишком широкие. Острые иглы нужно «отпилить» ребром точильного камня — так,

чтобы ее длина не превышала 5...7 мм. Обламывать ее нельзя — она только сплющится, и ее внутреннее отверстие перекроется. Восстановить его проходимость можно с помощью обычной (швейной) иглы, покрутив ее острие в «дырке» «рисовалки».

Подготовленную иглу нужно приклеить или **герметично** закрепить с помощью изоленды на конце любой жесткой трубки диаметром около сантиметра и длиной 15...20 см — это нужно для того, чтобы «рисовалкой» можно было пользоваться как обычной ручкой или карандашом. Кстати, вместо трубки можно использовать любую ненужную вам ручку, но, возможно, придется для большего удобства крепления иглы отпилить ее кончик. Недостаток ручки — ее пластмасса растворяется растворителем лака; пластмасса иглы в таких растворителях не растворяется.

С другого конца жесткой трубки нужно прикрепить отрезок гибкой трубки (трубка из мягкого поливинилхлорида — ПВХ; ее можно снять с любого коаксиального (антенного) кабеля) такого диаметра, чтобы его можно было надеть на жесткую трубку и герметично обмотать изолендой. Второй конец мягкой трубки вставляется в рот — он выполняет функцию насоса. При рисовании нужно следить за тем, чтобы слюна не попадала внутрь трубки.

Именно такая «рисовалка» наиболее удобна в работе: во рту человека (и не только человека) очень много нервных окончаний, поэтому даже малоопытный «рисовальщик» может виртуозно (т. е. очень ловко) управлять потоком лака и, соответственно, толщиной дорожек. А правильно и удобно держать трубку в руках учат, если не ошибаюсь, с шестилетнего возраста.

Порядок работы «рисовалкой» такой: вначале через иглу всасывают некоторое, не очень большое, количество лака или краски, которого должно хватить на рисование всех дорожек, потом, согласно рисунку печатной платы, рисуют дорожки, одновременно вокруг каждого отверстия прорисовывая кружок или квадрат, а после того, как все дорожки и некоторая дополнительная информация (рекомендую отмечать на платах дату изготовления и ник — логотип, опознавательный знак — «изготовителя») будут нарисованы, остатки лака или краски «возвращаются» обратно в баночку (очень удобны аптечные пузырьки вместимостью 50 мл от легколетучих веществ — с полиэтиленовой пробкой и пластмассовой крышкой). После этого иглу нужно «законсервировать» — всунуть внутрь иглы проволочку максимального диаметра. Тогда, если краска или лак все-таки «засохнут» внутри иглы, то слой краски будет очень тонким, и, потянув за проволочку, можно будет «прочистить» отверстие иглы.

Через несколько минут, когда лак или краска на плате немного подсохнут, острой иголкой (ее можно заточить на точильном камне) следует подправить отдельные дорожки и, если они где-то случайно соединились друг с другом (а этого соединения, согласно рисунку печатной платы, быть не должно), нарушить соединение. Для того чтобы лак не приставал к иголке, иголку и соответствующий участок печатной платы нужно смочить водой или слюной.

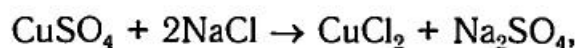
Сразу после того, как поверхность платы будет зачищена наждачной шкуркой, и до того, как плата будет вытравлена, касаться пальцами фольги платы нельзя! На пальцах всегда присутствует некоторое количество жира и пота, а они в

воде не растворимы. То есть в том месте, в котором вы коснулись платы, после травления могут остаться «отпечатки пальцев» в виде тонких пятнышек меди.

Для того чтобы кусок фольгированного стеклотекстолита с отверстиями, смазанный лаком или краской, стал печатной платой, «ненужную» часть фольги (т. е. ту, которая не покрыта лаком) нужно растворить. В химии подобный процесс называется «травление». Так как медь в электрохимическом ряду напряжений металлов стоит за водородом, то в растворах обычных кислот она не растворяется. Поэтому для травления медных плат пригодны только сильные окислители: подкисленные растворы солей марганцевой или хромовой кислот, трехвалентный хлорид («хлорное железо») или фторид железа, концентрированные растворы серной или азотной кислот, а также разбавленный раствор «царской водки» (смесь азотной и соляной кислот) и многие другие. Также плату можно вытравить путем электролиза в растворе любой соли не очень слабой кислоты. Чаще всего для травления используется: азотная кислота, смесь серной или соляной кислоты с селитрой, хлорное железо, смесь медного купороса с поваренной солью.

Последний вариант наиболее доступен. Медный купорос ($\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$, CuSO_4) довольно дешев, в сельском хозяйстве он используется для защиты растений, и его можно «достать» в любом сельскохозяйственном магазине. Поваренную соль можно взять на кухне из солонки. Раствор приготавливается таким образом: вначале в воде (дистиллированной, но можно и из чайника) растворяют медный купорос до насыщения (т. е. до тех пор, пока он не перестанет растворяться — примерно 200 г на литр воды), затем так же, до насыщения, растворяют поваренную соль. При этом цвет раствора изменяется с голубого на салатный.

В растворе происходит необратимая реакция:



поэтому для приготовления его, в принципе, можно было взять раствор хлорида меди (II) и любую соль серной кислоты. Но CuCl_2 очень дорого стоит.

Принцип действия раствора. Двухвалентный хлорид меди — соединение крайне неустойчивое и «изо всех сил» стремится распаться на одновалентный CuCl . Но в результате такого «превращения» один ион хлора остается «неприкажанным» и «ищет» любой металл или соединение, с которым он мог бы прореагировать. В присутствии ионов серной кислоты как катализатора (т. е. их может быть очень немного) хлорид-ион становится сильнейшим окислителем и реагирует даже с теми металлами, которые стоят за водородом. Медь противостоять ему не может.

Аналогично действует и хлорное железо: FeCl_3 стремится превратиться в FeCl_2 . При растворении хлорное железо реагирует с водой с выделением теплоты, поэтому нужно вначале наполнить емкость холодной водой и только потом в воду сыпать порошок. Готовить раствор нужно на открытом воздухе или под вытяжкой, т. к. при этом выделяются удушливые пары соляной кислоты. На литр раствора нужно около 200 г безводного хлорида железа (III).

Травить платы в растворах кислот я не рекомендую: кислоты опасны и при попадании на кожу, одежду, мебель могут вызвать серьезные повреждения.

Описанные выше два раствора безвредны (если их вовремя смыть), но ядовиты. Плата в растворе FeCl_3 травится в среднем 5...20 минут, в растворе CuCl_2 — 40...60 минут. Чем выше температура раствора и больше концентрация активного вещества, тем быстрее протекает реакция.

Удобнее всего держать раствор в плоской пластмассовой литровой банке из-под селедки: площадь поверхности у нее максимальна, а крышка закрывается практически герметично. Оптимальное количество раствора — 2 см, считая от дна банки, т. е. примерно 0,4...0,5 литров.

В два любых отверстия подготовленной к травлению платы вдевается отрезок проволоки с **неповрежденной** изоляцией (желательно, чтобы она проходила через центр тяжести платы, тогда плату будет легче уравновесить), и на этой проволоке плата фольгой вниз опускается в раствор. Чем ближе к поверхности раствора, тем выше концентрация активного вещества, поэтому плата должна быть как можно ближе к поверхности. Опускать ее вниз фольгой нужно для того, чтобы растворяющаяся медь могла беспрепятственно опускаться на дно банки, освобождая тем самым место для очередной порции окислителя. Травление считается оконченным тогда, когда на незащищенной лаком поверхности платы не останется ни одного медного пятнышка. Слишком долго держать плату в растворе нельзя — ведь травится не только плоскость «голой» фольги, но и боковые поверхности дорожек, защищенных лаком. Изготовление печатной платы методом травления возможно только потому, что толщина медной фольги гораздо меньше ширины дорожек, иначе они растворялись бы одновременно.

Для травления платы путем электролиза емкость для раствора желательно использовать металлическую (из любого металла), но можно обойтись и пластмассовой. После первого же травления металлическая емкость будет безнадежно испорчена, поэтому выбирать тарелку для своих нужд нужно с большой осторожностью. В емкость кладут плату, фольгой вверх, и наливают концентрированный (насыщенный) раствор поваренной соли (она самая дешевая и доступная) — так, чтобы над поверхностью платы было несколько миллиметров раствора (можно и больше, но это будет неэкономично).

Кроме раствора, нам понадобится любой источник постоянного или пульсирующего тока напряжением 10...15 В. На каждые 15...20 квадратных сантиметров платы нужен примерно 1 ампер тока. Поэтому лучше всего для этой цели использовать аккумулятор, особенно если площадь платы довольно велика.

Отрицательный вывод источника тока соединяется с металлом емкости (если она пластмассовая — под плату нужно положить металлическую пластинку, соединенную с отрицательным выводом), а положительным — касается поверхности платы. В процессе электролиза на отрицательном выводе выделяется водород, а на положительном — атомарный хлор. Последний крайне активен и реагирует с медью (вообще, с любым металлом — даже с золотом) сразу же после образования. Вокруг платы появляется зеленая дымка — это растворившаяся медь. Часть хлора соединяется с водородом и уходит из раствора; так как все газообразные соединения галогенов (к ним относится и хлор) вызывают удушье, выделяющимся газом лучше не дышать, а травление производить в хорошо вентилируемом помещении.

Травление, в зависимости от тока в цепи, продолжается несколько минут и происходит неравномерно: в одной части платы вся «ненужная» фольга может быть стравлена, в то время как с другой стороны фольга может оставаться неповрежденной. Убедиться в качестве травления можно, посмотрев через плату на лампочку или в окно: стеклотекстолит прозрачен, а фольга — нет.

Недостатки электролиза:

- много возни — нужно горбиться над тарелочкой с платой, держа в руках два проводка;
- он потребляет электрический ток, причем довольно большой — особенно это касается больших плат;
- поверхность платы — та, что раньше была покрыта фольгой, — сильно загрязняется: на ней появляются специфические «разводы», похожие на те, которые возникают на поверхности ножа, если его подержать на открытом пламени. Причина «разводов» — атомарный хлор реагирует с поверхностью текстолита, поэтому устранить и избежать их очень сложно.

Преимущества:

- плату можно вытравить буквально за десятки секунд, если сильно повысить ток (напряжение) в цепи;
- не нужны редкие и дорогостоящие реактивы, поэтому плату можно изготовить даже в полевых условиях — «был бы аккумулятор, а соль всегда найдется», как говорил один армейский старшина. Кстати, плату можно вытравить и в морской воде.

Вытравленную плату нужно хорошенько промыть в чистой воде, после чего ватным тампоном, смоченным в растворителе, удалить лак с поверхности дорожек. Клей ПВА можно содрать ногтями, а краску — «наждачкой». После этого касаться пальцами дорожек нежелательно, и нужно как можно скорее или залудить их, или покрыть спиртовым раствором канифоли, которая защитит от окисления и облегчит залуживание. Вообще лак с поверхности дорожек нужно удалять непосредственно перед этими операциями.

Для пайки деталей, помимо паяльника и припоя, нужен специальный **флюс**. Паять без флюса — это то же самое, что варить пищу без воды или жарить без жира. Самый «популярный» паяльный флюс — канифоль, она продается во многих специализированных магазинах. Подробнее о ней говорилось чуть раньше.

Для приготовления спиртового раствора кусочек канифоли, по объему примерно в 5...10 раз меньше объема емкости для раствора, заливают спиртом, ацетоном или любым другим органическим растворителем. Для того чтобы он скорее растворился, перед этим его желательно раздробить на мелкие осколки. В качестве емкости для хранения раствора идеально подходит баночка из-под лака для ногтей с вделанной в крышку кисточкой.

Покрывая плату раствором канифоли, нужно стремиться, чтобы ее слой был как можно тоньше, иначе при залуживании расплавившаяся канифоль растечется по плате, затыкая все отверстия для деталей. После этого освободить их будет очень сложно.

Залуживать плату нужно хорошо разогретым и правильно залуженным паяльником; количество припоя на его жале должно быть как можно меньше, ина-

че припой будет «затыкать» отверстия для деталей. Если при подготовке платы соблюдались все упомянутые выше правила, то припой «сам пристаёт» к дорожкам, и особых трудностей или неудобств при этом не возникает. Если же на плате сохранились следы лака, краски или пальцев, а также если дорожки плохо зачищены «наждачкой», то припой к дорожкам не пристаёт и залуживание превращается в пытку, отнимающую уйму времени.

Залуживать, кроме контактных точек, нужно и дорожки — фольга слишком тонкая, поэтому обладает значительным сопротивлением, так что дополнительный слой припоя сверху лишним не окажется. Кроме того, медь плохо противостоит агрессивной среде наших городов и легко окисляется. Сопротивляемость припоя гораздо выше, но в высокочастотных устройствах (выше 300 МГц) залуживать дорожки нежелательно — на таких частотах сигнал (ток) идет только по поверхности проводника, не проникая в его глубину, а сопротивление припоя, которым покрывается медная дорожка, в десятки раз больше, чем у меди. Впрочем, толщина дорожек современных плат столь мала, что этот эффект можно не учитывать.

Перед впаиванием деталей в схему их выводы нужно залудить; когда вы вставите деталь в плату, сделать это будет гораздо сложнее, к тому же клей, которым фольга приклеена к плате, при длительном нагреве разрушается и фольга (дорожки) «отваливается». После того как деталь займет свое место на плате, ее выводы нужно укоротить ножницами или бокорезами — так, чтобы над платой «торчал» вывод длиной не более миллиметра (но и не менее). Такой длины вполне достаточно для того, чтобы капелька припоя надежно удерживала деталь; в то же время, чем длиннее выводы, тем сложнее их спаять, и для этого требуется гораздо больше припоя. Внешний вид платы при этом тоже страдает.

При пайке деталей на жало паяльника нужно набирать минимальное количество припоя — его должно «хватать» только на один-два вывода. Сразу после набора припоя на жало паяльника, но до начала пайки жалом нужно слегка коснуться канифоли. Канифоль удобнее всего держать в пробках от пивных бутылок, прибитых гвоздем к подставке для паяльника. Припой должен быть в виде тонких прутков или, в крайнем случае, в виде «капелек» диаметром не более 7 мм.

Создание рисунка печатной платы и правила согласования устройств

Как и всякий сложный технологический процесс, создавать печатную плату лучше всего **по чертежу**. Чертеж расположения деталей на поверхности платы и соединительных дорожек между ними радиолюбителями не совсем правильно называется «рисунок печатной платы», впрочем, он представляет собой гибрид чертежа (строгое расположение деталей) и рисунка (дорожки **можно** рисовать как угодно), поэтому оба названия справедливы.

Перед началом «рисования» платы нужно получить ответы на следующие вопросы:

- Каких размеров должна быть плата? Этот вопрос актуален (имеет смысл) только тогда, когда плата будет устанавливаться в имеющийся у вас кор-

пус и в нем мало свободного места. В некоторых случаях размеры платы можно указывать нестрого: например, в автомагнитолах длина платы может быть практически любой, а вот ширина — не более 3...5 см.

- Как плата будет крепиться в устройстве? На чертеже платы обязательно нужно нанести отверстия, через которые будут закручиваться болты, шурупы и пр.; если плата должна иметь выступы или вырезы, их тоже нужно пометить на рисунке **до начала** рисования расположения деталей. Если эти отверстия или выступы соединяются с металлическим корпусом устройства, это также нужно учесть, изолировав их или, наоборот, покрыв слоем припоя для лучшего контакта.
- Детали каких типов вы собираетесь использовать? Перед началом рисования чертежа нужно собрать **все детали**, чтобы при рисовании можно было уточнить, «не будет ли мешать вот эта большая деталь всем остальным?» и «какое расстояние между выводами у этого конденсатора?». Удобнее всего держать набор деталей в спичечном коробке.
- Есть ли ограничения по высоте деталей? Современные электролитические конденсаторы, некоторые микросхемы и «подстроечные» элементы имеют вертикальный корпус, т. е. его высота гораздо больше ширины (диаметра). А некоторые устройства (например, кассетный плеер) предъявляют весьма жесткие требования к высоте платы. В таких случаях деталь нужно или «положить на бок», или заменить более малогабаритной. Во многих устройствах высота платы в разных местах может быть различной — в том же самом плеере высота платы под лентопротяжным механизмом (ЛПМ) не превышает 5...10 мм, а в свободном от ЛПМ месте может достигать 20 и более миллиметров. Очевидно, что именно тут и нужно разместить все «большие» детали.
- С какой стороны удобнее припаять провода? Во всех устройствах, особенно в высокочастотных, длина проводов и дорожек должна быть как можно меньше. Поэтому на больших платах, на которых собрано несколько функционально законченных устройств (например, приемник, усилитель и регулятор тембра), эти самые устройства нужно «располагать» так, чтобы провода, подходящие к ним от других плат или элементов, были покороче. Если вы собираетесь установить на плате многоштырьковый разъем, выбирать место для него, закрыв глаза и ткнув в рисунок платы ручкой, нельзя!

И только после того, как вы получите хотя бы приблизительные ответы на все пять вопросов, можно начинать рисовать плату. Если плата имеет сложную форму (одна или несколько сторон не прямые), на бумаге нужно нанести ее контуры и при дальнейшем рисовании стараться не выходить за их границы. Если же все стороны платы прямые, контуры наносить не надо, можно только нарисовать ограничительные линии, ограничивающие ее размеры по ширине или высоте. Эти линии лучше всего рисовать карандашом, чтобы их легко можно было «перенести».

Рассмотренным здесь способом рисования чертежа печатной платы я пользуюсь уже несколько лет. Он довольно прост и, надеюсь, подойдет большинству радиолюбителей.

Для рисования понадобятся:

- Бумага «в клеточку». Ее можно вырвать из любой тетрадки. Ширина клеток 5 мм, они должны быть нарисованными очень тонкими (чем тоньше, тем лучше), но **хорошо заметными** линиями. Иначе нарисовать на ней что-либо сложней эмиттерного повторителя будет невозможно.
- Ручка минимум с двумя цветами (красный и черный) или две разноцветных. Красный стержень должен быть потоньше, черный — любой (имеется в виду толщина рисуемой линии). Оба стержня должны хорошо писать даже по слегка жирной (от пота) поверхности.
- Специальная линейка или трафарет со множеством отверстий разных диаметра и формы. Для рисования чертежа нужны кружки диаметром от 1 мм до 2...3 см, для рисования схем — прямоугольники и треугольники. Для рисования прямых линий понадобится маленькая линейка (длиной около 5...10 см), желателен треугольной формы, чтобы ее легче было «крутить» на чертеже.

На самом деле правильно «нарисовать» соединения между элементами на печатной плате (радиолюбители называют этот процесс «развести дорожки») очень сложно. Ведь любой длинный проводник, как и катушка индуктивности, обладает **индуктивностью** — она у дорожек хоть и мала, но в высокочастотных (более 30...100 МГц) устройствах оказывается значительной. Именно поэтому УКВ-приемники (FM-приемники) и FM-передатчики («жучки»), собранные малоопытными радиолюбителями по «собственным» печатным платам, обычно не работают. Длина дорожек в высокочастотных устройствах должна быть как можно меньше; кстати, в подобных устройствах катушки индуктивности очень часто «делают» из дорожек.

Кроме индуктивности, дорожки имеют некоторое **сопротивление**. Слой фольги дорожки, даже покрытой припоем, очень тонок, и, если через дорожку протекает значительный ток, на ней создается довольно большое падение напряжения. Большие токи обычно текут через шины питания, а питается большинство устройств постоянным током, поэтому параллельно цепям питания, для уменьшения пульсаций напряжения, во всех удобных для этого местах схемы (и платы) устанавливают фильтрующие конденсаторы. Подробнее про фильтрующие конденсаторы говорилось чуть выше, а про то, как их правильно использовать, будет говориться ниже.

Еще одна «беда» дорожек — **емкость**. Стеклотекстолит — диэлектрик с диэлектрической проницаемостью около 7...8, т. е. из него вполне можно изготавливать конденсаторы малой емкости. Но в схемах «лишние» конденсаторы могут наделать много бед! Поэтому для уменьшения емкости расстояние между дорожками нужно делать как можно больше. Впрочем, даже в самом худшем случае емкость дорожек не превышает единиц-десятков пикофарад, т. е. в цифровых и низкочастотных аналоговых устройствах ее можно не учитывать, но все равно расстояние между дорожками должно быть больше 0,3...0,5 мм.

Сопротивление стеклотекстолита как диэлектрика огромно и превышает 10 гигаом, поэтому в большинстве устройств его можно не учитывать. Но в некоторых (например, измерительных усилителях), потребляющих от источника сиг-

нала ничтожный (практически нулевой) ток, сопротивление текстолита оказывается меньше сопротивления изоляции полевых транзисторов (даже у самого плохого полевого транзистора с изолированным затвором оно больше 1000 гигаом), поэтому монтаж входных цепей таких устройств обычно выполняют навесным («на соплях») методом или изготавливают все устройство на пластине очень дорогой, специально предназначенной для этой цели фольгированной пластмассы.

Повышенные требования к «правильной» разводке дорожек предъявляют высокочастотные и все аналоговые устройства. Цифровые схемы в этом плане довольно «дубовые»: если для аналогового устройства импульс амплитудой в тысячные доли вольта уже помеха (т. к. амплитуда полезного, усиливаемого сигнала может быть даже меньше), то цифровое устройство на такой импульс не реагирует — для него амплитуда «помехи» должна быть как минимум больше напряжения переключения, т. е. более 2...5 В. Поэтому разводить дорожки не очень высокочастотных (менее 10 МГц) цифровых устройств можно, пренебрегая всеми правилами.

Дальше в качестве примера будут рассмотрены рисунки печатных плат цифрового и аналогового устройств. Все описанное здесь относится не только к печатным платам, но и ко всем остальным видам макетирования, тем более что у них, по сравнению с печатным монтажом, длина «дорожек» больше, а возможностей сделать «отводы» от середины дорожки меньше.

Начнем с печатной платы цифрового устройства. В качестве примера возьмем универсальный логический пробник (рис. 3.11). Его схема подробно рассматривалась в I томе книги, поэтому здесь я лишь кратко повторю его особенности: при уровне лог. «0» на любом из входов X1—X8 на соответствующем выходе светится зеленый светодиод, при уровне лог. «1» светится красный, а когда вход никуда не подключен (или выход проверяемой микросхемы перешел в Z-состояние), оба светодиода гаснут. Также в составе пробника есть мощный генератор частоты 800 Гц и маломощный низкочастотный генератор (8 Гц), который можно «превращать» в одновибратор. Напряжение питания пробника — 3...18 В, потребляемый ток — 3...20 мА, входное сопротивление численно равно сопротивлению резисторов R4—R11.

В схеме используются микросхемы K561ЛН2 — шесть инверторов в одном корпусе, их расположение показано на рис. 3.12, а. Так как для управления светодиодами от каждой микросхемы желательно задействовать одинаковое число элементов (ведь светодиоды потребляют значительный для КМОП-ИМС ток, и, если задействовать для управления ими все 6 элементов, нагрев кристалла микросхемы увеличится), то микросхемы на плате лучше всего располагать горизонтально, ведь плата все равно будет широкой из-за значительных размеров светодиодов. А светодиоды проще всего располагать в ряд по два: в верхнем ряду — красные, а в нижнем — зеленые.

То есть внешний вид нашей платы будет походить на то, что изображено на рис. 3.12, б. Только при таком расположении деталей плата будет иметь минимальные размеры, а это, учитывая дороговизну текстолита и раствора для травления, немаловажно. Диаметр кругов на плате — наибольший диаметр используемых светодиодов; его лучше всего определять с помощью специальной линей-

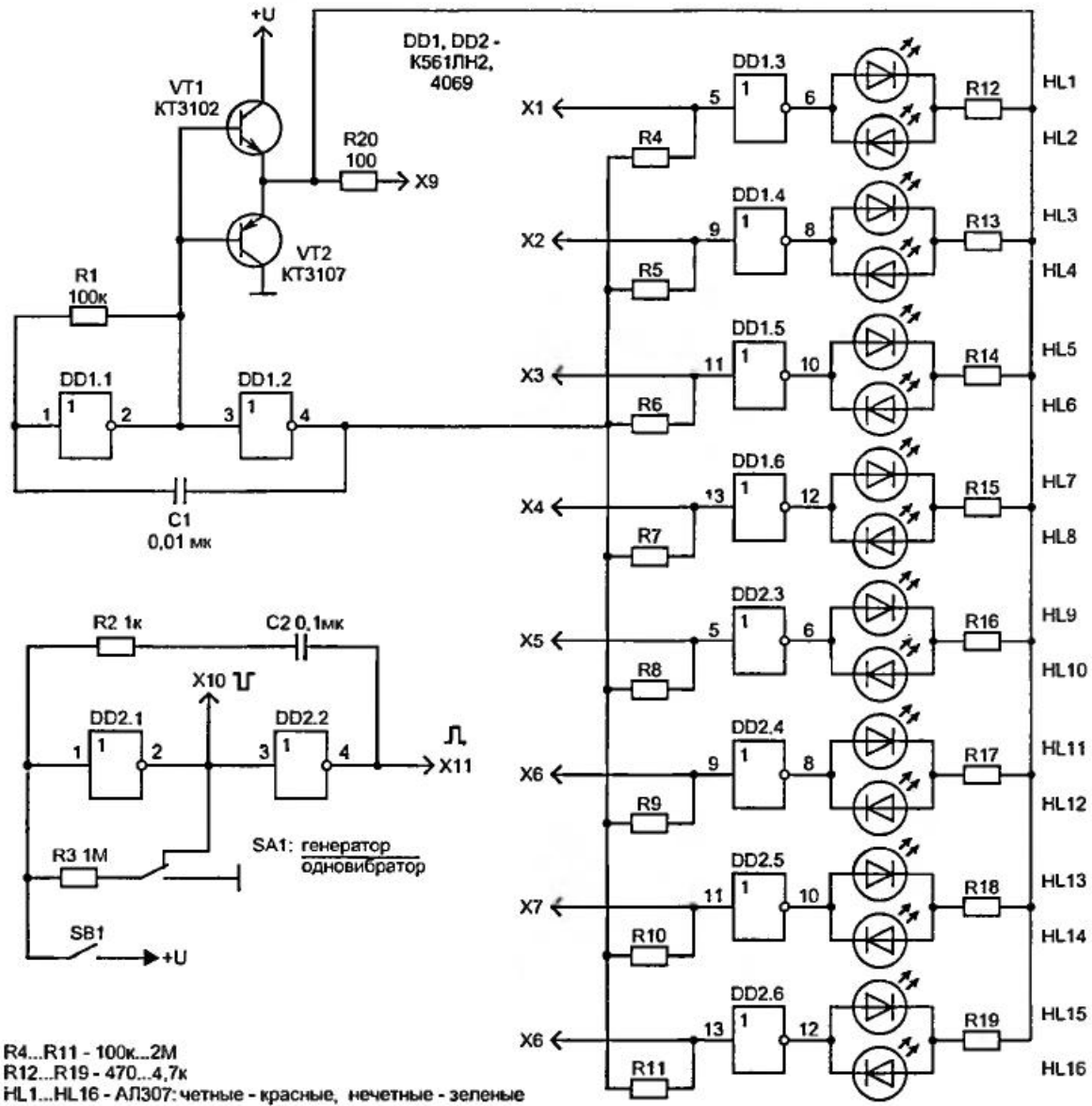


Рис. 3.11. Схема универсального цифрового пробника

ки, на поверхности которой проделано множество кружков разного диаметра (такими линейками захламлены все «ученические» магазины и киоски). Берете линейку, берете светодиод и «ищите» светодиодом такое отверстие, в которое он свободно «пролазит». После этого остается только обвести это отверстие ручкой на схеме нужное число раз. В целях экономии места на плате (ширины) кружки нужно рисовать практически «впритык», но так, чтобы они не «наползали» друг на друга — «сжать» реальную деталь невозможно.

Теперь можно приступать к рисованию собственно печатной платы, заменив кружочки с прямоугольниками точками — выводами деталей. Но для начала нужно узнать расстояние между выводами этих самых деталей — с помощью линейки или «клеточек» бумаги. У светодиодов расстояние между выводами равно 3 мм, у микросхем — 2,5 мм и 7,5 мм между рядами выводов, у резисторов, если располагать их горизонтально, — 8...10 мм (МЛТ — 0,125, МЛТ — 0,25), у конденсаторов — 3...5 мм. Транзисторы изготовлены в корпусе ТО-92 с проволочными выводами, и расстояние между ними может быть любым.

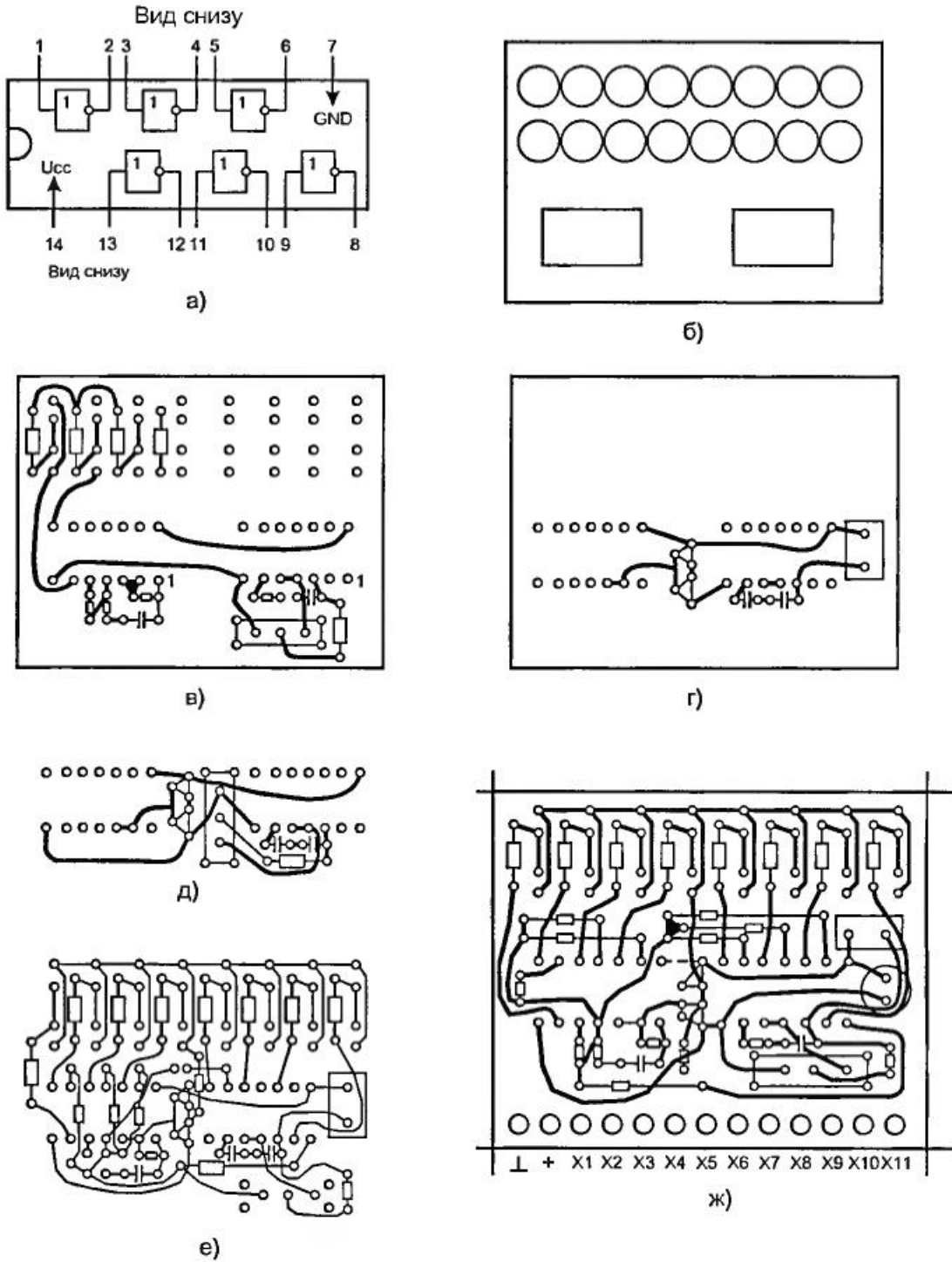


Рис. 3.12. Этапы создания платы логического пробника

Так как между двумя микросхемами должны быть связи (шины питания), то со светодиодами нужно соединить выходы «верхних» инверторов и по одному «нижнему» инвертору — тому, который ближе к краю платы. Токоограничивающие резисторы R12...R19 имеет смысл расположить под светодиодами — места для них там достаточно, правда, в собранном пробнике поменять резистор без предварительной выпайки обоих светодиодов будет невозможно, но это и не надо. Внешние элементы генераторов расположим в непосредственной близости от соответствующих выводов, причем постараемся, чтобы они занимали как

можно меньшую площадь — впоследствии, если такие «жертвы» окажутся ненужными, их легко будет «растянуть», а вот «сжать» будет сложновато.

Получающийся рисунок платы изображен на рис. 3.12, в. К сожалению, книга одноцветная, поэтому дорожки, которые я обычно рисую красным цветом (а детали, отверстия для их выводов и контуры этих деталей — черным), на рисунках нарисованы более толстыми черными линиями. Так же рекомендую рисовать платы со стороны монтажа (т. е. с обратной стороны — не с той, с которой устанавливаются детали) — так гораздо удобнее хотя бы потому, что накернять отверстия для их последующего высверливания лучше всего со стороны фольги (фольга мягкая, поэтому вмятина от керна (гвоздя) получается глубже; при высверливании отверстий ручной «сверлилкой», а не станком сверло очень часто отклоняется от вертикали, и если расстояние между отверстиями на той стороне платы, с которой вы начинаете сверлить, равно, например, 2,5 мм, это еще не значит, что и с обратной стороны оно будет таким же, и если «обратной» стороной является «сторона дорожек», нарисовать контактные площадки — кружки для выводов деталей будет очень сложно), а также потому, что в противном случае для того, чтобы нарисовать дорожки, придется все равно перерисовывать рисунок платы в зеркальном виде — со стороны дорожек.

На «рабочих» рисунках плат должно быть как можно меньше «графических излишеств»! Не нужно нумеровать детали (C1, VT2, R10) в соответствии со схемой, а также наносить их номиналы — это несложно определить и потом, на стадии впаивания деталей, зато в том месте рисунка, в котором «должна была стоять» такая надпись, вполне можно будет нарисовать какую-нибудь другую деталь, сэкономив тем самым на размерах платы. А вот условные графические обозначения отдельных элементов (резисторов, конденсаторов, катушек, лампочек и диодов), а также контуры корпуса крупногабаритных элементов рисовать нужно обязательно, но при этом нужно стремиться, чтобы они не были больше самой детали. Так вы, во-первых, будете легче ориентироваться в рисунке (не спутаете резистор с диодом), а во-вторых, не нарисуете другую деталь в том месте, которое занимает слишком большой корпус первой. Для того чтобы знать, какие детали вы уже нарисовали (имеется в виду номер детали), а какие — нет, нарисуйте на бумаге таблицу, аналогичную изображенной на рис. 3.13, или наделайте ксерокопий «книжной» таблицы. Пользоваться ею очень легко: сверху, над любым столбиком помечается класс элементов (например, «резисторы»), а цифры в этом столбике обозначают номер ненарисованного резистора. Нарисовали резистор R3 — в столбике «резисторы» зачеркиваете клеточку, в которой стоит цифра «3». И так далее. У микросхем на схемах нужно помечать только первый вывод — обычно это делают с помощью маленькой косой палочки, выходящей из кружка вывода 1 под углом 45°. Но удобнее всего помечать его маленькой цифрой «1».

Как видно из рис. 3.12, в, у нас между микросхемами получается слишком много свободного места. Поэтому логично разместить там эмиттерный повторитель на транзисторах, а правую микросхему «сдвинуть» влево и в освободившееся место «пристроить» кнопку. Это и сделано на рис. 3.12, г; токоограничительные резисторы удобнее всего подключить между выходами микросхемы и свето-

Резисторы	Конденсаторы	Диоды																	
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4
5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5
6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6	6
7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7
8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9	9
10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11	11
12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12
13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13	13
14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14
15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15	15
16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16
17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17	17
18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18	18
19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19	19
20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20
21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21
22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22
23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23	23
24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24
25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25
26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26
27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27	27
28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28	28
29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29	29
30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30

Рис. 3.13

диодами, а не так, как показано на рис. 3.11, что и сделано, ведь при последовательном соединении «от смены мест слагаемых сумма не меняется». Это же относится и к тому, что для низкочастотного генератора задействованы «другие» элементы, а не те, что указаны (номера выводов) на схеме, — все элементы абсолютно одинаковы, и для схемы все равно, где и какой элемент будет использоваться. Но это относится только к тем микросхемам, **элементы которых ничем друг от друга не отличаются.**

Но все равно, даже на рис. 3.12, *г* между микросхемами есть «лишнее» место. Поэтому попробуем «вставить» туда переключатель (рис. 3.12, *д*). Видно, что в таком случае на кнопку места не остается — «впихнуть» ее в правый нижний угол никак не получится, а увеличивать ширину платы только ради кнопки как-то неинтересно... Поэтому отбрасываем этот вариант.

Попытаемся усовершенствовать рисунок 3.12, *г*. Расстояние между микросхемами сократим до минимума, но так, чтобы транзисторы можно было «всунуть» без проблем, переключатель с резистором (R3) сдвинем правее, а также попытаемся нарисовать «входные» резисторы (R4—R11). То, что в итоге может получиться, показано на рис. 3.12, *е*. Три левых «входных» резистора располагаются над микросхемой.

Смотрим, что можно изменить. Левую микросхему можно сдвинуть на 2,5 мм вниз и 2,5 мм влево. Расстояние между светодиодами и микросхемами увеличиваем на 2,5 мм — тогда в этом промежутке можно будет разместить все «входные» резисторы. Кнопку перемещаем вверх, а правую микросхему сдвигаем вправо, тогда пространство между микросхемами увеличивается, и в него можно «всунуть» электролитический конденсатор значительной емкости (более 100 мкФ). Хотя он на схеме и не показан, вреда от него не будет — только польза: ведь любой генератор на логических элементах, из-за периодически возникающих сквозных токов на выходах элементов, создает на проводах питания пульсации напряжения (фон), который может нарушить работу другой (этой — все «до лампочки»), проверяемой, схемы. А «электролит» попросту не допустит **возникновения** фона. Поэтому во многих цифровых схемах фильтрующие конденсаторы обязательны, но на принципиальных схемах (типа рис. 3.11) не рисуются. Объясняется это нежеланием авторов загромождать свои схемы «ненужными» деталями, которые любой более-менее знающий радиолюбитель поставит сам, и не в единственном количестве.

Окончательный вариант рисунка платы приведен на рис. 3.12, *ж*. Пунктирными линиями на подобных рисунках обычно помечаются перемычки из проволоки или проводов в изоляции, когда сделать соединение между деталями дорожкой не получается. Всегда нужно стремиться, чтобы перемычек было как можно меньше — возни с ними гораздо больше, чем с дорожками.

К сожалению, один из «входных» резисторов пришлось расположить над двумя другими, иначе пришлось бы увеличить, только ради него, ширину платы на 2,5 мм. Вообще, расположение элементов «в два этажа» в электронике считается дурным тоном, тогда менять детали становится гораздо сложнее, но в исключительных случаях это допускается. Тем более что под светодиодами резисторов все равно не видно.

Провода к схеме (X1—X11 и провода питания) припаиваются непосредственно к соответствующим выводам микросхем и конденсатора (со стороны дорожек, разумеется), после чего через отверстия в нижнем углу платы «вытягиваются» наружу. Такой способ крепления проводов очень удобен по двум причинам: во-первых, провод никогда не обломается, как это часто бывает, если его припаять как вывод какой-нибудь детали, а во-вторых, экономится площадь платы — не нужно предусматривать контактные площадки специально для проводов.

Несмотря на то что весь процесс создания платы в книге описан очень подробно, у меня он занял примерно двое суток (с перерывами). Поспешить — людей насмешит, поэтому быстро создать какую-нибудь не очень простую плату, тем более минимальных размеров, невозможно. Ускорить работу можно, используя компьютер, но, во-первых, он есть не у всех, а те, у кого он есть, увлекаются не электроникой, а играми, а во-вторых, мощные программы с простым интерфейсом большинству радиолюбителей пока недоступны. Другие, более удобные, способы создания платы мне неизвестны.

Теперь попробуем создать плату какого-нибудь аналогового устройства, например, мощного УМЗЧ, по схеме на рис. 3.14. Так как усилитель работает с аналоговым сигналом и включает в себя чувствительный предварительный усилитель на ОУ DA1, нам нужно будет учитывать сопротивление и индуктивность **всех** дорожек.

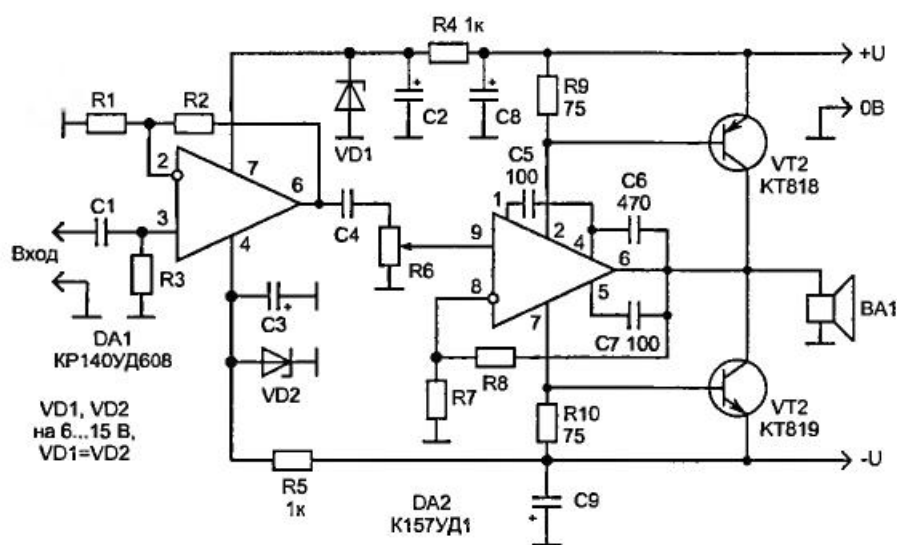


Рис. 3.14. Схема мощного УМЗЧ

Из рисунка видно, что эту схему можно разбить на два блока: предварительный усилитель (DA1, R1—R5, C1—C4, VD1, VD2) и оконечный усилитель (все остальные детали). Поэтому и на плате, для того чтобы исключить влияние (по цепям питания) мощного усилителя на чувствительный маломощный, «нарисуем» их отдельно.

Немного теории. Как уже говорилось выше, любая дорожка обладает некоторым, хоть и ничтожно малым, сопротивлением, поэтому **каждый провод на схемах можно изображать как резистор небольшого сопротивления**. Очень часто столь малое сопротивление можно не учитывать, как, например,

можно не учитывать сопротивление дорожек между резистором R_4 и выводами питания микросхем в схеме на рис. 3.14 (ведь сопротивление резистора гораздо больше). Но в тех случаях, когда через дорожку течет значительный ток, на ней создается некоторое падение напряжения (в соответствии с законом Ома), т. е. ее сопротивление придется учитывать.

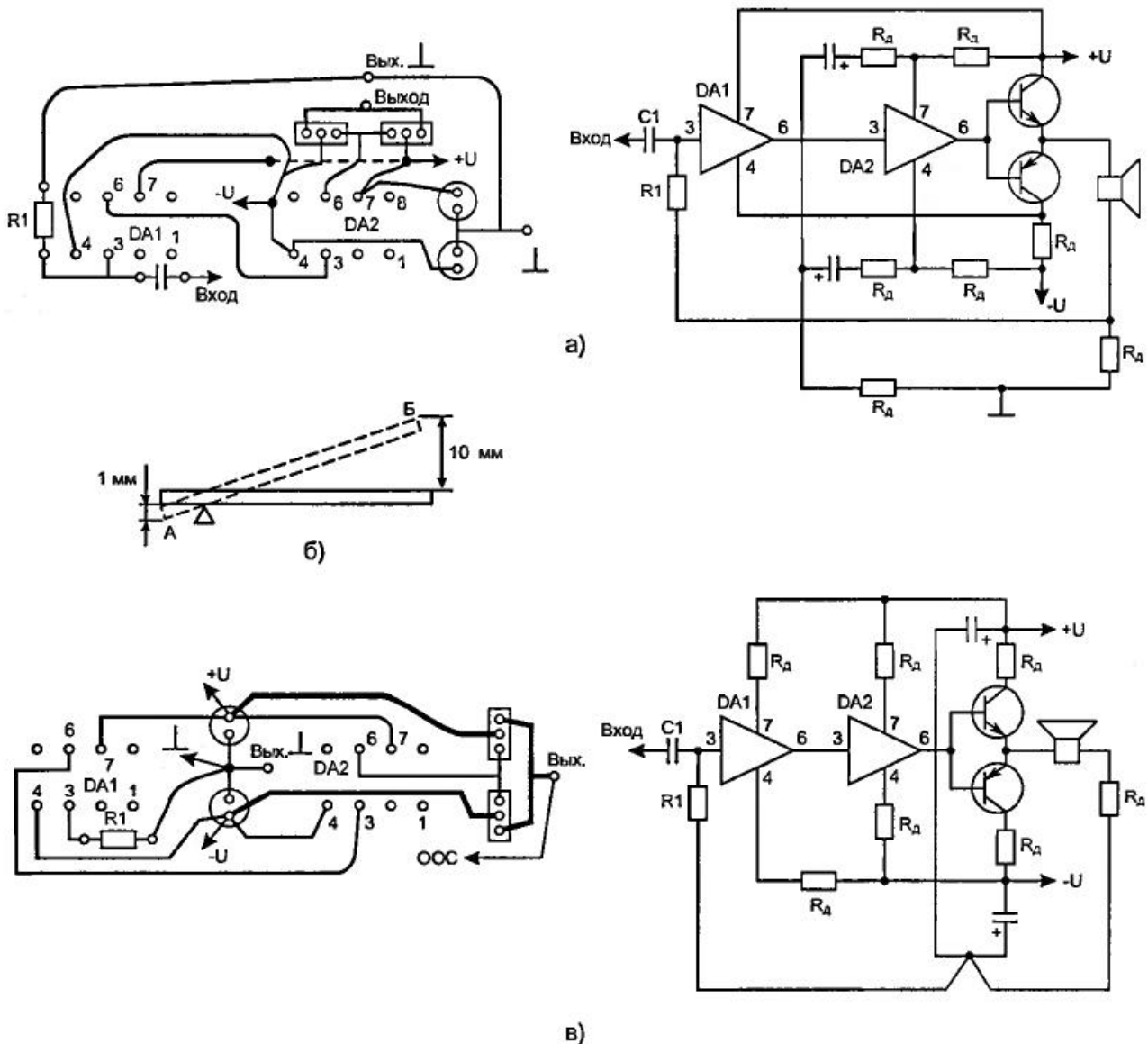


Рис. 3.15. «Неправильная» (а) и «правильная» (в) печатная плата одного и того же УМЗЧ. б — иллюстрация «закона рычага»

Допустим, усилитель собран по схеме, аналогичной изображенной на рис. 3.15, а (здесь и далее R_d — сопротивление дорожки, 0,05...1,0 Ом). Чтобы не загромождать рисунок, цепи ООС не показаны. Кажется, все правильно — все напряжения на обе микросхемы поданы, все дорожки нарисованы, случайных коротких замыканий нет. Но если вы включите такой усилитель, то не услышите ничего, кроме искажений. В чем дело?

А дело как раз таки в неправильной разводке дорожек. Смотрите: напряжение питания для чувствительного предварительного усилителя снимается с

выводов мощных выходных транзисторов, и даже электролитические конденсаторы ничего с пульсациями сделать не могут, они расположены слишком далеко, и длина дорожки от коллектора транзистора до точки, к которой подключен вывод питания предварительного усилителя, гораздо меньше, чем от этой точки и до конденсатора. Получился классический делитель напряжения, который подчиняется закону рычага (рис. 3.15, б): если конденсатор, подключенный в точке «а», жестко зафиксирует положение рычага и его перемещение не превышает 1 мм (на рисунке), то изменение положения рычага в точке «б» составит уже около 10 мм — при неизменной амплитуде колебаний в точке «а». Поэтому, если вы хотите, чтобы пульсации напряжения на выводах питания микросхемы предварительного усилителя были минимальными, эти выводы нужно подключить «своими» дорожками непосредственно к выводам конденсаторов. А на сопротивление этих дорожек, если микросхема потребляет небольшой ток, можно не обращать внимания.

То же самое относится и к выводам питания микросхемы оконечного усилителя. Напряжение с проводов питания идет в конденсаторы через выводы транзистора и микросхемы, при этом создается все тот же делитель напряжения (т. к. транзистор — «генератор» помех и искажений). Правильной будет следующая конфигурация: напряжение с проводов питания идет непосредственно к конденсаторам, а от них отходит 3 дорожки: две — к микросхемам и одна толще — к транзистору.

Но все это ерунда — современные микросхемы практически нечувствительны к пульсациям напряжения питания (вспомните о коэффициенте подавления пульсаций напряжения питания, о нем говорилось в начале книги, и у современных ОУ он достигает десятков тысяч). В современных усилителях **стабильным должно быть только образцовое напряжение** — в нашем случае 0 В. Ведь принцип действия усилителя на ОУ заключается в постоянном сравнении входного напряжения с образцовым и выдаче сигнала разбаланса на выход. А если образцовое напряжение весьма далеко от **образцового**, например, пульсирует с частотой сетевого напряжения? Хороший усилитель усилит эти пульсации, и в динамиках будет слышен характерный фон переменного тока. То есть сигнал будет искажен. А если к тому же напряжение на этой шине изменяется в такт с сигналом (влияет мощная низкоомная нагрузка), самовозбуждение усилителя неизбежно. При этом ни о каком усилении не может быть и речи. Именно поэтому малоопытные радиолюбители очень часто бракуют вполне работоспособные схемы, автор которых не догадался дать чертежи печатных плат, и поэтому один и тот же усилитель, но собранный по разным чертежам плат, «звучит» по-разному.

Смотрим, как обстоит дело с «землями» на рис. 3.15, а. «Нулевой» провод подключен непосредственно к электролитическим конденсаторам, что, в принципе, правильно. Далее он идет на «холодный» вывод динамика — нагрузки, и с него, через резистор — на вход усилителя DA1. В этом и заключается ошибка, из-за которой усилитель самовозбудится (загудит, запищит и т. д.): при изменении напряжения на выводах нагрузки напряжение в точке «вых. 1» также будет очень незначительно, не более чем на 0,1...1,0 В, изменяться, следовательно, на

те же 0,1...1,0 В будет изменяться, относительно точки «0 В», напряжение и на выводе 3 — входе чувствительного предварительного усилителя. А для него, вообще-то, максимально допустимая амплитуда входного сигнала равна, например, 50 мВ — т. е. 0,05 В. То есть из-за этой маленькой, но неправильно нарисованной дорожки усилитель будет самовозбуждаться — его выходные транзисторы будут периодически и с высокой частотой открываться до насыщения под влиянием малейших дестабилизирующих факторов (фон переменного тока, индуктивные всплески в цепях питания при переключении выходных транзисторов, внешние воздействия на усилитель, попадание частоты сигнала в резонанс и т. д.). Правильнее будет сигнал «0 В» для DA1 снять непосредственно с точки соединения выводов конденсаторов: там пульсации этого напряжения минимальны. Но при этом и для DA2 этот же сигнал должен быть взят из той же точки: разность напряжений «0 В» для DA1 и для DA2 должна быть как можно меньше.

Правильная во всех смыслах печатная плата такого усилителя нарисована на рис. 3.15, в. Дорожек на этой плате гораздо больше, чем на плате рис. 3.15, а, зато звук гораздо лучше и нет возбуждения. Шины «+U» и «-U» подключены к каждой микросхеме и транзистору индивидуальной («своей») дорожкой, причем все дорожки выходят из одной точки, в которую впаян вывод конденсатора. Как известно из школьного учебника физики, **сумма всех токов** (и втекающих, и вытекающих) в точке соединения любого количества проводников, **равна нулю**, в противном случае нарушится закон сохранения энергии. Поэтому влияние отдельных элементов схемы друг на друга минимально только тогда, когда все проводники (по которым течет значительный ток) «выходят» из одной точки. И как бы ни было заманчиво объединить проводники, подходящие ко входам питания микросхемы DA2, с проводниками, идущими на коллекторные выводы транзисторов (ведь они проходят параллельно друг другу и рядом), делать этого нельзя — образуется уже упомянутый выше резисторный делитель напряжения, в котором вместо резисторов — дорожки, и влияние транзисторов на микросхему DA2 по цепям питания резко усилится.

А вот с «землями» (общий провод) на этом рисунке сложновато. Ведь «электrolита» два, и оба равноценно важны для улучшения качества усиливаемого звука. Поэтому приходится идти на компромисс: посередине дорожки, соединяющей выводы конденсаторов, нарисовать точку минимального диаметра и уже от этой точки рисовать дорожки к микросхемам и нагрузке. Тогда дорожки от выводов конденсаторов к точке можно представить просто как «удлиненные» выводы конденсаторов. Кстати, в центре этой точки можно просверлить отверстие и впаять в него провод от нагрузки (динамика).

Ни в коем случае нельзя вести «земляные» дорожки к одной части схемы от места пайки, например верхнего конденсатора, а к другой — от нижнего! В таком случае на дорожке, соединяющей выводы конденсаторов, возникнет банальный «перепихон» токов, и тогда в динамиках вы услышите не только фон переменного тока (а его в «правильных» усилителях **никогда** не бывает), но еще и специфические помехи и искажения, которые столь же малоприятны на слух. Впрочем, от столь короткой, как на рисунке, дорожки, заметных искажений в таком случае не будет, но в том-то все и дело, что мне и моим знакомым мастерам довольно часто приносили «посмотреть» промышленные образцы бытовой

техники (в основном отечественной), которые плохо работали именно по этой причине — «перепихон» токов. После перепайки дорожек, по которым течет образцовое напряжение, в виде звезды с лучами, в центре которой припаян вывод фильтрующего конденсатора, качество работы устройства заметно улучшалось. По аналогичным причинам на Руси и возникло поверье — для улучшения качества какой-нибудь вещи ее сразу же после приобретения нужно «показать» мастеру или хотя бы освятить в церкви, а также поговорка «дело мастера боится».

Сигнал ООС для DA2 с выхода усилителя нужно снимать так, как показано на рис. 3.15, в, — непосредственно с той точки, к которой припаян провод от нагрузки, а не к эмиттеру нижнего транзистора, как удобней, ведь нам нужно с помощью ООС корректировать сигнал на нагрузке, а не на выводе транзистора. А вот правило «звезды» в выходных цепях, охваченных обратной связью, можно не соблюдать, что и сделано на рисунке. Это же относится и к тем дорожкам, падение напряжения на которых, под воздействием протекающего через них тока, слишком мало для того, чтобы его нужно было учитывать. На рис. 3.15, в таковой является дорожка, соединяющая выход DA2 с базами транзисторов. Но, тем не менее, даже такие дорожки лучше рисовать по правилам.

Во всех подобных схемах единственный «враг» помех и пульсаций — конденсатор. Для борьбы с низкочастотным фоном емкость конденсатора должна быть побольше (из расчета 2000 мкФ на каждый 1 А тока) — емкостное сопротивление такого конденсатора очень невелико, и он успешно сглаживает пульсации, возникшие как из-за падения напряжения на дорожках, так и в результате их ЭДС самоиндукции. Но емкостное сопротивление «электролитов» даже на высоких частотах редко бывает ниже долей...единиц Ом — для исправления ситуации параллельно им можно подключить пленочные или керамические конденсаторы максимально возможной (в разумных пределах) емкости. Емкостное сопротивление таких конденсаторов на высоких частотах гораздо меньше сопротивления дорожек.

Длина дорожек, отходящих от конденсаторов к другим элементам, должна быть поменьше, ведь их сопротивление и индуктивность ничем не компенсируется. «Дополнительные» фильтрующие конденсаторы, для компенсации слишком большой длины дорожек или проводов, нужно подключать с большой осторожностью, иначе можно только все испортить. Подробнее об этом будет говориться чуть дальше. Минимальная ширина дорожек («стандартный» стеклотекстолит, дорожки покрыты слоем припоя) — 0,6...0,8 мм на каждый 1 А протекающего через них тока, т. е. при токе 3 А дорожки должны быть шире $0,7 \text{ мм} \times 3 \text{ А} = 2,1 \text{ мм}$. При меньшей ширине падение напряжения на дорожке будет слишком большим, следовательно, на ней будет выделяться слишком большая мощность ($P = U \cdot I$), т. е. она может попросту «перегореть», как проволочка внутри плавкого предохранителя.

Пример печатной платы усилителя по рис. 3.14 изображен на рис. 3.16. Как видно из схемы, «ось вращения» — конденсаторы C8 и C9: качество усилителя зависит практически только от «правильности» разводки дорожек от этих конденсаторов. Конденсаторы C2 и C3 в схеме не обязательны: ОУ DA1 нечувствителен к пульсациям напряжения питания, а «земля» общая для обеих микросхем. Кстати, такое (рис. 3.14) подключение мощных транзисторов к ОУ DA2 возможно по этой же причине: он нечувствителен к изменению напряжения пи-

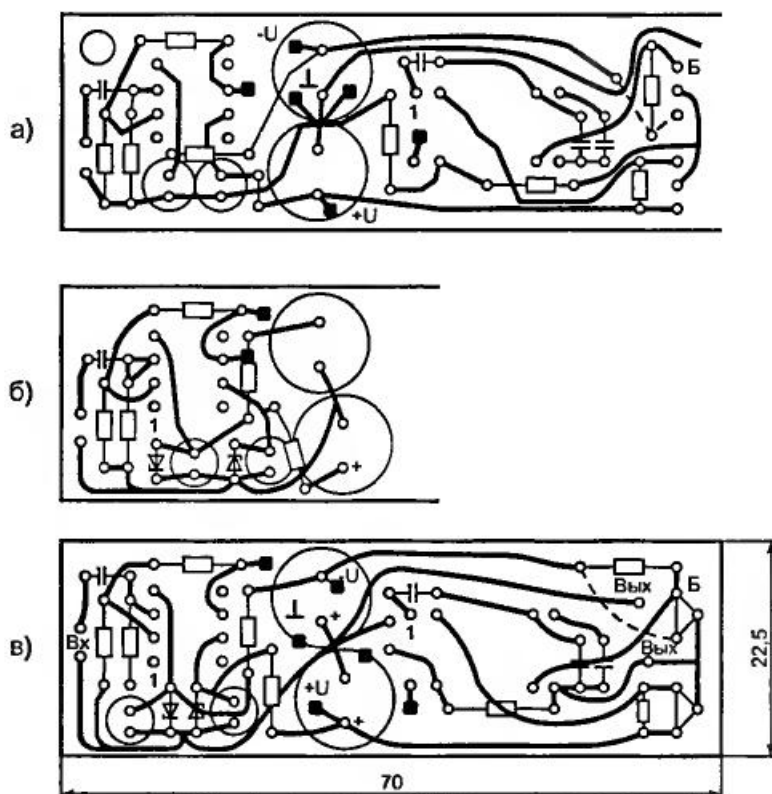


Рис. 3.16. Этапы создания печатной платы усилителя звука

тания. Но, так как стабилитроны довольно сильно шумят (а без них не обойтись — напряжение питания усилителя гораздо больше максимально допустимого напряжения для DA1), то для «закорачивания» шумов на общий провод можно поставить конденсаторы. Впрочем, хорошие ОУ (а плохие в этой книге не рассматриваются) отлично работают и без них.

Сопротивления резисторов R4 и R5 выбираются такие ($R4 = R5$), при которых, при номинальном напряжении питания, через стабилитроны протекает «лишний» ток 1...5 мА. Подобрать резисторы можно таким образом: вначале на основе резистора и стабилитрона собирается простейший стабилизатор напряжения, резистором выставляется ток в цепи, равный 1...5 мА, и измеряется напряжение на стабилитроне. После этого стабилитрон впаивается в схему и сопротивление резистора R4 (R5) уменьшается до тех пор, пока напряжение на стабилитроне не станет равным измеренному и перестанет увеличиваться. Одновременно нужно «настраивать» оба стабилитрона.

Емкость конденсаторов C2 и C3 может быть в пределах 4,7...100 мкФ; емкость конденсаторов C1 и C4 должна быть такой, чтобы постоянная времени $\tau = R \times C$ (C1–R3, C4–R6; C — в мкФ, R — в МОм) была не менее 0,1. Эти конденсаторы (C1, C4) должны быть пленочными или керамическими, но не электролитическими. Конденсаторы C5–C7 — стандартные цепи коррекции для K157УД1, и изменять их номиналы нежелательно. Про все остальные элементы уже говорилось выше. Коэффициент усиления по напряжению для DA2 не должен превышать 10...15, напряжение питания — ± 25 В.

Несколько сложнее рисовать платы устройств с однополярным напряжением питания. В таких устройствах «образцовым» обычно считается напряжение

на одной из шин питания: отрицательной (схема с общим минусом) или положительной (схема с общим плюсом). Все современные устройства собраны по схеме с общим минусом.

Так как большинство ОУ и усилителей на их основе не способны работать с напряжением, близким по величине к напряжению на шине питания, в подобных устройствах обычно формируют «искусственную среднюю точку» с помощью делителя напряжения на резисторах. Для стабилизации образцового напряжения один из резисторов шунтируют конденсатором значительной емкости (постоянная времени $\tau = 0,5...1,0$), в устройствах с общим минусом один из выводов этого конденсатора соединяют с отрицательным выводом источника питания. Емкостное сопротивление такого конденсатора на звуковых и более высоких частотах ничтожно мало, поэтому можно считать, что на таких частотах образцовое напряжение практически неизменно относительно «общего» (минуса). Этот конденсатор необходим из-за того, что через цепи обратной связи микросхем в источник образцового напряжения течет довольно большой переменный ток, постоянная составляющая которого равна нулю; под воздействием этого тока образцовое напряжение «проседать» не должно — для этого и ставят конденсатор.

Обычно многокаскадные усилители с однополярным напряжением питания строятся по схеме, аналогичной изображенной на рис. 3.17, а. Назначение обеих микросхем в этой схеме — то же, что и на рис. 3.15. На элементах R1, R2, C1 собран источник образцового напряжения — на платах его нужно «рисовать» как можно ближе к самой чувствительной микросхеме.

С выхода микросхемы DA1 сигнал через регулятор громкости поступает на вход микросхемы DA2. И вот тут начинаются проблемы. Дело в том, что при правильной разводке общего провода, в условиях помех на шинах питания (устройство питается от сети переменного тока, и напряжение питания пульсирующее, или к тому же источнику питания подключена другая мощная нагрузка, работающая в импульсном режиме, например, автомобильная система зажигания), амплитуда пульсаций на общем проводе (минусе) первой микросхемы может не совпадать с амплитудой пульсаций (а также и с фазой) на общем проводе второй. К тому же, если вторая микросхема потребляет значительный ток (усилитель мощности), на дорожках, которыми она подключена к источнику питания, может создаваться довольно большое падение напряжения. Поэтому в такой (рис. 3.17, а) схеме усилителя конденсатор C2 ставить ни в коем случае нельзя, а выводы резистора R4 нужно закортить!

Допустим, что напряжение на общем проводе DA1 относительно шины «+U» пульсирующее, а на общем проводе DA2, относительно той же точки, строго постоянно (обычно бывает наоборот, но так легче объяснить). Тогда и образцовое напряжение из-за влияния конденсатора C1 станет пульсирующим и будет строго повторять форму напряжения на общем проводе DA1, к которому и подключен конденсатор. Напряжение на выходе DA1 также будет пульсирующее относительно общего провода DA1, но будет **постоянным** (при отсутствии сигнала на входе) относительно образцового напряжения! А принцип действия DA2, как и любого ОУ — сравнение напряжений на входах; на синхронное из-

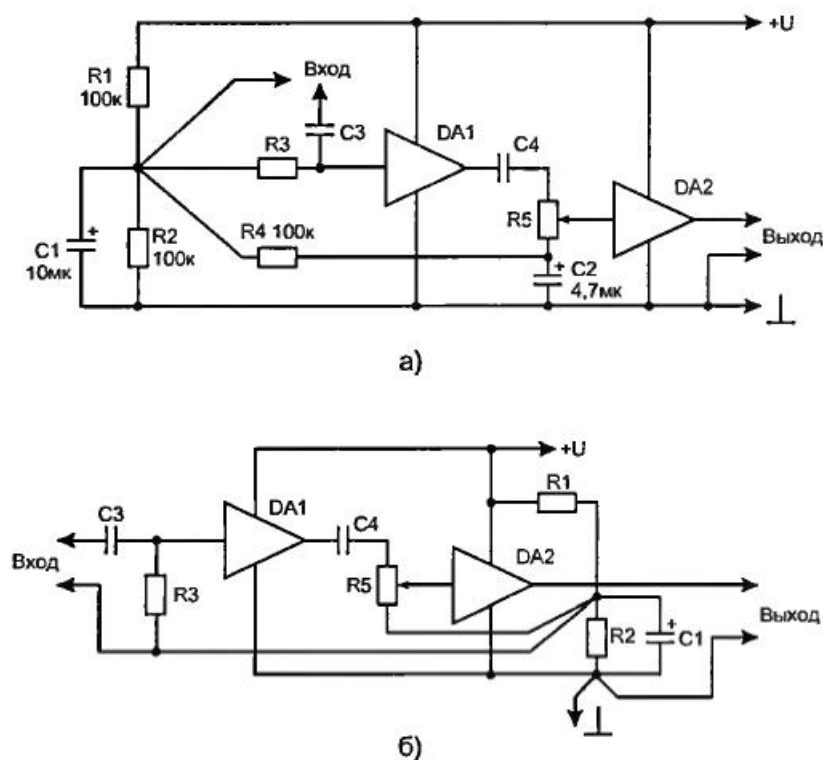


Рис. 3.17. Разные схемы монтажа одного и того же усилителя с однополярным питанием

менение напряжений на входах он не реагирует. То есть если амплитуда и фаза сигнала на входе DA2 будет совпадать с таковыми у образцового напряжения для этой микросхемы, разность этих напряжений в любой момент времени будет одинаковой, т. е. для DA2 это «постоянный ток». Если же мы поставим конденсатор C2, образцовое напряжение у DA2 станет постоянным (как и напряжение на ее общем проводе) и пульсирующее напряжение на выходе DA1 относительно постоянного образцового будет воспринято DA2 как «переменный ток»; он будет усилен микросхемой, и пульсации напряжения питания DA1 будут слышны в динамиках в виде рокота или гула.

Поэтому конденсатор, фильтрующий образцовое напряжение (C1 на рис. 3.17, а) должен быть единственным на всю схему. Все дорожки должны отходить от точки, в которую впаян положительный вывод этого конденсатора (схемы с общим минусом); «общие» выводы обоих резисторов, включенных на входах ОУ, можно соединить вместе и «провести» к конденсатору одной дорожкой.

Нагрузку микросхемы DA2, если на ней выделяется значительная мощность, нужно включать между ее выходом и той точкой, в которую впаян отрицательный вывод конденсатора C1. Если вы внимательно прочитали два предыдущих абзаца, то сможете сами догадаться, почему **только в таком случае** амплитуда помех и фона в нагрузке будет минимальной и почему ее нельзя подключать к отрицательному выводу микросхемы DA2. Выход «0 В» источника питания нужно подключить непосредственно к конденсатору C1 и уже от него толстой дорожкой — к DA2 и тонкой — к DA1. Провод «+U» можно подключить в любой точке схемы. Если в источнике питания «стоит» только диодный мостик, но нет «элек-

тролитов» или если суммарная длина проводов (обоих) между ним и схемой превышает 50 см, электролитический конденсатор значительной емкости (1000 мкФ и более) можно включить на плате так, чтобы его выводы дорожками как можно меньшей длины, но максимальной ширины соединялись с отрицательным выводом конденсатора С1 и той точкой, к которой подключен провод «+U»; а лучше этот провод («+U») подать на конденсатор отдельно и все остальные нагрузки (микросхемы) подключить к «точке» его вывода.

В некоторых случаях источник образцового напряжения целесообразно собрать возле оконечного усилителя (рис. 3.17, б), например, когда отрицательный вывод DA2 соединен непосредственно с корпусом устройства, а нагрузка подключается между его выходом и корпусом. Также такая схема незаменима в тех случаях, когда предварительный усилитель соединяется с оконечным по той либо иной причине очень длинным кабелем. Работает эта схема аналогично рассмотренной выше. Кстати, во многих современных мощных усилителях (DA2) есть внутренний делитель напряжения — «снаружи» подключается только конденсатор (к выходу REF). Этот источник образцового напряжения нужно использовать и для питания всех остальных предварительных усилителей.

Так как в этой схеме первый усилитель (DA1) потребляет небольшой ток, то падение напряжения на его шинах питания можно не учитывать. То есть возле него можно поставить еще один фильтрующий конденсатор, отрицательный вывод которого соединен с таким же выводом DA1. А вот конденсатор, фильтрующий напряжение питания устройства, как и в рассмотренном выше примере, должен быть единственным и подключенным возле DA2. Подключать такой же конденсатор еще и к выводам питания DA1 нельзя — уровень фона возрастет: из-за конденсатора помехи, пришедшие на DA1 по цепям «+U» и «общий», будут суммироваться и влияние этого на выходной сигнал DA1 предсказать будет очень сложно. Вообще, в схемах на ОУ постоянным должно быть только образцовое напряжение — относительно общего провода; а напряжение питания может быть даже очень сильно пульсирующим — на это ОУ «не обращают внимания».

Сложнее всего согласовать отдельные устройства, которые находятся на значительном удалении друг от друга. В таком случае провода сигнала (выход-вход и общий) должны быть **отдельны** от проводов питания! Особенно это касается устройств с однополярным питанием, в которых в качестве «общего» провода используется шина питания. Не экономьте на проводах — проведите отдельно «общий» сигнала и «общий» питания, несмотря на то что они подключены практически в одно и то же место, только в таком случае на общем проводе сигнала «приемника» (мощного УМЗЧ или любой другой схемы) не будет помех от его же выходных каскадов, которые распространяются по шинам питания.

Примеры согласования отдельных устройств показаны на рис. 3.18: в пункте «а» рассмотрено устройство с общим на обе схемы источником питания, в пункте «б» — источник питания у каждого устройства свой. Источник сигнала на рисунке — ОУ, включенный по однополярной схеме, приемник сигнала — мощный и высококачественный УМЗЧ на микросхеме TDA1519 (или TDA1517).

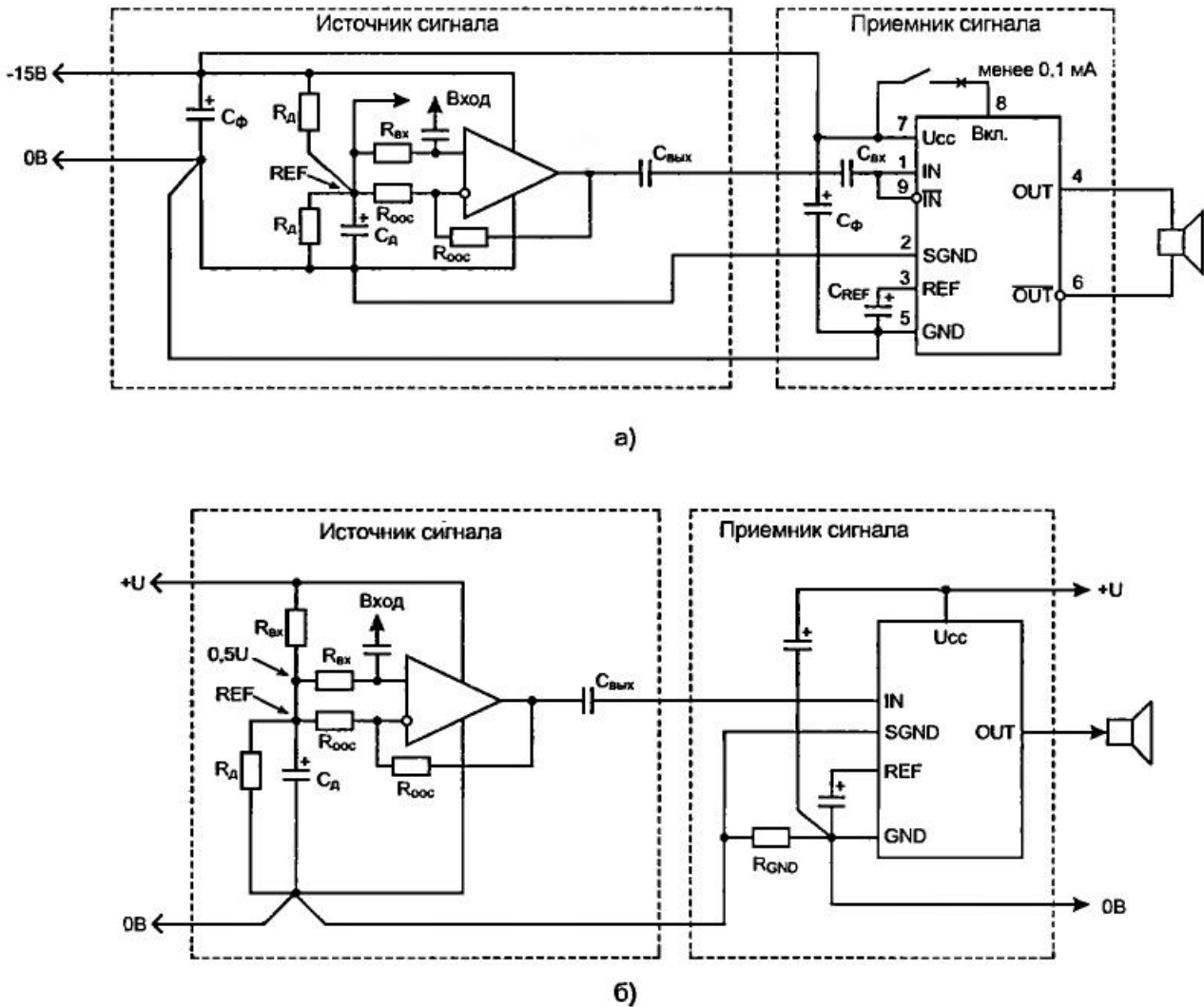


Рис. 3.18. Согласование отдельных устройств

Выход ОУ через разделительный конденсатор $C_{\text{вых}}$ подключен непосредственно на вход УМЗЧ. С этим все понятно. Теперь осталось только подключить специальный вход УМЗЧ в ту точку, относительно потенциала которой изменяется напряжение на конденсаторе $C_{\text{вых}}$.

Очевидно, что сигнал на выходе ОУ изменяется относительно той точки, к которой подключены элементы делителя напряжения и цепи ООС (рис. 3.18, а). На этом рисунке дорожки разведены не совсем правильно, поэтому подключать УМЗЧ непосредственно к фильтрующему конденсатору источника сигнала нельзя! Если у вас есть возможность, «нарисуйте» дорожки правильно (провод «вход»; провод от $C_{\text{д}} + R_{\text{д}}$; провод от $C_{\text{оос}}$ должны подходить «звездой» к отрицательному выводу фильтрующего конденсатора), тогда уровень помех немножко уменьшится, а вход УМЗЧ нужно будет подключить к $C_{\text{ф}}$. Здесь специально допущена эта «ошибка» для того, чтобы показать, как можно «выкрутиться» в таком случае.

У УМЗЧ и прочих приемников сигнала с двухполярным питанием в качестве «общего» используется «нулевой» провод, по которому ток питания не течет. Поэтому проблем с согласованием подобных «приемников» не возникает даже у начинающих радиолюбителей. А вот согласовать однополярные приемни-

ки сигнала гораздо сложнее. Конечно, можно сделать это по правилу «звезды», но даже в таком случае идеального согласования добиться очень сложно.

Поэтому у всех современных мощных аналоговых микросхем с однополярным питанием есть специальный вход — «сигнальная земля», или, сокращенно и по-английски, SGND. Входы подобных микросхем собираются по дифференциальной схеме (как у ОУ), один из «входов» — собственно вход микросхемы, а второй — вход SGND. Вход SGND должен быть соединен **в любом месте схемы** с общим проводом (GND), а сама микросхема работает как ОУ — сравнивает отношение сигналов (амплитуд сигналов) на «входе» и на SGND, а результат сравнения «выдает» на выходы. На помехи, присутствующие на входе GND, микросхема не реагирует, а разность потенциалов (эти самые помехи) на входах GND и SGND у некоторых микросхем в рабочем режиме может достигать единиц вольт (но не более 10% от напряжения питания).

Подключение микросхем по входам SGND к источнику сигнала даже проще, чем микросхем с двухполярным напряжением питания. Вход SGND подключается в ту точку, относительно которой изменяется напряжение сигнала, а входы питания «приемника» U_{CC} и GND можно подключать в любое место; между ними можно поставить фильтрующий конденсатор (т. е. не «можно», а «нужно» — без него микросхема УМЗЧ будет искажать сигнал и даже может самовозбудиться). Для того чтобы уменьшить влияние УМЗЧ на источник сигнала, выводы питания УМЗЧ нужно подключить непосредственно к выводам фильтрующего конденсатора источника сигнала.

Примечания к рис. 3.18, а:

- На рисунке показаны два последовательно соединенных конденсатора $C_{вых}$ и $C_{вх}$. Такие конденсаторы всегда ставят на выходе источника сигнала (чтобы он не **перегружал** своей постоянной составляющей нагрузку) и на входе приемника сигнала (чтобы он не **перегружался** постоянной составляющей источника). Один из конденсаторов (лучше $C_{вых}$) можно убрать.
- Некоторые микросхемы лучше работают, когда конденсатор C_{REF} подключен ко входу SGND, а некоторые — когда ко входу GND. Это связано с особенностями их внутреннего строения, и определить место подключения «земляного» вывода конденсатора можно только экспериментально.
- Стабилизатор образцового напряжения микросхемы УМЗЧ можно использовать и для подпитки ОУ. Но в таком случае провода от конденсатора C_{REF} должны «расходиться» звездой, что не всегда удобно. Кроме того, у многих микросхем напряжение REF слишком маленькое — так, у TDA1519 оно не превышает 3...4 В. Для ОУ этого маловато.
- Емкость конденсаторов C_{ϕ} должна быть не менее 1000 мкФ. Так как у УМЗЧ есть «свой» фильтрующий конденсатор (он должен располагаться в непосредственной близости от микросхемы — суммарная длина проводов + выводов должна быть менее 5 см), помехи с его шин питания на источник сигнала не проходят.
- Если вы не знаете, какой из входов имеющейся у вас микросхемы — GND, а какой — SGND, отличить их можно следующим образом: во-первых, SGND расположен «внутри» микросхемы ближе ко входам

(у TDA1519 — выводы 2 и 1), а GND — ближе к выходам (вывод 5 и выводы 4, 6); во-вторых, падение напряжения (измеряется цифровым мультиметром в режиме проверки р-п-переходов) между выводами U_{CC} и GND меньше, чем между U_{CC} и SGND. Подробнее об этом методе говорится в I томе книги.

Согласовать устройства с отдельными источниками питания (рис. 3.18, б) гораздо проще. Если вы внимательно прочитали все вышесказанное, этот рисунок не должен вызвать у вас каких-либо затруднений. Резистор R_{GND} можно убрать, но делать это нежелательно: он нужен для того, чтобы при отключенном источнике сигнала на входе SGND поддерживался уровень со входа GND. Вход SGND у большинства микросхем высокоомный, и если его никуда не подключить, микросхема возбудится, ток потребления резко возрастет (как и у КМОП-цифровых микросхем), и она может перегреться. Это же относится и к схеме на рис. 3.18, а; сопротивление резистора R_{GND} — 100 Ом (10...200 Ом).

На принципиальных схемах устройств, публикуемых в книгах и журналах, соединения между отдельными элементами показываются не по правилам, а так, как легче нарисовать и как читателю будет проще разобраться в принципе действия всего устройства. Если принципиальные схемы рисовать по монтажным правилам, то на таких схемах линий-дорожек будет гораздо больше, чем деталей, и разобраться в таком «лабиринте» не сможет даже опытный радиолюбитель. Сравните, к примеру, предусилитель на ОУ на рис. 3.14 (не по правилам) с предусилителем на рис. 3.18. Если знать, что означает знак «L», понять рис. 3.14 гораздо проще, а если на рис. 3.18 нарисовать еще пару стабилитронов, то в нем запутался бы и сам автор.

Все вышесказанное нужно учитывать как при создании платы по чужой схеме, так и при рисовании «собственной» принципиальной схемы — своего устройства. Принципиальная схема любого устройства должна быть как можно проще — электроника и так слишком сложна.

3.2. Расчет элементов

Расчет трансформаторов

Для питания различных устройств чаще всего используется сетевое переменное напряжение. Но так как оно обычно слишком велико для большинства устройств, его приходится понижать. Сделать это можно двумя способами: с помощью гасящего резистора (конденсатора) или с помощью трансформатора.

Единственный недостаток гасящих элементов — крайне низкий КПД источников питания на их основе. Потребляемый такими блоками питания ток от сети равен току нагрузки, т. е. если напряжение сети равно 220 В, а напряжение питания устройства равно 11 В, то только $11/220 = 1/20$ энергии идет на питание устройства, а остальные $19/20$ — на нагрев гасящего резистора или на создание переменного электростатического поля внутри гасящего конденсатора.

Поэтому «гасящие» источники питания имеет смысл использовать только в микроустройствах, которые потребляют столь малый ток, что его можно не учитывать. В таких устройствах гасящий элемент позволяет уменьшить габаритные размеры (трансформаторы маленькими не бывают) и их стоимость. Но нужно учитывать, что гасящие элементы не обеспечивают **гальваническую развязку** от сетевого напряжения, поэтому лазить пальцами во включенное устройство опасно для жизни!

Трансформатор представляет собой катушку индуктивности и работает по тому же принципу. Трансформатор обеспечивает гальваническую развязку входного и выходного напряжений — сопротивление между входными и выходными проводами близко к бесконечности как на постоянном, так и на переменном токе. Это возможно потому, что «связующее звено» между входными и выходными (соответственно, первичными и вторичными) обмотками трансформатора — электромагнитное поле, а оно ток не переносит (не передает). Переменный ток, подаваемый на первичную катушку трансформатора, создает в сердечнике трансформатора переменное магнитное поле, которое движется вокруг катушки (первичной обмотки). Если на пути этого поля есть еще одна (или несколько) катушек, то в них электромагнитным полем будет наводиться переменное напряжение, величина которого зависит от силы поля (она постоянна и зависит от размера сердечника трансформатора, а этот размер неизменен) и количества витков во вторичных обмотках трансформатора, которых можно намотать сколько угодно. Выпрямив диодами напряжение, наведенное электромагнитным полем во вторичные обмотки трансформатора, его можно использовать для питания различных устройств.

Обмотки трансформатора — это катушки из проволоки, поэтому их сопротивление на постоянном токе очень невелико. Например, у 100-ваттного трансформатора сопротивление первичной (сетевой) обмотки равно 10...15 Ом. Если эту обмотку включить в сеть **постоянного тока** амплитудой 220 В, то выделяющаяся на ней мощность $P = U^2 : R$ превысит 4000 Вт и обмотка мгновенно сгорит. Поэтому **подавать на обмотки трансформатора постоянное напряжение нельзя!** Но так как любая обмотка любого трансформатора — это, в первую очередь, катушка индуктивности, то при подаче на нее **переменного напряжения** ее сопротивление резко возрастает (начинает проявлять себя **индуктивное сопротивление**, зависящее от индуктивности катушки, и на низких частотах оно стремится к нулю, а на высоких — к бесконечности). Сопротивление первичной обмотки упомянутого выше трансформатора на переменном токе примерно равно 5 кОм, и выделяющаяся на обмотке мощность не превышает 10 Вт. Увеличив число витков первичной обмотки, можно увеличить ее индуктивность, и ток холостого хода ($I_{\text{хх}}$; у рассматриваемого здесь трансформатора он равен $U/R = 220 : 5000 = 44$ мА) уменьшится еще сильнее; но при этом уменьшится и сила электромагнитного поля в сердечнике, т. е. во вторичных обмотках также нужно будет намотать больше витков; проволока нынче дорогая, а размер каркаса трансформатора — слишком маленький.

Наверняка все читатели этой книги видели трансформатор, поэтому описывать его внешний вид здесь не будет. Нужно только знать, что он состоит из

трех частей: пластмассового или гетинаксового каркаса, медной изолированной проволоки обмоток, намотанных на каркасе, и магнитопровода (по водопроводу течет вода, а по магнитопроводу — магнитное поле) из специальной магнитной керамики-феррита или слоя тонких железных пластин. Так как магнитопровод трансформатора изготовлен из легко намагничивающихся (и размагничивающихся) материалов, то благодаря ему индуктивность катушек трансформатора со вставленным магнитопроводом гораздо больше, чем без него (в десятки раз), благодаря этому число витков трансформатора можно уменьшить также в десятки раз. Основным параметром магнитопровода — **магнитная проницаемость** — показывает, во сколько раз можно уменьшить число витков катушки на этом магнитопроводе по сравнению с катушкой, у которой его вообще нет, чтобы у катушек была одинаковая индуктивность. У железных магнитопроводов она редко бывает больше 100, у ферритов — доходит до 2000.

Включать трансформатор с вынутым или не вставленным магнитопроводом в сеть категорически запрещается! В таком случае индуктивность обмоток оказывается слишком малой, через них протекает значительный ток, который может повредить трансформатор и (или) источник тока.

Основные правила изготовления «самоделного» или перемотки промышленного трансформатора:

- Провод (проволока) для обмоток должна быть изолированной — обычно используется медная «трансформаторная» проволока, также называемая «экранированной», покрытая сверху лаком в один (ПЭЛ-1) или два (ПЭЛ-2) слоя. Вторая лучше, но она толще (при том же диаметре медной жилы) и дороже. Вместо медной проволоки иногда используют алюминиевую (она легче гнется и меньше весит), но сопротивление алюминия в 1,6 раза больше, чем у меди, т. е. для получения того же тока алюминиевый провод должен быть в $\sqrt{1,6}$ раза толще медного. Кроме того, алюминий, в отличие от меди, очень плохо паяется.
- Чем ближе к сердечнику расположена обмотка, тем больше ее индуктивность и меньше расход проволоки (при неизменном количестве витков), поэтому первой наматываться должна первичная (сетевая) обмотка.
- Наматывать обмотки нужно в одном направлении. Если вы, например, начали мотать катушку «по часовой стрелке» («дырка» для магнитопровода «смотрит» вам в лицо), намотали 100 витков, а потом «передумали» и намотали 900 витков «против часовой стрелки», то суммарная «длина» катушки будет не 1000, а 800 витков. Оставшиеся 200 витков — «вредный балласт» и на индуктивность катушки не влияют. А вот сдвигать каждый последующий виток относительно предыдущего влево/вправо можно без всяких ограничений — нужно только стремиться, чтобы толщина получающейся катушки во всех местах была одинаковой, и там, где она меньше, наматывать больше слоев проволоки.
- Изоляция проволоки очень тонкая и далеко не идеальная. Поэтому, если вы наматываете высоковольтную обмотку (более 100 В), то периодически между слоями проволоки нужно прокладывать специальную трансформаторную бумагу или, если ее у вас нет, бумагу или пленку от «ненужных»

высоковольтных (400 В и более) «разобранных» конденсаторов. В последнем случае нужно самым тщательным образом удалить фольгу — обкладки конденсатора. «Конденсаторные» изоляторы желательно прокладывать между каждым слоем обмотки, трансформаторную бумагу — можно 1 слой на 2 слоя проволоки. Между высоковольтной и низковольтной обмотками нужно проложить слой изоляции толщиной не менее 0,5 мм. Целлофан и другие легкоплавкие пленки использовать нельзя.

- Обмотки проволокой диаметром 0,3 мм и более нужно наматывать «виток к витку», проволокой меньшего диаметра, можно и «внавал». Места на катушке трансформатора очень мало, а при намотке «внавал» оно используется очень нерационально. Но так как мотать «виток к витку» проволокой диаметром менее 0,3 мм очень сложно, то ее можно наматывать и «внавал». Натяжение проволоки при намотке должно быть максимальным, но таким, при котором она не рвется.
- Если при намотке проволока порвалась или если нужно продолжить намотку другой проволокой, не экономьте время, разогрейте паяльник и спаяйте концы! Конечно, весьма заманчиво просто скрутить концы проволоки вместе, не спаявая их, но со временем оголенные и скрученные концы окислятся и контакт нарушится. Вам хочется по этой причине повторно перематывать трансформатор? Спаянные концы проволок обмотки **нужно** тщательно изолировать.
- Очистить лаковую изоляцию с концов проволоки («зачистить концы»), для того чтобы ее можно было залудить и припаять, можно с помощью остро заточенного ножа. Вообще, нож с длиной лезвия не более 10 см (желательно, складной) — незаменимый помощник радиолюбителя. Но проволоку диаметром менее 0,15 мм ножом можно только порвать. Поэтому зачищать ее приходится химическим методом: берете таблетку перекиси водорода (гидроперита), кладете на нее конец провода и разогретым паяльником быстро водите по проводу. Под воздействием высокой температуры гидроперит разлагается на воду и атомарный кислород, последний размягчает лак, который и соскабливается жалом паяльника. Вместо гидроперита можно взять таблетку аспирина, но он разлагается на довольно удушливые вещества. Ацетон и другие растворители лаковую изоляцию не растворяют; обжигать лак в пламени спички или зажигалки нельзя — после обжига медь окисляется и залудить такой провод невозможно.

Силовые трансформаторы (те, которые используются для питания устройств) бывают с двумя катушками (на П-образном магнитопроводе) и с одной. «Двухкатушечные» трансформаторы используются очень редко, поэтому рассматриваться здесь не будут. «Однокатушечные» бывают с Ш-образным пластинчатым и W-образным ленточным магнитопроводом. Последний легче собрать/разобрать, также он меньше весит; но сжать его, чтобы трансформатор не «гудел», очень сложно.

Порядок расчета трансформатора. Первым делом нужно определить его мощность: если от трансформатора отбирать слишком большую мощность, он может и перегреться. Для расчета нужно знать напряжение питания устройства

(в вольтах) и потребляемый им ток (в амперах), $P = U \times I$. Если обмоток у трансформатора несколько, нужно вычислить потребляемую мощность от каждой обмотки, после чего получившиеся цифры сложить.

Основной «параметр» трансформатора — площадь поперечного сечения сердечника S . Чтобы ее узнать, нужно измерить ширину и высоту окна (но не длину катушки!), т. е. той «дырки», в которую вставляется магнитопровод, в сантиметрах и перемножить эти цифры.

Максимально допустимая мощность нагрузки трансформатора примерно равна квадрату площади сечения, т. е. $P_{\max} \approx S^2$. Эта формула не совсем точная, но в большинстве случаев «неточность» можно не учитывать. Она справедлива только для частоты 50 Гц.

Минимальное число витков первичной обмотки (той, на которую подается входное напряжение) равно:

$$W_{I\min} = (48/S) \times U_{\text{вх}}$$

где $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение, В (220 В); $W_{I\min}$ — минимальное число витков, штук.

При таком числе витков трансформатор во время работы греться не должен (при отключенной нагрузке). При подключенной нагрузке, потребляющей максимальную для данного трансформатора мощность, он может нагреться на 10...20 °С. При дальнейшем увеличении потребляемой мощности трансформатор резко разогревается.

Число витков вторичной обмотки рассчитывается по формуле:

$$W_2 = (K/S) \times U_{\text{вых}}$$

где K — коэффициент, зависящий от мощности трансформатора (рис. 3.19); $U_{\text{вых}}$ — требуемое выходное напряжение, вольт;

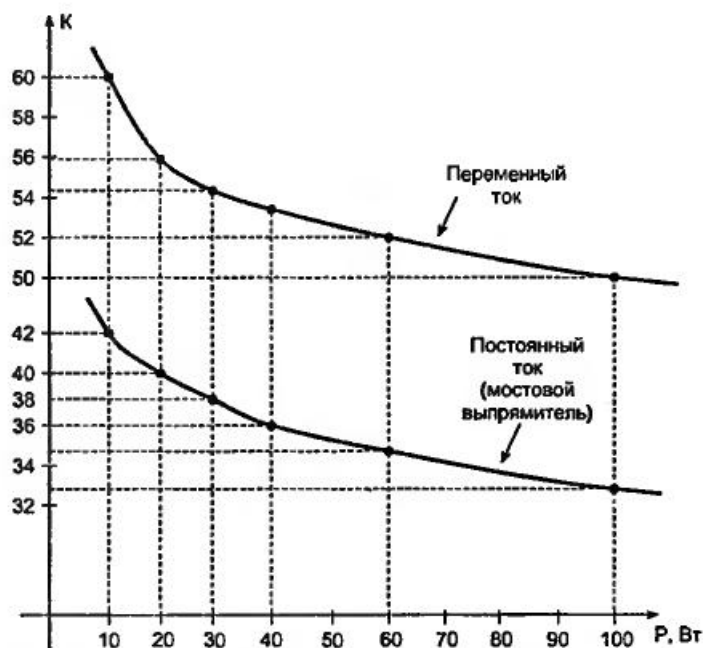


Рис. 3.19. Зависимость коэффициента K от мощности трансформатора

Введение коэффициента K понадобилось из-за того, что не вся мощность первичной обмотки преобразуется в электромагнитное поле и чем меньше размеры трансформатора (габаритная мощность), тем больше потери.

Диаметр провода обмоток:

$$d = \sqrt{0,5 \cdot I},$$

где d — диаметр провода без изоляции (изоляция занимает $1/3 \dots 1/10$ часть диаметра), мм; I — ток через обмотку, А.

Если известен диаметр проволоки обмотки, то максимально допустимый протекающий через нее ток можно узнать из формулы:

$$I_{\max} = \frac{d^2}{0,5}.$$

Ток, протекающий через первичную обмотку трансформатора, не превышает

$$I_1 = \frac{P}{U},$$

где P — габаритная (максимальная) мощность трансформатора, Вт;
 U — напряжение на обмотке, В (220 В).

Эта формула нужна для правильного выбора диаметра проволоки первичной обмотки. Если вторичная обмотка тоже одна, то максимальный ток через нее определяется по той же формуле. Провод можно взять толще — хуже не будет, но обмотка займет слишком много места; если намотать обмотку слишком тонким проводом, то ее активное сопротивление (ему численно равно выходное сопротивление обмотки трансформатора) станет слишком большим и под нагрузкой напряжение на обмотке будет сильно уменьшаться («просаживаться»), в итоге обмотка усиленно греется. Это как с резисторами: если через два резистора (сопротивление первого — R , а второго — в два раза больше — $2R$) протекает одинаковый ток, то, если выделяющаяся на R мощность равна P , на резисторе $2R$ будет выделяться мощность, в два раза большая, т. е. $2P$.

Намотанная первичная обмотка, если правильно выбран диаметр провода, должна занимать по высоте ровно половину каркаса, если она намотана «виток к витку», и чуть больше, если «внавал». Если первичная обмотка занимает больше места, у вас не останется места на вторичные обмотки, если меньше, габаритная мощность трансформатора уменьшится. Она равна:

$$P_r = U_1 \cdot \frac{d_1^2}{0,5} = 110d_1^2 = U_2 \cdot I_2 \approx S^2,$$

где U_1, d_1 — напряжение на первичной обмотке и ее диаметр;
 U_2, I_2 — напряжение и ток вторичных обмоток.

Если трансформатор должен быть рассчитан на другую частоту, отличную от 50 Гц, то для определения числа витков первичной обмотки нужно воспользоваться формулой:

$$W_1 = \frac{2500 \cdot U}{f \cdot B_r \cdot S},$$

где U — напряжение на обмотке, В; f — частота, Гц; B_r — амплитудное значение магнитной индукции, для ферритов $B_r = 0,2 \dots 0,3$, для железа $B_r \approx 1,0$, для пермаллоя $B_r \approx 1,2$; Тл; S — сечение магнитопровода, см².

Число витков вторичной обмотки рассчитывается по этой же формуле, но его автоматически нужно увеличивать на 5...10% — с целью компенсации потерь в магнитопроводе.

Как видно из формулы, чем выше частота входного сигнала, тем меньше витков в обмотке. То есть в более высокочастотном трансформаторе обмотки занимают гораздо меньше места. Кроме того, при увеличении частоты увеличивается габаритная мощность трансформатора — так, для ферритового кольца диаметром 40 мм габаритная мощность на частоте 50 Гц примерно равна S^2 и не превышает 1...2 Вт; на частоте 20 кГц габаритная мощность того же кольца увеличивается до 500 Вт!

Причина тому — уменьшение длительности импульсов. На частоте 20 кГц длительность одного полупериода входного (выходного) напряжения в $20000 : 50 = 400$ раз меньше, чем на частоте 50 Гц. Поэтому амплитуда импульсов тока в первичной и вторичных обмотках такого трансформатора может быть в 400 раз больше, чем у 50-герцового трансформатора, а это значит, что и габаритная мощность увеличивается в 400 раз.

Поэтому все современные мощные сетевые источники питания выполняются по импульсной схеме: высоковольтное сетевое напряжение выпрямляется, сглаживается и поступает на мощный высоковольтный генератор, который превращает постоянное напряжение 220 В (точнее, 310 В — при выпрямлении двухполупериодным (мостовым) выпрямителем и сглаживании конденсатором напряжение «увеличивается» в $\sqrt{2}$ раз — кстати, этот эффект активно используется в сельской местности, где напряжение в сети гораздо ниже 220 В, для питания ламп накаливания — чтобы они ярче светились) с небольшими пульсациями 50 Гц в переменное напряжение частотой 20...50 кГц. Это напряжение поступает на трансформатор и далее, как в обычном блоке питания. Несмотря на то что импульсный блок питания содержит гораздо больше деталей, чем обычный, он меньше как по размерам, так и по цене. Импульсный блок питания мощностью 300 Вт можно разместить в корпусе от телевизионного пульта дистанционного управления, и стоит он будет не более \$10 (себестоимость). Обычный, 50 Гц, 300 Вт, трансформатор имеет массу около 4 кг, и на дорожную нынче медь приходится более 1 кг. Стоит такой трансформатор (и тележка для его переноски) гораздо больше \$10.

Максимальная рабочая частота для большинства ферритов (железные пластинчатые и ленточные магнитопроводы можно использовать на частотах до 0,5...1 кГц) — около 100 кГц, поэтому оптимальное значение рабочей частоты

20...50 кГц. Недостаток импульсного источника питания — очень большие помехи на частотах от рабочей до нескольких мегагерц, поэтому при использовании их для питания УМЗЧ рабочую частоту нужно выбрать побольше, а в усилитель поставить ФНЧ с частотой среза 20 кГц (15...25 кГц), ведь если человек не слышит сигнал, частота которого равна рабочей частоте блока питания, это не значит, что усилитель этот сигнал не усиливает. А вот для питания устройства, в состав которого входит длинно-коротковолновый радиоприемник, такой блок питания использовать нельзя: с его высокочастотными помехами бороться практически невозможно.

Диаметр провода и все остальное для высокочастотных трансформаторов высчитывается по тем же формулам, что и для низкочастотных. Если вы наматываете высоковольтную катушку на ферритовом кольце, то перед намоткой кольцо нужно обернуть несколькими слоями специальной ленты или разрезанной на ленты (ширина — 3...5 мм) трансформаторной бумагой. Хотя феррит и диэлектрик (изолятор), его напряжение пробоя очень мало, а короткие замыкания в трансформаторе вам навряд ли нужны.

Последовательное и параллельное соединение резисторов и конденсаторов. Делители напряжения

Последовательное или параллельное соединение элементов часто используют тогда, когда нет одного элемента с нужным номиналом или когда нужно из нескольких маломощных резисторов «сделать» один мощный (из нескольких низковольтных конденсаторов — один высоковольтный).

При параллельном соединении резисторов (рис. 3.20, а) их суммарное сопротивление уменьшается и равно:

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}, \quad R = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2},$$

где R — суммарное сопротивление; R_1, R_2 — сопротивление резисторов R_1 и R_2 .

Все сопротивления должны быть выражены в одних и тех же единицах (например, все — в килоомах или все — в омах).

Если в этой схеме сопротивление одного резистора (например, R_1) в несколько раз меньше сопротивления другого, то рассеиваемая на нем мощность во столько же раз больше, чем на другом. То есть если $R_1 = 2\text{к}$, а $R_2 = 5\text{к}$, то $P_{R_1} = R_2/R_1 \times P_{R_2} = 2,5 P_{R_2}$, то есть в 2,5 раза больше, чем у R_2 . Если суммарная мощность обоих резисторов должна равняться 1 Вт, то мощность резистора R_2 должна быть больше:

$$P_{R_2} \geq \frac{P}{P_{R_1} + P_{R_2}} = \frac{1[\text{Вт}]}{2,5 + 1} = 0,29 \text{ Вт}.$$

Мощность резистора R_1 должна быть в 2,5 раза больше, т. е. 0,71 Вт. Параллельно включать можно и большее число резисторов — в таком случае для расчета их суммарного сопротивления и рассеиваемой на каждом резисторе мощности в соответствующие формулы нужно еще несколько множителей.

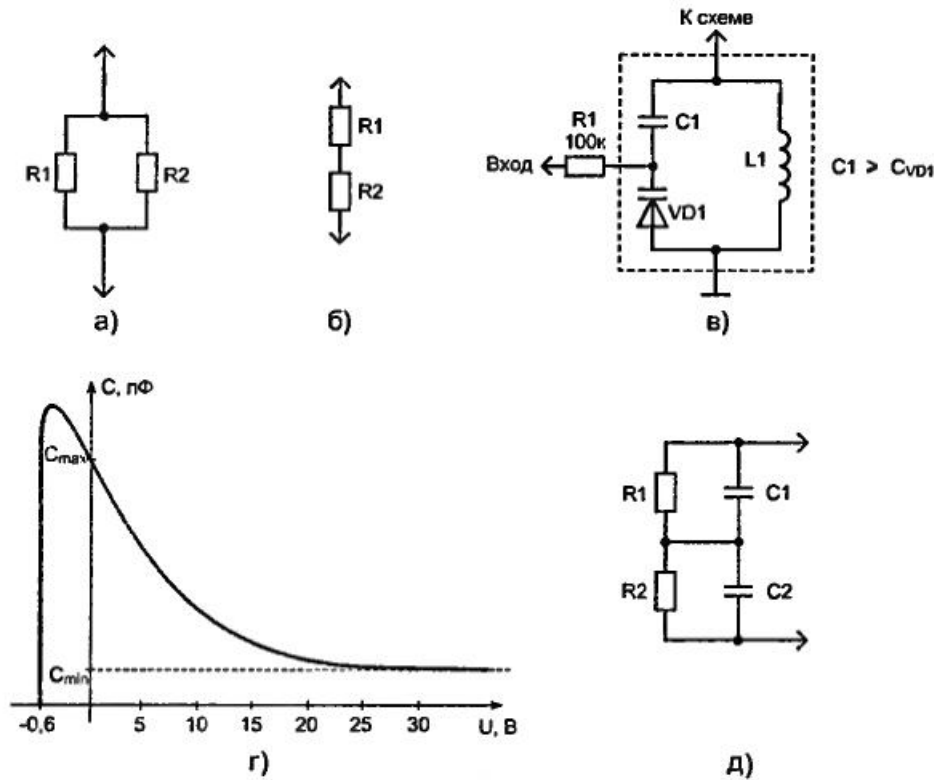


Рис. 3.20. Последовательное и параллельное соединение элементов: а — параллельное; б — последовательное; в — колебательный контур с электронной регулировкой частоты; г — зависимость емкости варикапа от обратного напряжения; д — последовательное соединение конденсаторов

В частном случае, когда сопротивления всех резисторов одинаковы, их суммарное сопротивление $R = R1/n$, а рассеиваемая на каждом резисторе мощность $P_{R1} = P/n$, здесь $R1(P_{R1})$ — сопротивление и рассеиваемая мощность одного из резисторов, n — число резисторов.

Иногда нужно подобрать высокоомный резистор так, чтобы при подключении его параллельно другому резистору известного сопротивления в итоге получился «один» резистор с меньшим и нужным нам сопротивлением. Сопротивление высокоомного резистора можно определить по формулам:

$$R2 = \frac{1}{\frac{1}{R} - \frac{1}{R1}}, \quad R2 = \frac{R1}{\frac{R1}{R} - 1}$$

где R — «нужное» сопротивление; $R1$ — имеющийся у нас резистор известного сопротивления ($R1 > R$); $R2$ — резистор, который нужно подключить параллельно $R1$, чтобы получилось сопротивление R .

При последовательном соединении резисторов (рис. 3.20, б) их суммарное сопротивление увеличивается и становится равным $R = R1 + R2$. Мощность, рассеиваемая на резисторах, зависит от их сопротивления и определяется по той же формуле, что и при параллельном соединении, но при последовательном соединении большая мощность выделяется на том резисторе, чье сопротивление больше, то есть если $R1 = 2$ кОм, а $R2 = 5$ кОм, то $P_{R1} = 0,29$ Вт, а $P_{R2} = 0,71$ Вт (при протекающем в цепи токе 12 мА).

При параллельном соединении конденсаторов их суммарная емкость увеличивается ($C = C1 + C2$), внутреннее сопротивление уменьшается, а номинальное напряжение не изменяется. То есть параллельное соединение конденсаторов соответствует последовательному соединению резисторов, что, учитывая их внутреннее строение, вполне закономерно.

При последовательном соединении конденсаторов их суммарная емкость уменьшается (как и при параллельном соединении резисторов — высчитывается по тем же формулам), а рабочее (максимально допустимое для конденсатора C , а не $C1$ или $C2$) напряжение увеличивается. Обычно последовательно соединяют конденсаторы одинаковой емкости с одинаковым максимально допустимым напряжением, тогда напряжение на цепи из двух конденсаторов может быть в 2 раза больше написанного на их корпусах, на цепи из трех — в три раза и т. д.

Особенность последовательного соединения конденсаторов — в точке соединения двух конденсаторов постоянная составляющая может быть абсолютно любой, и установить ее (постоянную составляющую) можно даже высокоомным резистором. **Постоянный** ток через такой резистор очень мал, он определяется только током утечки конденсаторов, а ток утечки современных конденсаторов настолько мал, что его можно измерить только современным, сверхчувствительным прибором. Поэтому такая схема соединения конденсаторов очень широко распространена в приемниках и передатчиках (рис. 3.20, *в*) — в передатчиках по такой схеме собран частотный модулятор, а в приемниках — блок АПЧГ (автоматической подстройки частоты гетеродина).

На рис. 3.20, *в* $C1$ — обычный конденсатор, а $VD1$ — варикап. Как известно, емкость варикапа зависит от напряжения на его выводах и при увеличении **обратного** (запирающего диод) напряжения его емкость уменьшается. Максимальна его емкость тогда, когда обратное напряжение близко к нулю и даже немножко положительно (т. е. варикап переходит в область прямого смещения (рис. 3.20, *г*) и расстояние между p - и n -переходами уменьшается практически до нуля). Но при этом уменьшается сопротивление между выводами варикапа, ведь при прямом смещении он ведет себя как обычный диод, который открывается при прямом напряжении более 0,7...0,8 В. Поэтому, как бы это ни было заманчиво, подавать на анод варикапа положительное относительно катода напряжение нельзя.

На рис. 3.20, *в* варикап $VD1$ совместно с конденсатором $C1$ и катушкой $L1$ образуют колебательный контур, который настроен на частоту:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{формула Томпсона}),$$

где 2π — число, примерно равное 6,28; L — индуктивность катушки $L1$, генри; C — емкость последовательно соединенных конденсатора $C1$ и варикапа $VD1$, фарад; f — частота, герц.

Как видно из формулы, чтобы изменить частоту, нужно изменить или индуктивность катушки, или емкость конденсатора. Индуктивность изменять довольно сложно (для электроники, а не для человека), поэтому приходится управлять конденсаторами. Если подать на левый по схеме вывод резистора $R1$

(рис. 3.20, в) переменное напряжение (его минимальное значение должно быть больше напряжения на общем проводе), такое же напряжение будет и в точке соединения варикапа с конденсатором (**примерно** такое же — оно колеблется в такт с колебаниями резонансного контура, но это, по большому счету, неважно). То есть обратное напряжение на варикапе будет изменяться в такт с напряжением на левом выводе резистора R1, а это значит, что в такт этому напряжению будет изменяться и частота настройки резонансного контура, то есть у нас получился **частотный модулятор**.

Конденсатор C1 в этой схеме нужен для развязки варикапа по постоянному току — ведь сопротивление катушки L1 очень невелико и она будет попросту замыкать на общий провод правый по схеме вывод резистора R1, если удалить конденсатор C1 (закоротить его выводы). Сопротивление резистора R1 может быть практически любым, но не менее 10 кОм (чтобы управляющая схема не «мешала» работать варикапу), и не более 1 МОм, чтобы схема была нечувствительна к наводкам и чтобы можно было не учитывать емкостное сопротивление конденсатора и варикапа.

Но при последовательном соединении конденсаторов, с целью увеличить их рабочее напряжение, такой эффект обычно вреден. Ведь тогда напряжение в точке соединения конденсаторов может быть сколь угодно большим, в том числе и больше напряжения пробоя. А если пробьется один конденсатор, то сопротивление между его обкладками резко уменьшится, увеличится напряжение на втором конденсаторе и он также пробьется.

Поэтому в таких случаях параллельно конденсаторам обычно подключают резисторы (рис. 3.20, д), и если емкости конденсаторов одинаковы, то и сопротивления резисторов должны быть одинаковыми. Сопротивления резисторов должны быть в сотни раз больше емкостного сопротивления конденсаторов на минимальной рабочей частоте.

Соединять последовательно электролитические конденсаторы, с целью увеличения рабочего напряжения, нельзя — ток утечки подобных конденсаторов довольно значителен и, что самое противное, даже у конденсаторов из одной партии (коробки) он может отличаться в десятки раз. Скомпенсировать это с помощью внешних резисторов очень сложно.

Ток утечки «электролитов» сильно зависит от напряжения на его обкладках — поэтому, кстати, такие конденсаторы могут работать при напряжениях, в несколько раз больших указанных на корпусе. У низковольтных «электролитов» практически никогда не бывает «электрического пробоя диэлектрика» — у них просто при увеличении напряжения возрастает ток утечки и при некотором напряжении ток утечки становится столь большим, что под воздействием выделяющейся при этом мощности ($P = U \cdot I$) конденсатор разогревается, электролит закипает, превращаясь в пар, под давлением которого герметичный корпус конденсатора может попросту взорваться. Этим, кстати, и объясняются вмятины в виде буквы «У» или «Х» на «шапке» конденсатора — если такой конденсатор и взорвется, то сила взрыва будет не очень велика (вмятины очень глубокие, и корпус конденсатора в этих местах довольно «слабый»), а пар с электролитом «улетят» вверх. Отечественные конденсаторы в толстых корпусах без

всяких вмятин взрываются с оглушительным грохотом, у них обычно «вылетает» дно и горячий электролит заливает все детали на плате, из-за чего их без тщательного мытья с мылом повторно использовать невозможно.

На корпусе электролитического конденсатора указывается такое напряжение, при котором ток утечки превышает некоторое значение. У разных изготовителей критерии в этом плане разные, и у 10-вольтных конденсаторов одной фирмы, при напряжении 16 В, ток утечки может быть даже меньше, чем у 16-вольтных конденсаторов другой фирмы. К сожалению, единых стандартов в этом пока нет, но можно надеяться, что в скором времени они появятся. Упомянутые выше 10-вольтные конденсаторы можно смело использовать при напряжениях до 16 В и даже выше, нужно только убедиться, что у них ток утечки при таком напряжении не очень велик.

У большинства отечественных электролитических конденсаторов (семейство К50), за исключением серии К50-35, ток утечки просто огромный: у конденсаторов емкостью 1000 мкФ при номинальном напряжении 16 В он может быть до 500...800 мкА (у импортных он редко бывает более 10...50 мкА) — и это притом, что размер их корпуса гораздо больше, чем у современных конденсаторов ведущих мировых производителей. Единственное преимущество «наших» конденсаторов — у них внутреннее сопротивление (не путайте с емкостным — на бесконечно большой частоте сигнала емкостное сопротивление любого конденсатора уменьшается не до нуля, а до величины внутреннего сопротивления: у пленочных $R_{\text{вн.}} \leq 0,1$ Ом, у керамических $R_{\text{вн.}} = 0,1...1,0$ Ом, у электролитических и танталовых $R_{\text{вн.}} \geq 1,0$ Ом) меньше, чем у большинства других, поэтому они очень хороши там, где нужно тщательно отфильтровать помехи и пульсации. Правда, индуктивность таких конденсаторов значительна (из-за значительной длины обкладок) и на частотах выше 1 кГц их индуктивное сопротивление становится больше внутреннего. Это относится ко всем видам электролитических конденсаторов, поэтому для лучшей фильтрации высокочастотных пульсаций (ВЧ-пульсаций) параллельно «электролитам» нужно подключать практически неинерционные керамические и пленочные конденсаторы, но их емкостное сопротивление на частоте пульсаций ($X_C = 1/2\pi fC$) должно быть меньше 1...5 Ом, иначе пользы от них не будет.

Соединив последовательно два или несколько резисторов и подав на их крайние выводы напряжение, можно получить **делитель напряжения** (рис. 3.21, а). При последовательном соединении нескольких элементов ток, протекающий через каждый элемент, и, измеренный в любом месте цепи, всегда одинаков, поэтому, зная величину тока в цепи и сопротивление элемента, можно по формуле закона Ома узнать падение напряжения на этом элементе (вообще, зная любые два из этих параметров, можно вычислить третий). Кстати, при **последовательном** соединении ток в цепи одинаков, но падение напряжения на каждом элементе может быть разным: при **параллельном** соединении напряжение на каждом элементе одинаково, а протекающий через каждый элемент ток может быть разным (см. рис. 3.21, б и а). То есть эти две схемы противоположны друг другу.

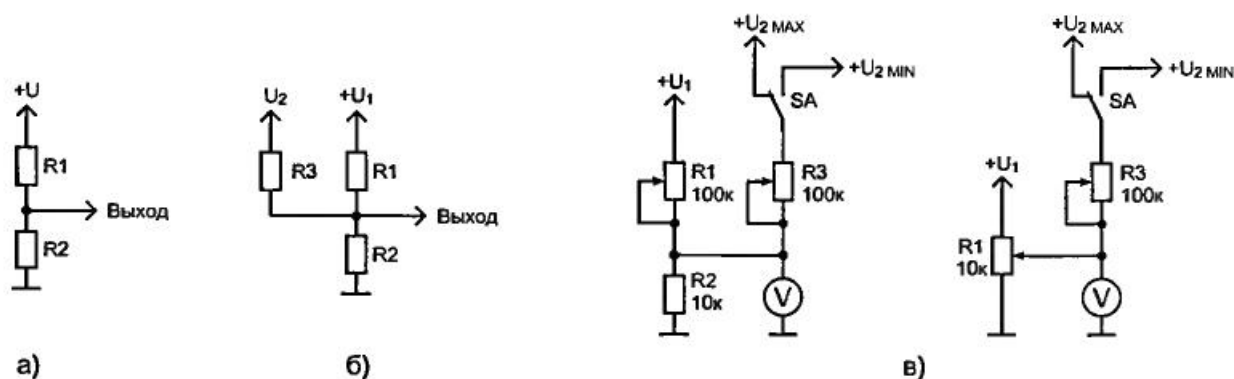


Рис. 3.21. Делители напряжения:
 а — обычный, б — двойной, в — настройка последнего

Зная величину напряжения $+U$ и сопротивление резисторов R_1 и R_2 , можно вычислить протекающий в цепи ток:

$$I = \frac{U}{R_1 + R_2},$$

после чего нетрудно определить падение напряжения на любом резисторе:

$$U_R = I \cdot R.$$

В этих формулах R — сопротивление одного из резисторов (R_1 , R_2 и т. д. — последовательно можно соединять сколько угодно элементов, но в первой формуле в знаменателе дроби нужно пересчитать все сопротивления); U_R — падение напряжения на нем; U — напряжение, поданное на крайние выводы первого и последнего элемента (резистора).

Сопротивления всех элементов должны быть выражены в одних и тех же единицах (омах, килоомах и т. д.), но, если сопротивления выражены в омах, ток I получится в амперах, если сопротивления в килоомах — ток в миллиамперах и т. д.

Нетрудно заметить, что, если сопротивления всех элементов цепи неизменны, то при изменении напряжения U отношение напряжений на элементах также не будет изменяться. Иными словами, если при напряжении $U = 5$ В напряжение на резисторе $R_1 = 1$ В, а на резисторе $R_2 = 4$ В (т. е. в 4 раза больше), то и при напряжении, например, 30 В напряжение на резисторе R_2 будет в 4 раза больше, чем на резисторе R_1 (соответственно 24 В и 6 В). Ведь падение напряжения зависит только от тока в цепи и сопротивления элементов; так как последнее неизменно, то при изменении тока в цепи в несколько раз во столько же раз и в ту же сторону (увеличение или уменьшение) будут изменяться и напряжения на всех резисторах.

В этом и заключается принцип действия делителя напряжения: он делит входное напряжение любой амплитуды (от нуля до некоторого максимального значения, зависящего от напряжения пробоя элементов, мощности рассеивания и некоторых других факторов) в некоторое число раз (от нуля до бесконечности), которое всегда неизменно и зависит только от сопротивления элементов делителя напряжения.

В частном случае, когда сопротивления всех резисторов одинаковы, падение напряжения на каждом резисторе тоже одинаково. Если резисторов два, то напряжение в средней точке равно половине напряжения питания — благодаря этому стало возможным питать ОУ от однополярного источника питания. В последнем случае сопротивление обоих резисторов может быть сколь угодно большим, но, так как при увеличении сопротивления резисторов делителя увеличивается и его выходное сопротивление (когда сопротивления обоих резисторов равны, выходное сопротивление равно сопротивлению одного из резисторов), то, для уменьшения его, параллельно одному из резисторов (обычно R_2 — если устройство собрано по схеме с общим минусом) подключают фильтрующий конденсатор. Его емкость должна быть такой, чтобы постоянная времени $\tau = R_{\text{вых}} \text{ (МОм)} \times C \text{ (мкФ)}$ равнялась $0,1 \dots 0,5$. Если она будет меньше — эффект окажется незаметным; если больше — конденсатор будет слишком долго заряжаться, т. е. длительность **переходных процессов** (имеется в виду «переход» из состояния «выключено» в состояние «включено») резко увеличится. Во время переходных процессов сигнал на выходе обычно «неправильный» (например, на выходе УМЗЧ может появиться постоянное напряжение большой амплитуды), через выход может протекать слишком большой ток, который может повредить выходные элементы схемы или ее нагрузку. Поэтому длительность переходных процессов должна быть поменьше.

Благодаря конденсатору, обладающему небольшим емкостным сопротивлением на высоких частотах, выходное сопротивление делителя напряжения на переменном токе уменьшается. При этом «и овцы целы, и волки сыты»: мы сэкономили и на потребляемом делителем токе (ведь для уменьшения его выходного сопротивления нужно уменьшить сопротивления резисторов, а из-за этого возрастает протекающий через резисторы ток), и обеспечили нормальную работу ОУ. Тем более что любой усилитель на ОУ от делителя «отбирает» переменный ток, частота которого равна частоте входного сигнала: если в данный момент ОУ отбирает от делителя ток и напряжение на нем, по закону Ома, должно уменьшиться (но практически не уменьшается — емкостное сопротивление конденсатора слишком мало), то через мгновение, с изменением амплитуды входного сигнала, ОУ будет «стремиться» повысить напряжение на конденсаторе делителя. Чем лучше конденсатор «сопротивляется» изменению напряжения на нем через цепь ООС ОУ, тем слабей ОУ искажает усиливаемый сигнал. На практике сопротивления резисторов делителя обычно выбирают равными 100 кОм , а емкость конденсатора — 47 мкФ . Это так называемая «золотая середина», идеальное соотношение номиналов элементов.

Наряду с обычными делителями напряжения, в электронике довольно часто используются так называемые «двойные делители» (рис. 3.21, б). Такие делители незаменимы в тех случаях, когда контролируемое напряжение выходит за рамки максимально допустимого для данной схемы: например, напряжение питания ОУ (контролирующий орган) — 20 В однополярного напряжения ($+U_1$), а контролируемое напряжение U_2 может быть в пределах, например, $-10 \dots +30 \text{ В}$. Причем, для нормальной работы ОУ, при $U_2 = -10 \text{ В}$ напряжение на входе ОУ не должно быть меньше $-U_1 + 3 \text{ В} = 0 \text{ В} + 3 \text{ В} = 3 \text{ В}$, а при напря-

жении $+30\text{ В} - +U_1 - 3\text{ В} = 20\text{ В} - 3\text{ В} = 17\text{ В}$. Проще всего сделать это именно при помощи двойного делителя напряжения.

Рассчитать двойной делитель напряжения теоретически (т. е. по формулам) очень сложно, так как при его работе происходит перераспределение токов (ток через резистор R_3 может быть как положительным — тогда он увеличивает напряжение на выходе делителя, так и отрицательным), учесть которое довольно сложно, а формулы получаются «многоэтажными». Поэтому рассчитывать подобные делители лучше всего практически — заменив постоянные резисторы переменными (рис. 3.21, в) и подав на схему номинальные напряжения. Если напряжение U_2 — высоковольтное и у вас нет желания рисковать здоровьем, то все напряжения ($+U_1$ и U_2) можно уменьшить в несколько раз (если, например, $+U_1 = 30\text{ В}$, а $U_2 = -10\dots+200\text{ В}$, то их можно уменьшить до $+3\text{ В}$ и $-1\dots+20\text{ В}$ или до $+6\text{ В}$ и $-2\dots+40\text{ В}$). Но при этом во столько же раз нужно будет уменьшить и «ожидаемое» выходное напряжение.

Настройка такого делителя довольно проста, хотя и занимает не очень мало времени (но расчет по формулам еще дольше, к тому же в этом случае можно и ошибиться ненароком): выбираете сопротивление резистора R_2 , параллельно ему подключаете вольтметр (вольтметр тоже обладает некоторым входным сопротивлением — у стрелочных от 100 кОм , у цифровых — 1 или 10 МОм , и его **нужно** учесть) и присоединяете два переменных резистора, сопротивления которых (максимальные) должны раз в 10 превышать сопротивление резистора R_2 . К резистору R_1 подключаете напряжение питания OU (например, 20 В — как в описанном двумя абзацами выше примере), а к R_3 , через переключатель — максимальные и минимальные значения контролируемого напряжения. Очевидно, что если при этих значениях выходное напряжение будет в пределах нормы, то и при любых других значениях контролируемого напряжения, больше минимальных, но меньше максимальных, оно не выйдет за границы.

Допустим, что контакт переключателя SA находится в указанном на схеме положении. Поочередно вращая движки резисторов R_1 и R_3 , добиваются, чтобы вольтметр показывал « 17 В ». После этого переключают переключатель и, если вольтметр показывает меньше 3 В — немножко уменьшают сопротивление резистора R_1 или увеличивают сопротивление резистора R_3 , а если больше — делают все наоборот. После этого снова меняют положение движка переключателя и вращают движок другого резистора (не того, которого вы «крутили» перед этим) — и так продолжают, пока не добьются своего. Если при переключении переключателя напряжение на выходе изменяется в слишком малом диапазоне (например, $+7\dots+13\text{ В}$), нужно уменьшить сопротивление резистора R_3 ; если в слишком большом — его сопротивление надо увеличить.

После того как вы добьетесь «правильной» работы делителя напряжения, сопротивления резисторов R_1 и R_3 нужно измерить (разумеется, отключив их перед этим от схемы и не изменяя положения их движков) и впаять на их место постоянные такого же сопротивления. Сопротивления **всех трех резисторов** можно **одновременно** изменить в несколько раз (например, если $R_1 = 2\text{ кОм}$, $R_2 = 5\text{ кОм}$, $R_3 = 820\text{ Ом}$, то их можно увеличить до 6 кОм , 15 кОм и $2,4\text{ кОм}$ соответственно, а

можно и уменьшить), при этом отношение сопротивления одного резистора относительно другого (других) останется неизменным, протекающий через резисторы ток изменится, а напряжение на выходе делителя — нет. Изменять сопротивления всех резисторов можно в любое число раз, как целое, так и дробное.

3.3. «Самодельные» радиодетали

Радиолюбители, особенно начинающие, очень часто сталкиваются с проблемой: где достать ту или иную деталь нужного номинала или подходящих габаритных размеров? Некоторые (к сожалению, их большинство) начинают «окучивать» специализированные магазины и рынки и, в конце концов, втридорога приобретают то, что им нужно, а некоторые попросту переделывают промышленный элемент или вообще изготавливают его самостоятельно. Автор этой книги причисляет себя к последней категории граждан и далее в тексте статьи попытается открыть некоторые секреты их изготовления.

Конденсатор

«Переделать» можно только плоские керамические конденсаторы — чтобы в результате получилось до десятка «конденсаторчиков» меньшей емкости, чем исходный. Все остальные типы конденсаторов лучше не трогать — у них можно только уменьшить емкость, причем не гарантируется, что конденсатор в итоге будет работать, а удаляемая при этом часть обкладок конденсатора превращается в мусор.

Плоские керамические конденсаторы представляют собой пластину специального диэлектрика, с обеих сторон которой напылены металлические площадки — обкладки конденсатора. Очевидно, что эту пластину можно разломать, например, на 4 части, — и в результате у нас окажется 4 конденсатора, емкость которых в 4 раза меньше емкости исходного. «Обломков» может быть и больше — сколько угодно.

Больше всего для этого подходят «большие» (размером $12 \times 12 \times 0,5$ мм) отечественные конденсаторы, залитые красной глазурью. Такие конденсаторы стоят практически в каждом отечественном устройстве. Так как глазурь только мешает, ее надо осторожно сточить точильным камнем, лезвием безопасной бритвы или остро заточенным ножом. Работу осложняет то, что диэлектрик очень хрупкий (для этого и понадобилась глазурь — чтобы он не так легко ломался), — поэтому нужно соблюдать повышенную осторожность. Но все равно он очень часто ломается.

Делить конденсатор на «осколки» лучше после того, как глазурь будет удалена — в противном случае очистить ее будет очень сложно. После этого останется только залудить обкладки и припаять к ним проволочки (диаметром 0,3...0,5 мм) — выводы конденсатора.

Нетрудно заметить, что емкость получившегося конденсатора будет явно нестандартной. Для того чтобы ее величину можно было предсказать хотя бы приблизительно, надо:

1) определить площадь диэлектрика исходного конденсатора (длину умножить на высоту — например, для конденсатора емкость 0,047 мкФ он равен $12 \times 12 = 144 \text{ мм}^2$;

2) разделить емкость конденсатора на площадь его диэлектрика ($47000 \text{ пФ} : 144 \text{ мм}^2 = 326 \text{ пФ/мм}^2$).

Определив приблизительно площадь (хотя бы «на глазок») «обломка» и умножив его на эту цифру, можно узнать его приблизительную емкость. Скорректировать ее (в сторону уменьшения) можно, стачивая или обламывая грани конденсатора.

Максимально допустимое рабочее напряжение, ТКЕ и все остальные электрические параметры у «обломков» — такие же, как и у исходного конденсатора.

Кстати, такой конденсатор, с удаленной глазурью, можно припаять непосредственно к дорожкам печатной платы или, что лучше, — к оставленной специально для этого площадке (рис. 3.22). Такой монтаж называется «SMD» (Surface mounting device — прибор, монтируемый на поверхности (платы)) и очень распространен в современной малогабаритной аппаратуре. Площадка, к которой вы собираетесь припаять конденсатор, тщательно залуживается, то же самое проделывается и с обеими сторонами конденсатора, он кладется на площадку и сверху его касаются разогретым паяльником. Припой под конденсатором плавится, и он припаивается к площадке. После этого омметром прозванивают конденсатор (делать это обязательно — очень часто выводы конденсатора замыкаются тонкой, практически незаметной перемычкой из припоя) и, если все в порядке, припаивают проволочку диаметром около 0,5 мм между конденсатором и второй площадкой.

Если же вы будете использовать «обломки» в качестве «обычных» конденсаторов, с проволочными выводами — не забудьте покрыть его лаком, краской или любым другим водостойким изолятором.

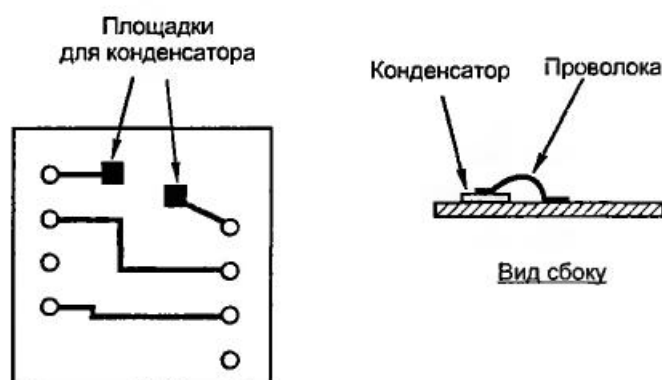


Рис. 3.22. Монтаж конденсаторов непосредственно на дорожках

Резистор

Вручную, не используя сложное и дорогое оборудование, можно изготовить резистор мощностью не более 0,1 Вт и сопротивлением от сотен Ом до десятков МОм. Но точность изготовления не очень велика — сопротивление резистора может оказаться в несколько раз больше необходимого, про температурный коэффициент сопротивления вообще промолчу, поэтому таким способом можно изготавливать только «подтягивающие», токоограничительные и некоторые другие резисторы, сопротивление которых в составе данного устройства может быть практически любым. В цепи обратной связи (усилитель, генератор) лучше включать обычные, заводские, резисторы.

Для изготовления резистора нам понадобится простой карандаш, изготовленный из **графита**. Убедиться в этом можно с помощью омметра, измерив сопротивление между концами стержня карандаша — оно должно быть около десятков...сотен Ом. Все остальные карандаши, сопротивление стержня которых более 2 МОм, не подходят — нам нужно «рисовать» резисторы, а не диэлектрики.

Резисторы рисовать можно только на печатной плате, дорожки которой хорошо залужены; флюс удалять необязательно — но только в том случае, если его слой довольно тонок.

Форма дорожек под резисторы разного сопротивления показана на рис. 3.23. Между дорожками включают омметр и карандашом с силой водят по пространству между ними. Продолжают это до тех пор, пока омметр не начнет показывать сопротивление в 1,5...2 раза меньше необходимого. После этого «резистор» нужно «законсервировать» — т. е. изолировать от внешних воздействий. Лучше всего капнуть на него сверху маленькую капельку эпоксидной смолы (клей ЭДП, она же «эпоксидка»). По мере того, как смола будет пропитывать слой графита, сопротивление «резистора» будет плавно увеличиваться — примерно в 1,5...2 раза. Вместо смолы можно взять любой лак или краску, но они, во-первых, легко растворяются, а во-вторых, увеличивают сопротивление в 3...6 раз — т. е. предсказать его величину гораздо сложнее.

Так как эпоксидка обычно прозрачная, ее можно подкрасить, добавив небольшое количество (1/10...1/100 от объема) пасты из черного или синего стержня для шариковой ручки. Если же вы еще добавите мелок раздробленного цемента (1/3...1/5 часть), получится компаунд, которым заливаются микросхемы («черные лепешки») на заводских платах. При работе с эпоксидной смолой не забывайте, что в нее нужно добавлять 1/10 часть специального отвердителя, и не допускайте попадания воды в жидкую смолу.

Одна из особенностей «нарисованного» резистора, покрытого слоем эпоксидки, он чувствителен к давлению на плату (вернее, к ее изгибу). Объясняется это тем, что смола в жидком состоянии очень хорошо пропитывает слой графита, а в твердом она сопротивляется изгибу гораздо сильнее, чем текстолит — т. е. при изгибе слой смолы с графитом «отталкивается» от дорожек-выводов «резистора» и его сопротивление незначительно увеличивается. Чувствительность такого датчика довольно велика и зависит только от жесткости подложки (текстолита), но сопротивление изменяется всего на несколько сотых долей (единицы процентов).

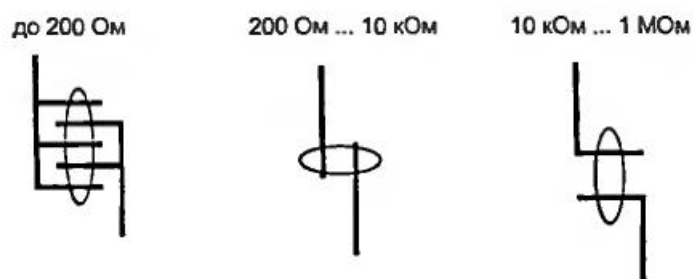


Рис. 3.23. Форма дорожек для «самодельных» резисторов

У резисторов сопротивлением более 100 кОм сопротивление меняется при этом на десятки процентов, но их надежность хуже. Резисторы, покрытые лаком, на давление не реагируют.

Таким же способом можно уменьшить сопротивление подстроечных и переменных резисторов — но не более чем в 2...3 раза.

Если для рисования использовать мягкий карандаш — его грифель предварительно нужно размачивать, при этом результат лучше; «консервировать» резистор можно только после того, как слой графита полностью высохнет. Твердые и твердомягкие карандаши размачивать не надо.

Полупроводниковые приборы

Самостоятельно изготовить любой полупроводник, даже диод, в домашних условиях невозможно. Но можно усовершенствовать прибор — крупногабаритный корпус заменить на значительно меньший, а некоторые диоды можно, так же как и конденсаторы, разложить на несколько частей.

Большинство отечественных мощных полупроводников выпускаются в цельнометаллических корпусах значительных габаритов, и только в конце 80-х годов наша промышленность освоила выпуск приборов в меньших по размерам «пластмассовых» корпусах ТО-220 и ТО-218. Поэтому практически у каждого радиолюбителя есть немало «железных» (на самом деле их корпус изготовлен из меди) деталей, которые из-за своих значительных габаритов не подходят ни для одной схемы. Если при этом их параметры вполне подходящие — читайте дальше.

Для «переделок» подходят только мощные приборы и некоторые средней мощности — у всех остальных размер кристалла слишком мал и его очень легко испортить. Не пытайтесь вскрыть исправный прибор в «пластмассовом» корпусе — станет неисправным!

Вначале прибор нужно вскрыть (рис. 3.24). У диодов и стабилитронов перед этим нужно обломать верхний вывод и обжать (расплющить) его так, чтобы стала видна проволочка, которой кристалл соединяется с этим выводом (иначе вы попросту вырвете верхнюю половину кристалла, т. е. испортите прибор). У тиристоров нужно обламывать оба вывода. После этого любым достаточно «мощным» инструментом (плоскогубцы, пассатижи) верхняя половина корпуса обламывается в месте, показанном на рисунке. У транзисторов корпус довольно толстый, и обломать его не так просто — тогда его можно попросту спилить ножовкой по металлу.



Рис. 3.24. Методы вскрытия металлических корпусов полупроводников

Теперь, когда доступ к кристаллу прибора ничем не ограничен, хватайте прибор инструментом за боковой «вырост» и разогревайте его в пламени газовой плиты. Плиту можно заменить на паяльник 100...200 Вт, но такие «утюги» есть не у всех. Сразу после того, как припой, которым кристалл припаян к кор-

пусу, начнет плавиться, прекращайте нагрев и иголкой либо любой другой жесткой провололочкой отделяйте от кристалла выводы, шайбочки, а сам кристалл — от корпуса. Отделять выводы транзисторов от кристалла нельзя! Стряхните кристалл на любую плохо проводящую тепло холодную поверхность (деревянную, стеклянную и т. д.) и можете начинать разогревать корпус следующего прибора.

Разогревать кристалл прибора нужно как можно меньше — при этом он усиленно окисляется и параметры прибора могут значительно ухудшиться. Но это только в теории — на самом деле кристалл диода Д245, разогретого до температуры плавления припоя в течение нескольких минут, ничем не отличается после остывания от своих «не разогретых» близнецов. А вот непосредственно во время нагрева его параметры изменялись: падение напряжения в прямом включении уменьшалось до 100...300 мВ (по сравнению с 600 мВ), что хорошо, а обратное напряжение пробоя — уменьшалось до десятков вольт, что очень плохо. Отсюда несколько выводов:

- Нагретый кремниевый прибор по параметрам «превращается» в германиевый (низкое прямое и обратное напряжения, ничтожно малое обратное сопротивление). Можно предположить, что германиевые приборы при больших отрицательных температурах «превращаются» в кремниевые (только по параметрам!).
- С помощью любого кремниевого прибора можно измерять электронным способом температуры до 200...300 °С; при этом можно использовать как прямое смещение (уменьшается с 0,6 до 0,3 В), так и обратное (уменьшается с сотен до десятков вольт).
- В мощных устройствах, выходные элементы которых разогреваются до температуры 100 °С и больше, можно использовать детали только со значительным запасом по обратному напряжению (т. е. если напряжение питания равно 50 В — использовать 100 В детали). Иначе при сильном разогреве обратное напряжение прибора может стать ниже 50 В, через него начнет протекать сквозной ток и выделяющаяся на кристалле мощность увеличится — т. е. он будет греться еще сильнее, процесс станет неуправляемым и прибор (или все устройство) выйдет из строя. А вот в тех устройствах, элементы которых не греются, вполне можно 50-вольтовым транзистором управлять напряжением 70...80 В — ведь обратное напряжение такого транзистора уменьшается до 50 В только при температуре 125 °С (отечественный стандарт) или 150 °С (европейский), а при комнатной температуре оно значительно выше.

Кристалл мощных диодов (Д235 и др.) — как правило, шайба диаметром 6 мм и толщиной 0,5 мм. Ее можно разломать точно так же, как и керамический конденсатор, и при этом любой осколок можно будет использовать в качестве диода. Но перед этим (ломкой) с кристалла нужно удалить весь припой.

Размер маломощных кремниевых диодов в стеклянных корпусах (Д220, Д223) можно значительно уменьшить, если кусачками осторожно разломать стекло, отпаять от внешнего вывода («ножки») проволочку, соединяющую его с кристаллом (от кристалла эту проволочку отрывать или отпаивать нельзя!), взять то, что останется за эту проволочку и отпаять кристалл от второго выво-

да. Все — у нас получился диод для SMD-монтажа. Проволочку нужно залудить (она из алюминия, но нормально лудится и с обычной канифолью), и диод можно припаивать, как конденсатор на рис. 1. Но подобным образом можно «усовершенствовать» только кремниевые диоды.

Если у вас есть любой ненужный или неисправный транзистор в корпусе ТО-218 и полдюжата кристаллов диодов Д235 или аналогичных, можно попытаться изготовить диодный мостик. Вначале кусочками или пассатижами нужно удалить черный компаунд, защищающий кристалл транзистора и фиксирующий его выводы (при этом не повредите металлическую площадку — теплоотвод!), удалите (ножом; заодно и зачистите площадку) кристалл, оторвите средний вывод — и далее все в соответствии с рис. 3.25. Вначале припаяйте два диода (соблюдая полярность!), подпаяйте сверху две проволоочки для подвода переменного напряжения (концы проволок — диаметр около 0,5...0,8 мм — должны быть изогнуты в кольцо), сверху припаяйте еще два диода, припаяйте проволочку «+» и только в самом конце — проволоку к корпусу мостика. На корпус можно «посадить» и «плюс» и любой вход переменного напряжения, но лучше всего «минус».

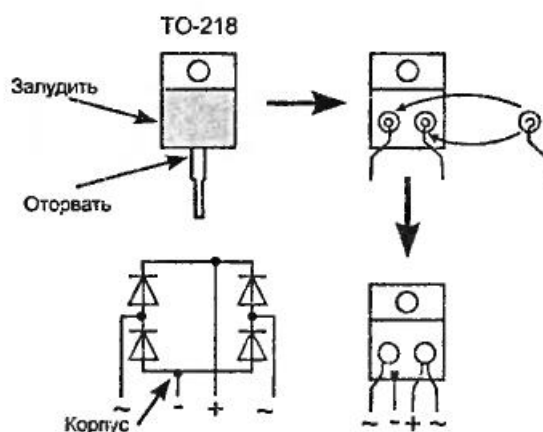


Рис. 3.25. Последовательность изготовления диодного моста

Так как тепловое сопротивление кристаллов диода невелико, то при разогреве любого диода припой плавится и под другим диодом — это усложняет работу (нужно держать все проволоочки — отводы), но улучшает теплоотвод от всех кристаллов работающего в составе схемы моста. К концам проволочек — выводов можно припаять стандартные выводы транзисторов (их можно «добыть», осторожно разломав корпус этих транзисторов), но можно ничего не припаивать — правда, тогда они быстрее сломаются.

После того как корпус получившегося диодного моста остынет, проверьте исправность всех диодов, правильность соединения — и, если все в порядке — покройте корпус тонким слоем жидкой эпоксидки, в отдельном месте разведите эпоксидку и подождите, когда она затвердеет до консистенции зубной пасты, после чего, с помощью иголки и мокрых пальцев, сформируйте на поверхности моста такой же «нарост», как и у заводских транзисторов.

Плавкие предохранители

Не всегда у радиолюбителей имеется предохранитель на нужный ток плавления, а включать некоторые устройства без предохранителя рискованно. Но так как в составе промышленных предохранителей используется обычная медная или свинцовая проволока — их без проблем можно изготовить и самостоятельно. Выбор диаметра и материала проволоки, в зависимости от рабочего тока

(т. е. такого **максимального** тока, при котором проволока **еще** не плавится) указан в таблице. Данные приведены из расчета, что проволока будет припаяна внутри стандартного предохранителя — иначе цифры будут другими.

Таблица 3.1. Выбор провода для предохранителя

Диаметр, мм	Ток плавления для проволоки (А)			
	медь	алюминий	олово	свинец
0,03	0,5	0,4		
0,05	1,0	0,7		
0,1	2,5	2,0	0,5	0,4
0,15	4,5	3,2	0,7	0,6
0,18	6,0	4,8	1,0	0,8
0,2	7,0	5,1	1,2	1,0
0,25	10	7,0	1,8	1,5
0,3	13	10	2,0	1,8
0,35	17	13	2,5	2,1
0,4	21	15	3,2	2,8
0,45	25	18	4,0	3,2
0,5	28	21	4,5	3,8
0,6	37	27	6,0	5,0
0,7	47	35	7,5	6,2
0,8	55	43	9,0	8,0
0,9	70	50	10,5	9,0
1,0	80	60	12	10
1,25	110	80	17	15
1,5	145	110	24	20
1,75	180	140	30	25
2,0	225	170	36	30
2,5	300	230	50	45
3,0		300	65	60
3,5			85	75
4,0			100	90
4,5			120	100
5,0			140	120
5,5			170	140
6,0			190	160

3.4. Условная маркировка элементов

Современные «радиодетали», как правило, малогабаритные, а название у них порой бывает довольно длинным. Поэтому, чтобы не приходилось писать всю необходимую информацию на ничтожно малой поверхности корпуса микрошрифтом, ее определенным образом шифруют. У простых элементов (резисторы, конденсаторы), у которых всего один-два параметра, на корпус наносят числовые значения этих параметров; у более сложных приборов (полупроводники) параметров может быть больше десятка, в таком случае прибору присваивают специальное название, и, отыскав это название в справочнике, можно узнать все его параметры. У некоторых современных приборов, предназначенных для поверхностного монтажа, площадь поверхности корпуса столь ничтожна, что на нее невозможно нанести даже сокращенное название — такие приборы маркируют несколькими «закорючками» или определенным образом расположенными черточками, точками и т. д. Посмотрев по таблицам, что означают эти метки, можно узнать название прибора, а по названию, из справочника, и все его параметры. Конечно, это сложно, но не увеличивать же в несколько раз размеры современных «мобильников», пейджеров и прочей техники — только для того, чтобы на увеличенных корпусах деталей было удобнее наносить всю необходимую информацию?! К тому же условная маркировка очень быстро запоминается и опытным радиолюбителям она даже понятней «обычной».

В этом разделе будут рассмотрены все известные мне виды и подвиды условной маркировки большинства радиодеталей.

Маркировка резисторов

У резисторов только два параметра — номинальное сопротивление (номинальное сопротивление резистора, а также номинальную емкость конденсатора, часто называют просто «номинал») с допуском и рассеиваемая мощность, поэтому с нанесением параметров на корпус проблем обычно не возникает.

Сопротивление резисторов может быть не каким угодно, а таким, каким оно должно быть по стандарту. Этот стандарт (ряд E24) такой:

1.0; 1.1; 1.2; 1.3; 1.5; 1.6; 1.8; 2.0; 2.2; 2.4; 2.7; 3.0; 3.3; 3.6; 3.9; 4.2; 4.7; 5.1; 5.6; 6.2; 6.8; 7.5; 8.2; 9.1.

Подчеркнутые числа — ряд E6, которому подчиняются емкости конденсаторов и резисторов с допуском 20%.

После последней цифры числа может быть любое количество нулей, т. е. «3,3» — это может быть и 3,3 кОм, и 33 кОм, и 330 Ом. А вот резистора номиналом «3,2» или «3,1» не существует — ближайший номинал «3,0». То есть между резистором некоторого сопротивления (например, 47 кОм) и резистором, сопротивление которого в 10 раз больше (или меньше) — т. е. 470 кОм, «находятся» еще 23 резистора (51к, 56к, 62к, 68к, 75к, 82к, 91к, 100к, 110к, 120к, 130к, 150к, 160к, 180к, 200к, 220к, 240к, 270к, 300к, 330к, 360к, 390к, 420к). Для большинства конструкций такого ряда номиналов вполне достаточно.

Но так как изготовить резистор некоторого сопротивления (например, 18 кОм) с абсолютной точностью невозможно, пришлось ввести такое понятие, как **допуск**; он измеряется в процентах и показывает, на сколько может отличаться реальное сопротивление резистора (или емкость конденсатора, индуктивность дросселя и т. д.) от того значения, которое указано на его корпусе. То есть если на резисторе написано «18 кОм, 5%», то его сопротивление может быть в пределах $18 \pm 5\% = 18 \pm 0,9 = 17,1 \dots 18,9$ кОм.

У резисторов и конденсаторов с допуском 10% номиналы определяются рядом E12 (в приведенном выше ряде E24 нужно убрать каждое второе число, т. е. к E12 относятся 1.0; 1.2; 1.5; 1.8 и т. д.).

Производители радиоэлементов, как правило, завышают допуск — реальный допуск (разброс сопротивлений) даже у отечественных 5-процентных резисторов не превышает 2...3%, у импортных он обычно не более 1%; разброс параметров у 10-процентных элементов редко бывает больше 4...6%. А если «поискать» с помощью точного прибора, то среди элементов с допуском 5...10% можно найти такие, разброс параметров которых в 10 и более раз меньше.

Маркируются резисторы (отечественные) так. Омы обозначаются буквой «Е» или «R», или вообще без буквы, килоомы — буквой «К», мегаомы — буквой «М». Если сопротивление резистора в пределах 1...10, то буква ставится вместо запятой (например, 2Е2, 4К7, 1М0 — соответственно 2,2 Ом, 4,7 кОм, 1,0 МОм) — обратите внимание, что, если номинал оканчивается на цифру «0», то эта цифра ставится после буквы, и ее можно спутать с буквой «О». Если сопротивление от 10 до 100, то такой резистор маркируют как обычно: (75 (или 75R, 75E), 20К, 15М). Если номинал резистора от 100 до 1000, то его можно обозначать двойко: например, резистор сопротивлением 470 кОм можно обозначить как «470К», или как М47 (0,47 МОм). Все это относится только к той маркировке, которая наносится изготовителем на корпус прибора — на схемах, по отечественному стандарту, отменять который пока не собираются, номиналы должны указываться в обычном виде (например, 2,2к, 47к, 100к). Омы на схемах не указываются, т. е. если возле резистора стоит только «220», без буквы, то его сопротивление — 220 Ом. Если номинал резистора оканчивается на цифру «0» (например, 3,0 кОм), то нуль не ставят — пишут «3к». По устаревшему и уже отмененному стандарту вместо буквы «М» (мегаомы) можно ставить запятую с нулем, т. е. вместо «2М» — «2,0». Если же возле резистора стоит не «2,0», а «2» — это 2 Ома.

Допуск шифруется буквами и ставится на корпусе резистора сразу же после последнего знака (буквы или цифры) номинала или под ним. На резисторах, выпущенных до конца 80-х годов, допуск обозначается буквами русского алфавита («И» — 5%, «С» — 10%, «В» — 20%), на более современных — латинскими буквами («I» или «J» — 5%, «K» — 10%, «M» — 20%).

Таким образом, если на резисторе написано «1К5И» — его сопротивление 1,5 кОм, допуск $\pm 5\%$, если «2МОМ» — 2 МОм, $\pm 20\%$, если «3КОК» — 3 кОм, $\pm 10\%$, если «75» и под числом буква «I» — 75 Ом, $\pm 5\%$.

Несмотря на кажущуюся простоту, на самом деле число-буквенная маркировка элементов очень неудобна. Размер корпуса современных резисторов очень

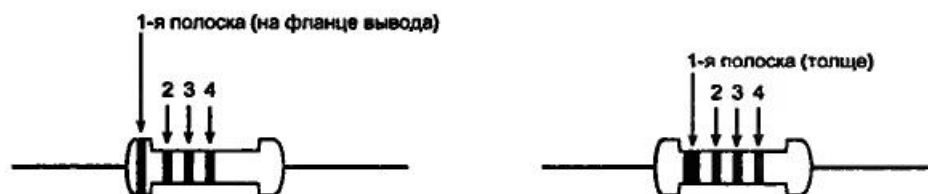


Рис. 3.26. Цветовая маркировка резисторов.
Первая полоска всегда чем-то отличается от всех остальных

Таблица 3.2. Расшифровка цветовой маркировки резисторов («полосатый код»)

Цвет полоски	Цифры номинала	Предел сопротивления	Допуск	ТКС
серебристый	—	0,1...0,91 Ом	±10%	
золотистый	—	единицы Ом	±5%	
черный	0	десятки Ом	±20%	
коричневый	1	сотни Ом	±1%	10%/°C
красный	2	единицы кОм	±2%	5%/°C
оранжевый	3	десятки кОм	—	1,5%/°C
желтый	4	сотни кОм	—	2,5%/°C
зеленый	5	единицы МОм	±0,5%	
синий	6	десятки МОм	±0,25%	1%/°C
фиолетовый	7	—	±0,1%	0,5%/°C
серый	8	—	±0,05%	
белый	9	—		0,1%/°C

мал, поэтому буквочки получаются просто микроскопическими. К тому же резистор к плате можно припаять так, что строчка с его номиналом будет «смотреть» в плату, а не вам в глаза, и тогда его сопротивление можно будет узнать, или выпаяв резистор, или измерив его цифровым мультиметром. И то, и другое неудобно, поэтому номиналы современных резисторов шифруются цветовым кодом, — вокруг цилиндрического корпуса резистора рисуют 4 или более разноцветных кольца (рис. 3.26). Такая маркировка более удобна, как бы вы ни повернули резистор, кольца все равно будут видны. Запоминается «полосатая таблица» очень легко — впрочем, ее и не нужно запоминать — в подсознании все три полоски номинала «сливаются» в один цвет, и у опытных радиолюбителей определение сопротивления резистора по кольцам, при хорошем свете, занимает менее 0,5 секунды. Проблемы могут возникнуть только у людей, не различающих цвета.

Обычно на резистор наносится 4 кольца: две цифры номинала (в соответствии с рядом E24), множитель (обозначен в таблице как «предсел» — так гораздо удобнее) и допуск. То есть комбинация «красная — фиолетовая — оранжевая — золотистая» соответствует сопротивлению 27 кОм, $\pm 5\%$. Три оранжевые полоски — 33 кОм и т. д. Первая полоска **никогда** не бывает черного цвета («0»).

У некоторых резисторов на корпусе нарисовано 5 (прецизионные — особо точные — резисторы) или 6 (терморезисторы) колец. Первые три кольца у таких резисторов обозначают номинал, четвертое — множитель, пятое — допуск и шестое (если есть) — температурный коэффициент сопротивления, или ТКС. ТКС показывает, на сколько процентов изменяется сопротивление резистора при изменении температуры его корпуса на 1 градус, причем все равно, по какой причине изменяется температура корпуса — из-за внешнего нагрева или под воздействием выделяющейся на резисторе мощности. Обычно у терморезисторов отрицательный ТКС, т. е. при увеличении температуры сопротивление резистора уменьшается, хотя есть терморезисторы и с положительным ТКС. У простых резисторов ТКС очень мал и обычно не указывается. Терморезисторы используются для измерения температуры и для ограничения импульсов тока при подключении мощной нагрузки к источнику питания с небольшим внутренним сопротивлением (вначале терморезистор холодный и его сопротивление максимально, а протекающий через него ток минимальный; под воздействием этого тока он нагревается, и его сопротивление плавно уменьшается в сотни раз, пока не наступит некоторый баланс; резистор при этом иногда довольно сильно нагревается, как вы понимаете, отводить тепло от него с помощью радиатора нельзя).

Так как номинал таких резисторов указывается тремя цифрами, то значения в графе «предел сопротивления» нужно увеличить в 10 раз. То есть, если первые 4 кольца — красное, фиолетовое, черное, оранжевое, то сопротивление этого резистора равно 270 кОм.

Существуют также резисторы, предназначенные для поверхностного монтажа, с размерами корпуса не более $1,5 \times 3,0 \times 0,5$ мм. Сопротивление таких резисторов указывается тремя цифрами: первые две цифры — номинал, третья — количество нулей. Так, надпись «392» означает «39» + «00» = 3900 Ом, или 3,9 кОм, «104» — это 100 кОм и т. д.

Единственное исключение — сопротивления от 100 Ом до 910 Ом можно обозначать, соответственно, как «100»...«910», а можно как «101»...«911», т. е. на конце может быть или «0», или «1». Сопротивления менее 100 Ом обозначаются двумя цифрами, менее 10 Ом — с запятой между ними. Существуют также металлические перемычки, сопротивление которых равно нулю и которые выполнены в том же корпусе, что и резисторы (они нужны для «украшения» платы — красивенькие детальки на плате смотрятся гораздо лучше, чем корявые проволочки, да и короткие замыкания с дорожками при использовании таких перемычек невозможны). На перемычках ставят число «000», кроме того, поверхность корпуса резисторов — черная, с белыми цифрами, а перемычек — салатная или зеленая.

Максимально допустимая мощность рассеивания указывается только на мощных резисторах (более 0,5 Вт), на корпуса маломощных резисторов такие «глупости» не наносят. Поэтому узнать мощность резистора можно только экспериментально, сравнивая его с резистором, мощность которого вам известна. Чем больше корпус резистора, тем большую мощность он может рассеять. Мощность резисторов, используемых в заграничной технике, — 0,25 Вт, мощность резисторов для поверхностного монтажа — примерно 0,1...1 Вт.

Напряжение между выводами резисторов мощностью до 0,25 Вт включительно не должно превышать 200 В, между выводами резисторов для поверхностного монтажа — 100 В. При большем напряжении может произойти электрический пробой диэлектрика (если проще, возникнет «искра») и сопротивление резистора резко уменьшится практически до нуля. Из-за этого может повредиться схема, в составе которой этот резистор работает. Для резистора электрический пробой безопасен, но внешний вид его может ухудшиться.

Если на резисторе рассеивается слишком большая мощность, он перегревается и чернеет («сгорает»). В принципе, токопроводящий слой резистора выдерживает температуру до 800 °С (температура красного каления), в отличие от эмали (краски), которая обугливается уже при 400 °С, поэтому сопротивление резистора, даже после сильных перегревов, практически не изменяется, но постепенно, с выгоранием токопроводящего слоя, оно увеличивается. При пропуске через обычный, тонкопленочный резистор сильного и короткого импульса тока его токопроводящий слой мгновенно перегорает и сопротивление резистора увеличивается до бесконечности. Поэтому в сильноточных импульсных схемах лучше всего использовать **проволочные** резисторы, представляющие собой катушку из проволоки с большим удельным сопротивлением (нихром, манганин, константан). Но у таких резисторов значительная индуктивность.

Маркировка конденсаторов

Параметров у конденсаторов больше, чем у резисторов, поэтому и маркировка у них посложней. Обычно на корпус конденсатора наносят следующую информацию:

- номинальная емкость;
- номинальное (максимально допустимое) напряжение;
- допуск;
- ТКЕ (температурный коэффициент емкости).

Допуск и ТКЕ указываются только у «хороших» конденсаторов, т. е. пленочных, керамических и слюдяных; у полярных конденсаторов эти два параметра столь огромны, что их даже не указывают. В «жизненно важных» местах устройства полярные конденсаторы можно использовать только для фильтрации напряжения питания.

Начнем с отечественных неполярных конденсаторов. У конденсаторов емкостью до 100 пФ параметры на корпусе чаще всего вообще не указываются. С чем это связано, мне неизвестно, возможно, предприятиям-изготовителям жалко тратить краску на такую «мелочевку». Емкость таких конденсаторов

можно узнать только косвенным путем, измерив их емкостное сопротивление X_C на некоторой точно известной частоте f и подставив эти данные в формулу:

$$C = \frac{1}{2\pi f_{\text{ген}} \cdot X_C}, \quad X_C = \frac{U_{\text{ген}}}{I_C},$$

где $U_{\text{ген}}$ — выходное переменное напряжение генератора, В; I_C — ток через конденсатор, мА; $f_{\text{ген}}$ — частота генератора, кГц; C — емкость конденсатора, пФ; $2\pi \approx 6,28$. Диапазон емкостей «цветных» конденсаторов указан в табл. 3.3. Данные взяты из статьи А. Перуцкого, «Радиомир», № 8, 2003, с. 3.

Таблица 3.3. Конденсаторы

Цвет корпуса	Емкость, пФ, при диаметре корпуса			ТКЕ, $\times 10^{-6}$
	4 мм	5 мм	6 мм	
синий	1,0...2,2	2,7...3,9	4,7...7,5	+120
серый	1,0...3,9	4,7...7,5	8,2...10	+33
голубой	1,0...4,7	5,1...10	11...15	-47
голубой*	1,0...11	12...24	27...39	-75
красный	10...18	20...33	36...56	-700
зеленый	18...47	51...82	91...130	-1300
оранжевый	680, 1000	1500	2200	70%

* на корпусе красная точка

Но на некоторых конденсаторах такой емкости и на большинстве конденсаторов большей емкости параметры указываются. Емкость обозначается цифрами, буква «р» (по старому стандарту — «П») означает «пикофарады», «п» («Н») — «нанофарады», «μ» — «микрофарады». Емкость шифруется так же, как и сопротивление, т. е. «47Н» означает 47 нФ (0,047 мкФ), а «Н47», или «470р» — 470 пФ (0,47 нФ). Если емкость конденсатора выражается в пикофарадах, то букву «р» или «П» на его корпусе обычно не рисуют, т. е. если на конденсаторе стоит «1000» без всяких дополнительных опознавательных знаков, то его емкость равна 1000 пФ.

Приблизительную емкость пленочных и слюдяных конденсаторов можно определить по размеру их корпуса: чем больше емкость при том же максимально допустимом напряжении, тем больше размер корпуса. При увеличении максимально допустимого рабочего напряжения габариты конденсатора тоже увеличиваются. У керамических конденсаторов разной емкости используются разные диэлектрики с разной диэлектрической проницаемостью, поэтому у двух конденсаторов одинаковых размеров емкость может отличаться в сотни...тысячи раз. Но чем больше диэлектрическая проницаемость используемого диэлектрика, т. е. чем меньше отношение «площадь поверхности конденсатора \times его емкость», тем выше внутреннее сопротивление. Поэтому использовать керамические кон-

денсаторы для фильтрации высокочастотных помех и пульсаций в шинах питания и других цепях, по которым протекает значительный высокочастотный ток, нежелательно. Идеальны слюдяные, но они «большие» и дорогие, поэтому в таких цепях лучше использовать пленочные конденсаторы.

Допуск у конденсаторов бывает в пределах 5...20%, и обозначается он теми же буквами (они всегда заглавные — «большие»), что и у резисторов. Причем если емкость помечена латинскими буквами (р, п, м), то и допуск отмечается латинскими. Кстати, русские свои детали с 5-процентным допуском помечают буквой «I», а все остальные страны — буквой «J».

ТКЕ у конденсаторов чаще всего незначителен, но в некоторых устройствах (задающие генераторы) желательно, чтобы он вообще был равен нулю. Возникает он из-за того, что при нагреве конденсатора его диэлектрик очень незначительно расширяется, расстояние между обкладками увеличивается, из-за этого емкость конденсатора уменьшается. То есть у такого конденсатора ТКЕ отрицательный. Есть конденсаторы и с положительным ТКЕ. Этот коэффициент максимален (по модулю) у керамических конденсаторов, и чем больше емкость конденсатора, а его размеры — меньше, тем больше ТКЕ. У пленочных конденсаторов ТКЕ крайне мал (и обычно отрицателен), а у слюдяных вообще практически равен нулю.

Узнать, на сколько изменится емкость конденсатора при изменении температуры можно по формуле:

$$C_{\Delta t} = C \cdot \frac{\text{ТКЕ} \cdot \Delta t}{1000000},$$

где C — емкость конденсатора при начальной температуре; $C_{\Delta t}$ — емкость конденсатора при изменении температуры на Δt (в градусах Цельсия или Кельвина).

Делить на миллион обязательно — ТКЕ крайне малая величина, и, если ее перед нанесением на корпус конденсатора не умножить на это число, будет слишком много нулей после запятой.

ТКЕ у всех конденсаторов нормирован и может быть равным (по отечественному стандарту он обозначается на корпусе конденсатора как «МПО», по европейскому — «NPO», «COG», «COH», «CH» — это одно и то же); -47 (M47 — по старому отечественному стандарту; на корпусах отечественных конденсаторов, номинал и допуск которых указан латинскими буквами, он обозначается буквой «U»); -75 (M75, «M»); -750 (M750, N750 — европейский стандарт, «T»); -1500 (M1500, «V»); +100 (П100). У конденсаторов большой емкости (керамические, более 0,01 мкФ) ТКЕ уж очень большой и под воздействием температуры емкость конденсатора может изменяться на 30% (H30, «D», X7R, X7B), 70% (H70) или 90% (H90, «F»); у импортных конденсаторов максимальное изменение емкости — 50% (Y5V, Z5U) при изменении температуры на 50...80 °С.

Также емкость керамических конденсаторов изменяется и под воздействием напряжения. У конденсаторов Y5V при увеличении напряжения от 5 до 40 В емкость уменьшается на 70%.

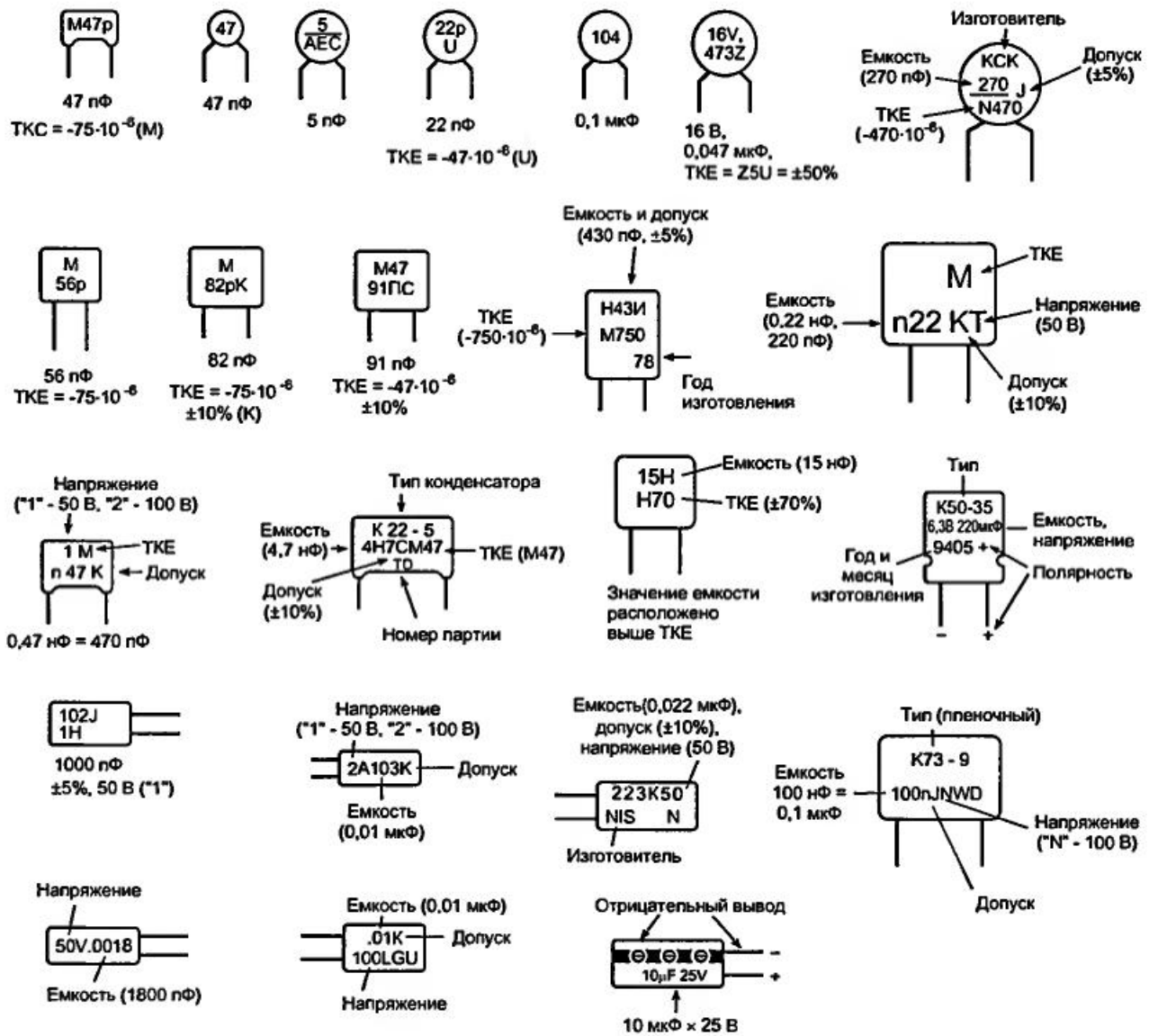


Рис. 3.27. Расшифровка маркировки конденсаторов

На импортных конденсаторах емкость обозначается только в зашифрованном виде — без всяких букв. Она обозначается или как у резисторов для поверхностного монтажа (в пикофарадах, первые две цифры — номинал, третья — количество нулей; «100» и «101» — это 100 пФ; у конденсаторов емкостью до 100 пФ верхняя часть корпуса (примерно 1/10, со стороны названия) иногда закрашивается краской; емкость конденсаторов 1...9 пФ обозначается одной цифрой и может быть любой, емкость всех остальных конденсаторов подчиняется ряду E24), или в единицах АЕС (в микрофарадах, причем нуль до запятой (вернее, точки) не ставится, т. е. на конденсаторе емкостью 2200 пФ будет написано «.0022», что соответствует 0,0022 мкФ). Значение допуска, максимально допустимого напряжения и ТКЕ на корпуса большинства таких конденсаторов не наносится.

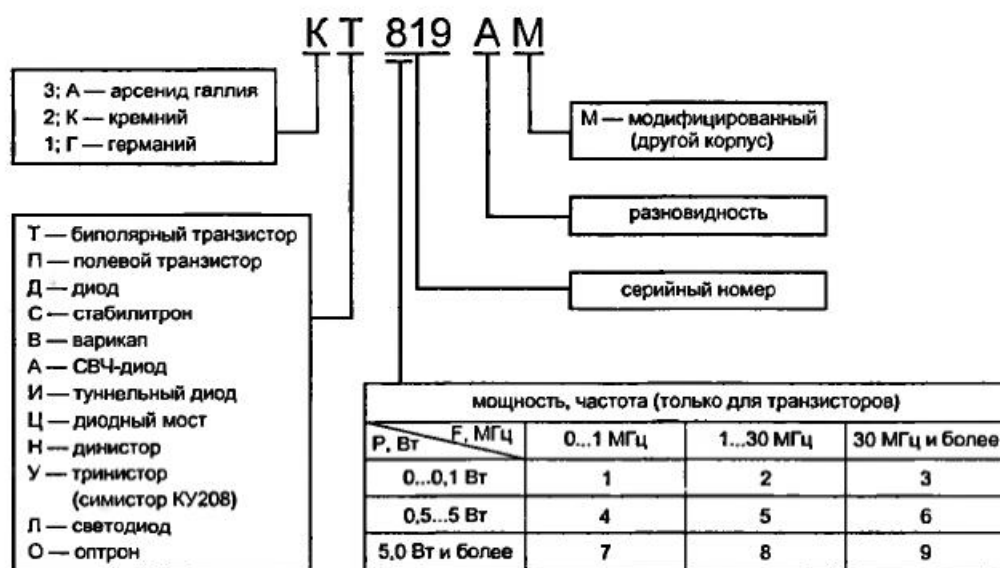
Наиболее проста маркировка у электролитических конденсаторов. У них емкость обозначается в микрофарадах («мкФ», или «μ»), а напряжение — в вольтах («В», или «V»). Допуск и ТКЕ не наносятся никогда, на некоторых им-

портных конденсаторах указывают температурный диапазон, в пределах которого гарантируется работоспособность конденсатора (т. е. жидкий электролит не замерзнет и не закипит). На отечественных конденсаторах возле положительного вывода ставят значок «+», у импортных возле отрицательного вывода, параллельно корпусу, рисуют толстую линию, внутри которой через небольшие интервалы нарисованы «-». В спорных случаях правильную полярность конденсатора можно определить при помощи микроамперметра и батарейки (аккумулятора) на 6...12 В — при «неправильной» полярности через конденсатор будет протекать ток, в сотни раз больше, чем при «правильной».

Для лучшего понимания всего вышесказанного на рис. 3.27 собраны примеры маркировки большинства отечественных и импортных конденсаторов.

Маркировка полупроводниковых элементов

Маркировка всех современных полупроводников состоит из названия, как правило, не имеющего ничего общего с их электрическими параметрами. Названия «раздаются» по порядку, по мере создания новых приборов: «01», «02», ... — и так до бесконечности (обычно до 100...200). В названиях отечественных полупроводников зашифрован их тип и мощность:



В названиях импортных полупроводников не зашифровано ничего, кроме имени фирмы-изготовителя. Электрические параметры полупроводниковых элементов по названию можно узнать в специализированных справочниках; для большего удобства в этой книге, в разделе «справочный материал», даны характеристики **некоторых** наиболее популярных среди радиолюбителей элементов. Слово «некоторых» выделено из-за того, что на сегодняшний день одних только диодов существует более 100000 видов — в этой книге строчек раз в 10 меньше.

На корпуса некоторых отечественных полупроводников вместо число-буквенного названия наносятся цветные метки. Ниже дана расшифровка таких «названий».

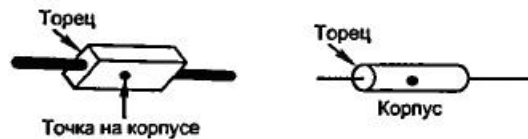
Транзисторы



Тип	Маркировка
КТ209	сзади серая точка +:
А	сверху красная точка
Б	сверху желтая точка
В	сверху зеленая точка
Г	сверху голубая точка
Д	сверху синяя точка
Е	сверху белая точка
Ж	сверху коричневая точка
И	сверху серебристая точка
К	сверху оранжевая точка
Л	сверху желто-коричневая точка
М	сверху серая точка
КТ209АМ...ММ	спереди ромб, под ним буква А...М
КТ342	спереди синяя точка+:
АМ	сверху красная точка
БМ	сверху желтая точка
ВМ	сверху зеленая точка
КТ363АМ	две розовые точка
КТ363БМ	розовая и желтая точка
КТ368АМ	две белые точка сверху
КТ368БМ	одна белая точка сверху
КТ3102	сзади зеленая точка +:
А	сверху красная точка
Б	сверху желтая точка
В	сверху зеленая точка
Г	сверху голубая точка
Д	сверху синяя точка
Е	сверху белая точка
КТ3107	две точки; голубая +:
А	розовая

Тип	Маркировка
Б	желтая
В	спиня
Г	бежевая
Д	оранжевая
Е	“электрик”
Ж	салатовая
И	зеленая
К	красная
Л	серая
КТ3126 А	спереди квадрат
Б	спереди и сверху зеленые точки
В	спереди квадрат + точка

Диоды

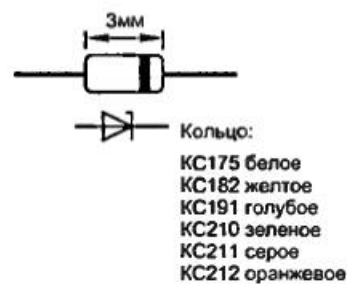


Тип	Маркировка
КД105	желтая полоса на или возле торца, +:
А	желтая точка
Б	ничего
В	зеленая точка
Г	красная точка
КД208А	зеленая точка возле анода, или желтый торец
КД209	красная полоса возле анода +:
А	ничего
Б	зеленая точка
В	красная точка
КД221	белый торец +:
А	ничего
Б	белая точка
КД226	цветное кольцо возле катода:
А	оранжевое

Тип	Маркировка
Б	красное
В	зеленое
Г	желтое
Д	белое
Е	голубое
КД247	два цветных кольца возле катода:
А	оранжевые
Б	красные
В	зеленые
Г	желтые
Д	белые
Е	фиолетовые (голубые)



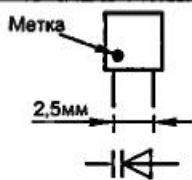
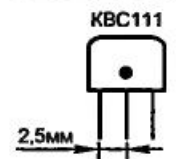

Стабилитроны



Варикапы



Тип	Маркировка (точка)
КВ109А	белая
Б	красная
В	зеленая
Г	

Тип	Маркировка (точка)	
КВ121А	спинная	
Б	желтая	
В	желтая полоса	
КВ122А	оранжевая	
Б	фиолетовая	
В	коричневая	
КВ127	поверхность со стороны выпуклости:	
А	белая	
Б	красная	
В	желтая	
Г	зеленая	
КВ131А	КВ131А 1 красная точка КВ131Б 2 красные точки КВ135А белая точка	
КВ131Б		
КВ135А		
КВС111	 	Точка Фиолетовая полоса "Транзисторный" корпус ТО-92
А		
Б		

А — белая точка
 Б — оранжевая точка

У некоторых импортных силовых приборов их основные параметры (напряжение и ток) включены в название прибора, например, RHP50N06T, 12CTQ 035, 36MB40. Первое число — ток в амперах (соответственно, 50 А, 12 А и 36 А), а второе — максимально допустимое напряжение в десятках вольт (60 В, 35 В, 400 В). Это правило справедливо только тогда, когда между числами стоят буквы; исключение — транзисторы серии FS: у FS5KM-9 ток равен 5 А, а напряжение $U = 9 \cdot 50 = 450$ В, у FS12KM5 ток равен 12 А, а напряжение — 250 В. Есть и другие исключения, но они встречаются гораздо реже.

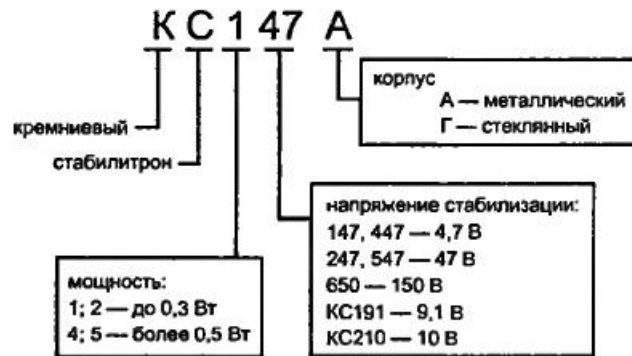
Отечественные мощные диоды и тиристоры маркируются таким образом:



К сожалению, по такому принципу маркируются только «устаревшие» приборы, все современные диоды и тиристоры маркируются порядковым номером.

Тиристоры серий Т106-10 и ТС106-10 изготавливаются в наиболее «удобном» для монтажа корпусе ТО-220. Выводы у них расположены так же, как и у симисторов серии ВТ фирмы Philips (см. «справочный материал»).

Маркировка современных отечественных маломощных стабилитронов:



3.5. справочный материал

Транзисторы

При составлении таблиц особое внимание уделялось подбору комплементарных пар — двух транзисторов разной структуры с примерно одинаковыми параметрами. Такие транзисторы в таблицах не отделены друг от друга. Проблемы могут возникнуть только при подборе комплементарных пар полевых транзисторов — р-канальный транзистор, при том же напряжении и таких же значениях паразитных емкостей, имеет сопротивление канала, в 2...3 раза больше, чем п-канальный. Так как паразитные емкости на работу схемы (высокочастотной) влияют сильнее, чем сопротивление канала, то и приходится выбирать, например, к IRFZ34 транзистор IRF9Z34, а не IRF9Z44, у которого такие же токовые характеристики, но емкости в два раза больше. А вот для низкочастотной схемы комплементарными являются IRFZ34 и IRF9Z44.

<p>ТО-92</p> <p>1,5</p> <p>к б э</p>	<p>ТО-220</p> <p>2,5</p> <p>к б э</p>	<p>ТО-126</p> <p>2,5</p> <p>к б э</p>	<p>ТО-218, ТО-247</p> <p>5,0</p> <p>к б э</p>
<p>ТО-18</p> <p>к б э</p> <p>Корпус Ключ</p>	<p>RF28S, RF38S</p> <p>к б э</p> <p>Ключ</p>	<p>ТО-60</p> <p>Резьба М3</p>	<p>RF50</p> <p>к б э</p>

Маломощные биполярные транзисторы

Тип	Структура	$U_{кэ макс}$ В	$h_{21э}$, мин	$I_{к макс}$ мА	$P_{макс}$, Вт	$f_{гр}$, МГц
КТ315	п-р-п			100	0,15	100
КТ361	р-п-р					
А		25	50			
Б		20	200			
В		40	50			
Г		35	200			
Д		40	50			
Е		35	200			
Ж		15	200			
И	60	50				
КТ3102	п-р-п			100	0,3	200
(КТ3107)	р-п-р					
А		50	150 (100)			
Б		50	300 (150)			
В		30	300 (100)			
Г		20	800 (300)			
Д		30	300 (180)			
Е		25	800 (300)			
Ж		(25)	(200)			
И		(50)	(180)			
К		(30)	(350)			
Л	(25)	(500)				
КТ502	р-п-р			150	0,35	5
КТ503	п-р-п					
А		40	50			
Б		40	150			
В		60	50			
Г		60	150			
Д		80	50			
Е	90	50				
КТ208*	р-п-р			300	0,2	5

Тип	Структура	$U_{кэ макс}$ В	$h_{21э}$, мин	$I_{к макс}$ мА	$P_{макс}$ Вт	$f_{гр}$ МГц
КТ209*	р-п-р			300	0,2	5
А		15	30			
Б		15	60			
В		15	100			
Г		30	30			
Д		30	60			
Е		30	100			
Ж		45	30			
И		45	60			
К		45	100			
Л		60	30			
М		60	60			
КТ342	п-п-п			100	0,25	100
А		30	100			
Б		25	300			
В	10	800				
КТ3117А	п-п-п	60	40	400	0,3	200
КТ3117Б		45	80			
КТ3157А	р-п-р	250	50	30	0,2	60
BC368	п-п-п	25	50	1000	0,63	70
BC369	р-п-р					
BC327-25	р-п-р	50	250	500	0,63	100
BC337-25	п-п-п					
BC327-40	р-п-р	50	400	500	0,63	100
BC337-40	п-п-п					
BC517**	п-п-п	40	30000	500	0,5	200
BC807***	р-п-р	50	250	500	0,25	100
BC817***	п-п-п					
SS8050	п-п-п	40	85	1500	1,0	100
SS8550	р-п-р					
SS9012	р-п-р	40	70	500	0,63	200
SS9013	п-п-п					
SS9014	п-п-п	50	200	150	0,5	80

Тип	Структура	$U_{кз макс}$ В	$h_{21Э}$, мин	$I_{к макс}$ мА	$P_{макс}$ Вт	$f_{гр}$ МГц
SS9018	п-р-п	30	40	100	0.2	500
BF420	п-р-п	300	50	500	0.63	60
BF421	р-п-р					

*отличаются только типом корпуса
 **составной — из двух транзисторов
 ***изготовлены в корпусе для поверхностного монтажа

Биполярные транзисторы средней и большой мощности

Тип	Структура	$U_{кз макс}$ В	$h_{21Э}$, мин	$I_{к макс}$ А	$P_{макс}$ Вт	$f_{гр}$ МГц	Корпус
КТ644	р-п-р			0.5	1	200	ТО-126
КТ646	п-р-п						
А		60	40				
Б		40	150				
КТ814	р-п-р			1.5	10	3	ТО-126
КТ815	п-р-п						
А		25	40				
Б		40	40				
В		60	30				
Г		100	25				
КТ816	р-п-р			3	25	3	ТО-126
КТ817	п-р-п						
А		25	25				
Б		40	25				
В		60	15				
Г		100	10				
КТ818	р-п-р			10(15)	60(100)	3	ТО-220 (ТО-3)
КТ819	п-р-п						
А(АМ)		25	15				
Б(БМ)		40	20				
В(ВМ)		60	15				
Г(ГМ)		100	15				

Тип	Структура	$U_{кэ макс}$ В	$h_{21Э}$, мин	$I_{к макс}$ А	$P_{макс}$ Вт	$f_{гр}$ МГц	Корпус
КТ825**	р-п-р						
КТ827**	п-р-п		750	20	125	3	ТО-3
А		100					
Б		80					
В		60					
КТ8101А	п-р-п	200	20	16	150	10	ТО-218
КТ8102А	р-п-р						
КТ940А	п-р-п	300	10(50)	0,1	10(6)	90(60)	ТО-126
(КТ969А)	п-р-п						
КТ9115А	р-п-р						
КТ850А(Б)	п-р-п	250(300)	40(20)	2	25	20	ТО-220
КТ851А(Б)	р-п-р						
КТ853А**	р-п-р	100	750	8	60	7	ТО-220
КТ854А	п-р-п	600	20	10	60	10	ТО-220
КТ858А	п-р-п	450	10	7	60	4	ТО-220
КТ859А	п-р-п	800	10	3	40	3	ТО-220
КТ872А	п-р-п	1500	5	8	100	7	ТО-218
КТ890А**	п-р-п	350	200	20	120	8	ТО-218
КТ892А**	п-р-п	350	300	15	100	8	ТО-3
КТ896А**	р-п-р	90	750	20	150	4	ТО-218
КТ897А**	п-р-п	350	400	20	150(100)	10	ТО-3
(КТ898А)**	п-р-п						ТО-220
КТ8111А**	п-р-п	100	750	20	125	10	ТО-3
2SC3280	п-р-п	180	60	12	125	25	ТО-3
2SA1516	р-п-р						
2SC2922	п-р-п	180	30	17	200	40	MT-200
2SA1216	р-п-р						
BD437	п-р-п	45	50	4	36	3	ТО-126
BD438	р-п-р						
BD911	п-р-п	100	50	15	90	10	ТО-220
BD912	р-п-р						
BDW93C**	п-р-п	100	750	12	80	20	ТО-220
BDW94C**	р-п-р						

Тип	Структура	$U_{кз макс}$, В	$h_{21Э}$, мин	$I_{к макс}$, А	$P_{макс}$, Вт	$f_{гр}$, МГц	Корпус
BDX53C**	п-р-п	100	750	8	60	20	ТО-220
BDX54C**	р-п-р						
ТІР31С	п-р-п	100	25	3	40	3	ТО-220
ТІР32С	р-п-р						
ТІР33С	п-р-п	100	25	10	80	3	ТО-218
ТІР34С	р-п-р						
ТІР35С	п-р-п	100	15	25	125	3	ТО-218
ТІР36С	р-п-р						
ТІР41С	п-р-п	110	20	6	65	3	ТО-220
ТІР42С	р-п-р						
ТІР102**	п-р-п	100	2500	8	80	4	ТО-220
ТІР107**	р-п-р						
ТІР121**	п-р-п	80	2500	5	65	4	ТО-220
ТІР126**	р-п-р						
ТІР122**	п-р-п	100	1000	5	75	4	ТО-220
ТІР127**	р-п-р						
ТІР142**	п-р-п	100	500	10	125	4	ТО-218
ТІР147**	р-п-р						
ТІР142Т**	п-р-п	100	1000	10	80	4	ТО-220
ТІР147Т**	р-п-р						

Высокочастотные биполярные маломощные транзисторы

Тип	Структура	$U_{кз макс}$, В	$h_{21Э}$, мин	$I_{к макс}$, А	$P_{макс}$, Вт	$f_{гр}$, МГц	Корпус
КТ363А	р-п-р	15	40	0,03	0,15	1500	ТО-92
КТ399А	п-р-п						
КТ325АМ	п-р-п	15	30	0,3	0,2	800	ТО-92
КТ325БМ			70			800	
КТ325ВМ			160			1000	
КТ368А,Б	п-р-п	15	50	0,03	0,2	900	ТО-92
КТ372	п-р-п	15	10	0,01	0,05	2400	RF-15
КТ3109А	р-п-р	25	15	0,05	0,17	800	RF-15
Б, В		20				600	

Тип	Структура	$U_{кэ макс}^*$ В	$h_{21Э}, мин$	$I_{к макс}^*$ А	$P_{макс}^*$ Вт	$f_{гр}, МГц$	Корпус
КТ3117А (А1)	п-р-п	60	40	0,4	0,3	200	ТО-18 (ТО-92)
Б(Б1)		45	80				
КТ3126Б	р-п-р	30	40	0,02	0,15	500	ТО-92
КТ3127А	р-п-р	20	20	0,02	0,1	600	ТО-18
КТ3128А	р-п-р	20	15	0,02	0,1	800	ТО-18
2SC1923O	п-р-п	40	70	0,02	0,1	550	ТО-92
2SC1923Y	п-р-п	40	70	0,05	0,1	550	ТО-92
2SC2538	п-р-п	40	80	0,4	0,7	200	ТО-92
2SC2851	п-р-п	35	50	0,3	1,0	1500	
2SC2956	п-р-п	30	40	0,05	0,3	1100	ТО-92
2SC3355	п-р-п	20	50	0,1	0,6	6500	ТО-92
2SC3356	п-р-п				0,2	7000	ТО-92
2SC3357	п-р-п				2,0	1000	
2SC3585	п-р-п	20	100	0,04	0,2	10000	
2SC3811	п-р-п	40	60	0,1	0,4	450	ТО-92
2SC4046	п-р-п	120	250	0,2	0,8	330	ТО-126
2SD2132	п-р-п	25	85	0,5	0,65	350	ТО-92
BFR96S***	п-р-п	20	25	0,08	0,5	400	SOT-37
BFR96TS				0,1	0,7	5000	ТО-50

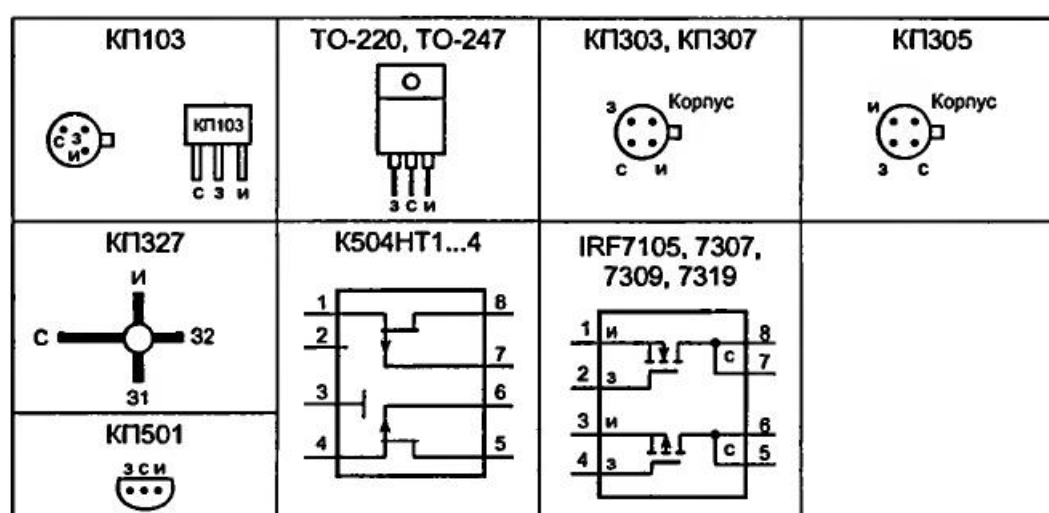
Высокочастотные биполярные мощные транзисторы

Тип	Структура	$U_{кэ макс}^*$ В	$h_{21Э}, мин$	$I_{к макс}^*$ А	$P_{макс}^*$ Вт	$f_{гр}, МГц$	Корпус
КТ610А	п-р-п	26	50	0,3	1,5	1000	RF28S
Б						700	
КТ904А	п-р-п	60	10	0,8	5	450	ТО-60
Б						400	
КТ907А	п-р-п	60	10	1,0	13	450	ТО-60
Б						400	
КТ913А	п-р-п	55	15	0,5	4	900	RF28S
Б				1,0	8		
В				1,0	12		

Тип	Структура	$U_{кэ макс}$ В	$h_{21э}$, мин	$I_{к макс}$ А	$P_{макс}$ Вт	$f_{гр}$, МГц	Корпус
КТ920А	п-р-п	36	10	0,5	5	400	RF38S
Б				1,0	10		
В				3,0	25		
Г				3,0	25		
КТ922А	п-р-п	65	10	0,8	8	300	RF38S
Б			10	1,5	20		
В			15	3,0	40		
Г			15	1,5	20		
Д			15	3,0	40		
КТ925А	п-р-п	36	8	0,5	5	500	RF38S
Б			10	1,0	11	500	
В			17	3,3	25	450	
Г			10	3,3	25	450	
КТ930А	п-р-п	50	15	6,0	75	450	RF50
Б				10,0	120	400	
КТ934А	п-р-п	60	10	0,5	7	500	RF38S
Б				1,0	15	500	
В				1,0	30	500	
Г				1,0	15	450	
Д				2,0	30	450	
КТ393А	п-р-п	30	40	0,4	4	2500	RF28S
КТ914А	р-п-р	65	20	0,8	7	300	ТО-60

**составные — состоят из 2-х транзисторов

*** изготовлены в корпусе для поверхностного монтажа



Маломощные полевые транзисторы

Тип	Канал	Затвор*	S, мА/В	I _{с нач} , мА	U _{зи отс} , В	U _{си макс} , В
КП103А	р	р-п	0,7...2,1	0,55...1,2	0,5...2,2	10
Б			0,8...2,6	1,0...2,1	0,8...3,0	
В			1,4...3,5	1,7...3,8	1,4...4,0	
Г			1,8...3,8	3,0...6,6	2,0...6,0	
Д			2,0...4,4	5,4...12	2,8...7,0	
Е			0,4...2,4	0,3...2,5	0,4...1,5	
Ж			0,5...2,8	0,35...3,8	0,5...2,2	
И			0,8...2,6	0,8...1,8	0,8...3,0	
К			1,0...3,0	1,0...5,5	1,4...4,0	
Л			1,8...3,8	1,8...6,6	2,0...6,0	
М			1,3...4,4	3,0...12	2,8...7,0	
КП303А	п	р-п	1...4	0,5...2,5	0,5...3	25
Б			1...4	0,5...2,5	0,5...3	
В			2...5	1,5...5	1...4	
Г			3...7	3...12	8	
Д			2,6...4	3...9	8	
Е			4...6	5...20	8	
Ж			1...4	0,3...3	0,3...3	
И			2...6	1,5...5	0,5...2	
КП305А	п	в	6...10	(макс. 15 мА)	6	15
Б			4...8			
В			6...10			
Г			6...10			
Д			5...10			
Е			4...8			
Ж			5...10			
И			4...10			
КП307А	п	р-п	4...9	3...9	0,5...3	27
Б			5...10	5...15	1...5	
В			5...10	5...15	1...5	
Г			6...12	8...24	1,5...6	
Д			6...12	8...24	1,5...6	
Е			3...8	1,5...5	2,5	
Ж			4...9	3...25	7,0	

Тип	Канал	Затвор*	S , мА/В	$I_{с\text{ нач}}$, мА	$U_{зи\text{ отс}}$, В	$U_{си\text{ макс}}$, В
КП327А	п	в	11	—(макс. 30 мА)	2...6	18
КП501А	п	и	100	(макс. 0,2 А)	2...4	240
К504НТ1 К504НТ2	р	р-п			4,5...5,0	15
А			0,3	0,1...0,7		
Б			0,5	0,4...1,5		
В			0,7	0,7...2,0		
К504НТ3 К504НТ4	р	р-п			4,5...5,0	15
А			1,5	1,5...7,5		
Б			3,0	5,0...15		
В			5,0	7,5...20		

*р-п в виде р-п-перехода, и — индуцируемый, в — встроенный

Мощные низкочастотные полевые транзисторы*

Тип	Канал	$U_{си\text{ макс}}$, В	$I_{с\text{ макс}}$, А	$P_{с\text{ макс}}$, Вт	$R_{си}$, Ом	Корпус
IRFZ14	п	60	1,0	43	0,2	TO-220
IRF9Z14	р		6,7		0,5	
IRFZ24	п	60	17	60	0,1	TO-220
IRF9Z24	р		11		0,28	
IRFZ34	п	60	30	90	0,05	TO-220
IRF9Z34	р		18		0,14	
КП727Б	п		30		0,05	
IRFZ44	п	60	42	150	0,028	TO-220
IRF9Z44	р		30		0,05	
IRFZ46	п	60	50	120	0,024	TO-220
IRFZ46N		55	50	150	0,02	
КП741Б		55	50	150	0,02	
IRFZ48	п	60	50	190	0,018	TO-220
IRFZ48N		55	64	140	0,016	
КП741А		60	50	190	0,018	
IRFP048N	п	55	50	100	0,02	TO-247
IRFP054N	п	55	81	170	0,012	TO-247

Тип	Канал	$U_{си макс}$ В	$I_{с макс}$ А	$P_{с макс}$ Вт	$R_{си}$, Ом	Корпус
IRFP064N	п	55	110	200	0,008	ТО-247
IRF3205	п	55	110	200	0,008	ТО-220
IRF510	п	100	5,6	43	0,54	ТО-220
IRF9510	р		4,0		1,2	
IRF520	п	100	8,0	60	0,27	ТО-220
IRF9520	р		6,8		0,6	
IRF530	п	100	14	88	0,16	ТО-220
IRF9530	р		12		0,3	
IRF540	п	100	28	150	0,077	ТО-220
IRF9540	р		19		0,2	
КП746А	п		28		0,077	
IRF620	п	200	5,2	50	0,8	ТО-220
IRF9620	р		3,5		1,5	
IRF640	п	200	18	125	0,18	ТО-220
IRF9640	р		11		0,5	
КП750А	п		18		0,18	
IRF710	п	400	2	36	3,6	ТО-220
IRF720			3,3	50	1,8	
IRF730			5,0	75	1,0	
КП752А			5,0	75	1,0	
IRF740			10	125	0,55	
IRF820	п	500	2,5	50	3,0	ТО-220
IRF830			4,5	75	1,5	
IRF840			8,0	125	0,85	
IRFBC20	п	600	2,2	50	4,4	ТО-220
IRFBC30			3,6	75	2,2	
IRFBC40			6,5	125	1,2	
IRFBE20	п	800	1,8	55	6,5	ТО-220
IRFBE30			4,4	125	3,0	
IRFBF20	п	900	1,7	55	8,0	ТО-220
IRFBF30			3,6	125	3,7	
КП786А						
IRFBG30	п	1000	2,0	125	5,0	ТО-220

Тип	Канал	$U_{си макс}$ В	$I_c макс$, А	$P_c макс$ Вт	$R_{си}$, Ом	Корпус
IRF7105	п	25	3,5	2,0	0,1	SOIC-8
	р		2,5		0,25	
IRF7307	п	20	4,3	1,4	0,05	SOIC-8
	р		3,6		0,09	
IRF7309	п	30	4,0	1,4	0,05	SOIC-8
	р		3,5		0,1	
IRF7319	п	30	6,5	2,0	0,029	SOIC-8
	р		4,0		0,05	
IRF7413	п	30	13	2,5	0,011	SOIC-8
IRF7416	р		10		0,02	
IRF7103	п	50	3,0	2,0	0,13	SOIC-8
IRF7343	п	55	4,7	2,0	0,05	SOIC-8
IRFD014	п	60	1,7	1,3	0,2	DIP-4
IRFD9014	р		1,1		0,5	
IRFD024	п	60	2,5	1,3	0,1	DIP-4
IRFD9024	р		1,6		0,28	
IRFD110	п	100	1,0	1,3	0,54	DIP-4
IRFD9110	р		0,7		1,2	
IRFD120	п	100	1,3	1,3	0,27	DIP-4
IRFD9120	р		1,1		0,6	
IRFD210	п	200	0,6	1,3	1,5	DIP-4
IRFD9210	р		0,4		3,0	
IRFD220	п	200	0,8	1,3	0,8	DIP-4
IRFD9220	р		0,56		1,5	
IRFD420	п	500	0,46	1,3	3,0	DIP-4

* все с изолированным затвором ($U_{зи} \pm 20$ В) и индуцируемым каналом

Диоды, варикапы, стабилитроны, тиристоры

В таблицах сведены только самые главные параметры этих видов полупроводников. Время обратного восстановления — время, за которое восстанавливается потенциальный барьер при изменении полярности напряжения на диоде с прямой на обратную (при прямом включении потенциального барьера нет, поэтому через диод течет большой ток; при обратном включении возникает потенциальный барьер, мешающий протеканию тока). То есть, если напряжение на диоде (например, КД103) очень резко изменится с +10 В (прямой ток) на -10 В,

то в течение 4 мкс через диод будет течь обратный ток (–10 В) и только через 4 мкс этот ток станет ничтожно малым.

Импульсные диоды идеально подходят для цифровых схем; их особенности — малое время обратного восстановления (т. е. они довольно высокочастотны), ничтожно малые индуктивность и емкость перехода, а также способность выдерживать импульсы тока значительной амплитуды. Длительность этих импульсов не должна быть очень большой — корпус диода малогабаритный и кристалл легко перегревается. А тепловой пробой «не лечится».

В разделе «Стабилитроны» дана информация только по устаревшим стабилитронам серии «Д81х». Названия всех современных стабилитронов расшифровываются очень легко (см. предыдущую главу); минимальный и максимальный токи стабилизации стабилитронов серии «КС» зависят от напряжения стабилизации и мощности стабилитрона:

$$I_{\text{ст.мин}} = \frac{P}{20 \cdot U_{\text{ст}}}, \quad I_{\text{ст.макс}} = \frac{P}{U_{\text{ст}}}.$$

Для стабилитронов в корпусе длиной 3 мм мощность P не превышает 0,1 Вт, для стабилитронов в 8-миллиметровом корпусе — 0,2 Вт, для стабилитронов в корпусе, как у Д814, — 0,5 Вт. Указанное значение $I_{\text{ст.мин}}$ ($1/20 I_{\text{ст.макс}}$) немножко завышено — у меня стабилитроны КС175, КС191 в 3-миллиметровом корпусе начинают стабилизировать напряжение при протекающем через них токе 50 мкА — этот ток в 300 раз больше максимально допустимого для них.

Основной «временной» параметр тиристоров — время выключения. Включаются все тиристоры практически мгновенно — благодаря «встроенной» очень сильной положительной обратной связи, и эта же связь «мешает» тиристорам так же быстро отключиться.

Все упомянутые в таблице тринисторы и симисторы по управляющему электроду только включаются; выключить, соединив УЭ с катодом, можно только тринистор MCR100.

Выпрямительные диоды

Тип	$I_{\text{макс}}$, А	$U_{\text{макс}}$, В	t^* , мкс	$f_{\text{макс}}$, кГц	Аналог
КД102А	0,1	250		5	
Б		300		5	
КД103А		50	4	20	
Б		50	4	20	
КД105А	0,3	200		1	
Б		400			
В		600			
Г		800			

Тип	$I_{\text{макс}}, \text{A}$	$U_{\text{макс}}, \text{В}$	$t^*, \text{мкс}$	$f_{\text{макс}}, \text{кГц}$	Аналог
КД209А	0,7	400		1	
Б	0,5	600			
В	0,5	800			
КД221А	0,7	100	1,5	10	
Б	0,5	200			
В	0,3	400			
Г	0,3	600			
КД212А	1	200	0,3	100	
Б		200	0,3	100	
В		100	0,5	80	
Г		100	0,5	80	
КД208А	1,5	100			
КД226А	1,7	100	0,25	35	
Б		200			
В		400			
Г		600			
Д		800			
КД202А	5	50		5	
В		100			
Д		200			
Ж		300			
К		400			
М		500			
Р		600			
КД213А	10	200	0,3	100	
Б		200	0,17		
В		200	0,3		
Г		100	0,3		
КД2994А	20	200	0,3	100	
КД2999А	20	250	0,2	100	
Б		200			
В		100			

Тип	$I_{\text{макс}}, \text{A}$	$U_{\text{макс}}, \text{B}$	$t^*, \text{мкс}$	$f_{\text{макс}}, \text{кГц}$	Аналог
КД2997А	30	250	0,2	100	
Б		200			
В		100			
1N4001	1	50		5	КД243А
2		100			КД243Б
3		200			КД243В
4		400			КД243Г
5		600			КД243Д
6		800			
7		1000			
1N5401	3	100		20	
2		200			
3		300			
4		400			
5		500			
6		600			КД258В
7		800			КД258Г
8		1000			КД258Д
1N5817	1	20	0,1	500	
18	1	30			
19	1	40			
20	1	20			
21	1	30			
22	1	40			

* время обратного восстановления

Импульсные диоды

Тип	$I_{\text{макс}}, \text{мА}$	$I_{\text{имп. макс}}, \text{мА}$	$U_{\text{макс}}, \text{B}$	$t, \text{мкс}$	$C, \text{пФ}$	Аналог
КД514А	10	50	10		0,9	
КД520А	20	50	25	0,01	3	
КД503А	20	200	30	0,01	5	
Б					2,5	

Тип	$I_{\text{макс}}$ мА	$I_{\text{имп. макс}}$ мА	$U_{\text{макс}}$ В	t , мкс	C , пФ	Аналог
КД519А	30	300	40		4	
Б					2,5	
КД521А	50	500	100	0,004	4	
Б			75			
В			75			
Г			40			
Д			15			
КД522А	100	1500	40	0,004	4	1N4148
Б			60			
КД510А	200	1500	70	0,004	4	
КД513А	100	1500	70	0,004	4	1S2471
КД518А	100	1500	40	0,004	4	
КД411А	2А	100А	700	1,5	20	
Б			600			
В			500			
Г			400			

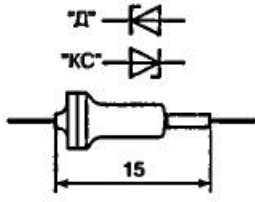
Варикапы

Тип	$C_{\text{мин}}$ пФ	$U_{\text{обр. макс}}$ В	K_f	Q
КВ102А	33*	40	2	40
Б	30*	40		40
В	40*	40		40
Г	30*	40		40
Д	30*	80		40
КВ103А	6,0	80	2	50
КВ104А	90*	100		
Б	100*	100		
В	130*	100		
Г	95*	100		
Д	130*	150		
Е	95*	150		

Тип	$C_{\text{мин}}$, пФ	$U_{\text{обр. макс}}$, В	K_f	Q
КВ109А	2,3	25	4	300
Б	2,0			300
В	18*			160
Г	18*			160
КВС111А	10	30	2	200
Б	10			150
КВ121А	4,3	30	7,5	200
Б				150
КВ122А	2,3	25	4,5	450
Б	2,0			450
В	1,9			300
КВ123А	2,6	25	7	250
КВ127А	280*	30	20	140
Б	320*			
В	260*			
Г	320*			
КВ128А	30*	15	2	300
КВ129А	6	25	4	400
КВ134А	22*	25	2	400

* максимальные значения;
 k_f — коэффициент перекрытия емкости (во сколько раз она изменяется);
 Q — добротность варикапа: (отношение реактивного («обычного») сопротивления к емкостному на частоте 50 МГц. Чем больше, тем лучше

Стабилитроны

Тип	$U_{\text{ст}}$, В	$I_{\text{ст}}$, мА	Корпус
Д814А	8,0	3...40	
Б	9,0	3...36	
В	10	3...32	
Г	11	3...39	
Д	13	3...24	
Д815А	5,6	50...1400	
Б	6,8	40...1100	
В	8,2	40...950	

Тип	$U_{ст}$, В	$I_{ст}$, мА	Корпус
Г	10	25...800	
Д	12	25...650	
Е	15	25...550	
Ж	18	25...450	
Д816А	22	10...230	
Б	27	10...180	
В	33	10...150	
Г	39	10...130	
Д	47	10...110	
Д817А	56	5...90	
Б	68	5...75	
В	82	5...60	
Г	100	5...50	

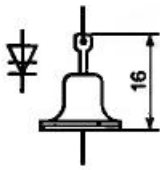
Стабилизаторы напряжения

Тип	$U_{вых}$, В	$I_{вых}$, А	Р, Вт	$U_{вх макс}$, В	ΔU , В*	$I_{сст}$, мА
LM7805	5	1,5	20	15	1,5	3
КРЕН5 А,В						
LM7806	6	1,5	20	15	1,5	3
КРЕН5 Б,Г						
LM7808	8	1,0	20	25	1,5	3
LM7809	9	1,0	20	35	1,5	3
КРЕН8 А,Г						
LM7810	10	1,0	20	35	1,5	3
LM7812	12	1,0	20	35	1,5	3
КРЕН8 Б,Д						
LM7815	15	1,0	20	35	1,5	3
КРЕН8 В,Е						
LM7818	18	1,0	20	40	1,5	3
КРЕН9 А,Г						
LM7824	24	1,0	20	40	1,5	3
КРЕН9 Б,Д						
КРЕН9 В,Е						


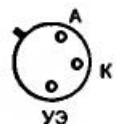
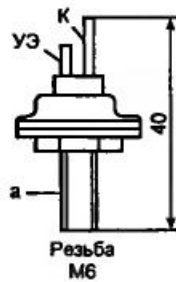
Тип	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$	$I_{\text{ВЫХ}}, \text{А}$	$P, \text{Вт}$	$U_{\text{ВХ макс}}, \text{В}$	$\Delta U, \text{В}^*$	$I_{\text{СС}}, \text{мА}$
LM78M05...M24	5...24	0,5	10	15...40	1,5	2
LM78L05...L24 KP1187EH501... KP1187EH2401	5...24	0,2	1,0	15...40	1,5	1,5
LM7905...24	-5...-24	1,5...1,0	20	-15...-40	1,5	10
LM79L05...L15	-5...-15	0,1	1,0	-15...-30	1,5	5
LM317, КРЕН12А	1,25... $U_{\text{ВХ}}$	1,5	20	0...40	2,5	0,05
LT1083	1,25... $U_{\text{ВХ}}$	7,5	60	35	1,2	0,05
LT1083		5,0				
КРЕН22А		5,0				
LT1083		5,0				
LM337	-1,25...- $U_{\text{ВХ}}$	1,5	20	0...-0	2,7	0,05
LM338	1,25... $U_{\text{ВХ}}$	5,0	45	0...40	3,0	0,045
LM350	1,25... $U_{\text{ВХ}}$	3,0	60	0...35	2,7	0,05
LM2931**	5	0,1	1	26	0,35	1,5
LM2940**	5; 12	1	9	21	0,5	3,0
LM2950**	3; 3,3; 5,0	0,1	1,5	30	0,5	0,075
LM2951**	5,0; 0... $U_{\text{ПИТ}}$	0,05	1,0	30	0,5	0,075
TDA8133А, ILA8133А	5, 8	1,5	20	15, 18	1,4	2
TDA8137 ILA8137	25	1,5	20	15 В	1,4	2
TDA8138, ILA8138	5, 12	1,5	20	15, 18	1,4	2
TL431,* BT431**	1,25... $U_{\text{ВХ}}$	0,1	0,7	36	1,5	0,004
* минимальное падение напряжения между входом и выходом						
** см. в тексте						

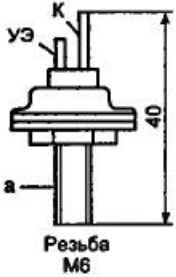
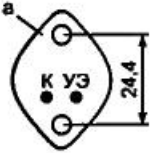
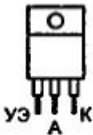

Тиристоры

Динисторы

Тип	$U_{пр}, В$	$I_{макс}, А$	$t_{выкл}, мкс$	Корпус
КН102А	20	0,2	40	
Б	28			
В	40			
Г	56			
Д	80			
Е	100			
Ж	120			
И	150			

Тринисторы

Тип	$U_{макс}, В$	$I_{макс}, А$	$I_{упр}, мА$	$t_{выкл}, мкс$	Корпус
КУ101А	50	0,5	12	35	
Б	50				
Г	80				
Е	150				
КУ104А	15	1,0	15	2,5	
Б	30				
В	60				
Г	100				
КУ111А	400	3,0	100	20	
Б	200				
КУ201А, Б	25	15	100	100	
В, Г	50				
Д, Е	100				
Ж, И	200				
К, Л	300				

Тип	$U_{\text{макс}}$, В	$I_{\text{макс}}$, А	$I_{\text{упр.}}$, мА	$t_{\text{выкл.}}$, мкс	Корпус
КУ202А, Б	25	10	150	100	
В, Г	50				
Д, Е	100				
Ж, И	200				
К, Л	300				
М, Н	400				
КУ208А (симистор)	100	10	200	150	
Б	200				
В	300				
Г	400				
КУ221А	700	3,2	100	10	
Б	750				
В	700				
Г	600				
Д	500				
КУ109А	700	1	60	6	
Б	750				
В	700				
Г	600				
симисторы			5...35	100	
BT131-600	600	1			
BT134-600	600	2			
BT136-800	800	3			
BT137-600	600	6			
BT138-600	600	10			
BT139-800	800	16			
MCR100-6 (тринистор)	600	0,1	1	10	

Стабилизаторы напряжения

Ниже даны информация и схемы включения наиболее распространенных, недорогих и высококачественных стабилизаторов напряжения. Микросхемы **79xx**, **79Lxx**, **LM337** стабилизируют отрицательное, относительно общего провода, напряжение, все остальные — положительное. Принцип действия регулируемых стабилизаторов напряжения (**LM317** и его аналоги, **LM337**) — поддержание между выходом и управляющим входом напряжения, равного $1,25 \pm 0,02$ В; для этого обычно «снаружи» микросхемы включается делитель напряжения на резисторах. При уменьшении выходного напряжения (влияние мощной нагрузки) уменьшается напряжение на управляющем входе и микросхема увеличивает выходное напряжение до тех пор, пока управляющее напряжение не станет равным $1,25 \pm 0,02$ В. При изменении сопротивления подстроечного резистора изменяется выходное напряжение; между управляющим входом и общим проводом желательно включить конденсатор емкостью 10 мкФ и более.

Для всех стабилизаторов «электролиты» на входе и выходе нужны только в том случае, если длина проводов до «ближайших» конденсаторов превышает 20 см, иначе микросхема может самовозбудиться. Емкость этих конденсаторов должна быть более 10...100 мкФ.

Микросхемы **LM2931**, **LM2940**, **LP2950** маркируются таким образом:



Микросхема **LP2951** по соотношению «цена — качество и возможности» близка к идеалу. Для получения обычного 5-вольтового стабилизатора нужно соединить вместе выводы 1-2 и 6-7 (рис. 3.28, а), при этом в цепь ООС регулирующего ОУ включается встроенный в микросхему делитель напряжения R1—R2. Регулируемый стабилизатор получается, если к инверсному входу ОУ подключить внешний делитель напряжения (рис. 3.28, б), при этом выходное напряжение изменяется от 1,25 до $(+U-0,5)$ В. Выходной ток стабилизатора очень невелик (ограничивается не показанной на рисунке схемой защиты, на уровне 50...100 мА), для увеличения мощности стабилизатора «снаружи» можно «припаять» эмиттерный повторитель (рис. 3.28, в и г, транзистор — любой п-р-п средней и большой мощности) — тогда выходной ток увеличится в h_{21} раз. Вывод 3 — управляющий: при подаче на него уровня лог. «1» (5 В) напряжение на выводе 1 уменьшается до 0,5...0,2 В и открывается полевой транзистор (вывод 5); потребляемый при этом микросхемой ток уменьшается. В микросхему встроен резистор между выводами 3 и 4, поэтому соединять вывод 3 с общим проводом необязательно.

Микросхема **TL431** — регулируемый стабилитрон; его напряжение стабилизации можно изменять от 1,25 до $+U$ с помощью внешнего делителя напряжения. Ток через управляющий вход не превышает 4 мкА (на самом деле он гораздо меньше), поэтому суммарное сопротивление резисторов делителя напряжения может быть до 100 кОм. Принцип действия микросхемы — поддержание на

выходе (катоде) такого напряжения, чтобы напряжение на управляющем входе равнялось $1,25 \pm 0,01$ В.

Микросхемы **TDA8133...38** и их белорусские аналоги серии ILA — сдвоенные стабилизаторы напряжения с отключаемым выходом. Если вывод 3 микросхем соединить с общим проводом (при этом через вывод 3 течет ток не более 2 мкА), напряжение на выходе 2 (вывод 6) уменьшится до нуля. Если у микросхемы 8137 напряжение на выходе 1 (вывод 7) уменьшится до 4,85 В (по любой причине), мгновенно на выходе «сброс» (вывод 5) появится уровень лог. «0». После того как напряжение на выходе 1 увеличится до 4,9 В, начнет заряжаться конденсатор С1, и через некоторое время на выходе «сброс» установится уровень лог. «1» (этот выход выполнен по схеме с открытым коллектором).

Микросхемы памяти

К сожалению, в I томе книги в таблицах были допущены ошибки, ниже публикуются исправленные таблицы. Напомню, что память бывает оперативная (неограниченное количество циклов записи; мгновенная запись информации; при отключении напряжения питания вся информация стирается) — ОЗУ и постоянная — ПЗУ, в которой все «наоборот». Для ПЗУ серий КР573 и 27С количество циклов записи — не более 100 (они «стираются» ультрафиолетовым светом), для микросхем серии 28С — не более 10.000 (они ведут себя как обычные ОЗУ, но время записи информации — 5...10 мс, т. е. в 100000 раз больше, чем для ОЗУ).

Цоколевка у микросхем ОЗУ полностью совпадает с цоколевкой микросхем ПЗУ того же объема памяти, поэтому в любой схеме можно выпаять ОЗУ и впаять на ее место ПЗУ или наоборот. Выводы, на которые у ПЗУ подается напряжение программирования, у ОЗУ и микросхем серии 28С никуда не подключены, у этих микросхем на таких выводах может быть сколь угодно высокое напряжение.

ОЗУ

Микросхема (тип)	Объем памяти	Адресные входы	Шины данных		Входы управления			Питание, В		Ток потребления, мА		
			вход	выход	CS	WR/RD	OE	Напряжение	Uсс	GND	Рабочий режим	Хранение
K132PY2 (a)	1к x 1	1, 2, 4...8, 14...16	11	12	13	3		5,0	10	9	70	
K132PY3 (a)												
K132PY4 (т)	1к x 1	2...6, 9...13	15	7	1	14		5,0	16	1		
K132PY7 (a)												
K132PY5 (т*)	4к x 1	1...6, 12...17	11	7	10	8		5,0	18	9	100	90
K132PY6 (т)	16к x 1	1...7, 13...19	12	8	11	9		5,0	20	10	80	2,2***
K132PY8 (a)												
KP541PY2 (a)	1к x 4	1...7, 15...17	11...14		8	10		5,0	18	9	100	90
KP541PY1 (a)	4к x 1	2...8, 10...14	17	1	16	15		5,0	18	9	50	40
KP541PY3 (a)												
PY31...34 (a)**	16к x 1 8к x 1	2...9, 11...16	17	1	18	19		5,0	20	10	100	90
K176FY2 (т)	256 x 1	1...3, 6, 7, 9...11	12	13, 14	16	15		9,0 3...18	5	4	10*	10 ⁻⁵
KP537PY1 (т)	1к x 1	1, 8...16	2	4	6	3		5,0	7	5	1,5	10 ⁻⁵
KP537PY2 (т)												
KP537PY6 (т)	4к x 1	1...6, 12...17	11	7	10	8		5,0	18	9	1,5	2x10 ⁻⁵ ***
KP537PY3 (т)												
KP537PY7 (т)	4к x 1	1...6, 12...17	11	7	10	8		5,0	18	9	1,5	2x10 ⁻⁵ ***
KP537PY14 (a)												
KP537PY3A (a)	2к x 1	1...5, 12...17	11	7	10	8		5,0	18	9	1,5	2x10 ⁻⁵ ***

Микросхема (тип)	Объем памяти	Адресные входы	Шины данных		Входы управления			Питание, В			Ток потребления, мА	
			вход	выход	CS	WR/RD	OE	Напряжение	U _{cc}	GND	Рабочий режим	Хранение
КР537РУ8 (т) КР537РУ10 (т) 6216 (а)	2к × 8	1...8, 19, 22, 23	9...11, 13...17		$\overline{18}$	$\overline{21}$	$\overline{20}$	5,0	24	12	10	4×10^{-5} ***
КР537РУ12 (т) КР537РУ13 (а)	1к × 4	1...7, 15...17	11...14		$\overline{8}$	$\overline{10}$		5,0	18	9	5	2×10^{-5} ***
КР537РУ17 (т) 6264 (а)	8к × 8	2...10, 21, 23...25	11...13, 15...19		$\overline{20}, \overline{26}$	$\overline{27}$	$\overline{22}$	5,6	28	14	10	10^{-4} ***
К155РУ2 (а)	16 × 4	1, 13...15	4, 6, 10, 12	5, 7, 9, $\overline{11}$	2	3		5,0	16	8		
К155РУ5 (а)	256 × 1	1...4, 12...15	9	11	$\overline{5}, \overline{6}, \overline{7}$	10		5,0	16	8		
К155РУ7 (а)	1к × 1	2...6, 9...13	15	7	$\overline{1}$	14		5,0	16	8		

а — асинхронная, т — тактируемая.

* микросхема К132РУ5 тактируемая только в режиме записи, в режиме чтения она асинхронна.

** У микросхемы КР541РУ31 вв. 7 соединен с GND; у РУ32 вв. 7 соединен с U_{cc}; у РУ33 вв. 8 соединен с GND; у РУ34 вв. 8 соединен с U_{cc}.

*** Питание на микросхему подается только через вход CS, а ее вход U_{cc} разомкнут. В таком режиме питание поступает только на запоминающую матрицу.

ПЗУ

Микросхема	Тип выхода	Адресные входы	Объем памяти	Шины данных	Входы управления				Питание		Ток потребления, мА	
					CS	WR/RD	OE	U _{пр}	U _{cc}	GND	Рабочий режим	Хранение
КР556Р4 КР556РТ11 КР541РТ1	OK TC	1...7, 15	256 × 4	9...12	$\overline{13}, \overline{14}$				16	8	60 55	
КР556РТ5 КР556РТ17	OK TC	1...8, 23	512 × 8	9...11, 13...17	18, 19, $\overline{20}$, $\overline{21}$		22		24	12	90 85	
КР556РТ6 КР556РТ7 КР541РТ2	OK TC	1...8, 21...23	2к × 8	9...11, 13...17	18, 19, $\overline{20}$				24	12	75 70	
КР556РТ12 КР556РТ13	OK TC	1...7, 15...17	1к × 8	11...14	$\overline{8}, \overline{10}$				18	9	60	
КР556РТ14 КР556РТ15	OK TC	1...8, 15...17	2к × 8	11...14	$\overline{10}$				18	9	60	
КР556РТ16	TC	1...8, 18, 19, 21...23	8к × 8	9...11, 13...17	$\overline{20}$				24	12	100	
КР573РФ2 КР573РФ5 27С16	TC TC TC	1...8, 19, 22, 23	2к × 8	9...11, 13...17	$\overline{18}$			$\overline{20}$	24	12	100 100 20	35 25 0,1
КР573РФ4 КР573РФ6 27С64	TC TC TC	2...10, 21, 23...25	8к × 8	11...13, 15...18	$\overline{20}$	27		$\overline{22}$	28	14	60 100 20	10 40 0,1
КР573РФ8 27С256	TC TC	2...10, 21, 23...27	32к × 8	11...13, 15...19	$\overline{20}$			$\overline{22}$	28	14	100 20	25 0,1
27С512*	TC	1...10, 21, 23...27	64к × 8	11...13, 15...19	$\overline{20}$			$\overline{22}$	28	14	20	0,1
28С16	TC	2...8, 19, 22, 23	2к × 8	9...11, 13...17	$\overline{18}$			$\overline{20}$	24	12	10	0,1
28С64	TC	2...10, 10, 21, 23...25	8к × 8	11...13, 15...19	$\overline{20}$	27		$\overline{22}$	28	14	15	0,1

OK — открытый коллектор; TC — три состояния

* — у микросхемы 27С512 напряжение программирования (13 В) подается на вход OE (выв. 22)

Содержание

Часть 1. Усилитель	3
1.1. Усилительные приборы	3
Электронные лампы.	3
Транзисторные усилители	4
1.2. Операционные усилители.	22
1.3. Обратная связь. Отрицательная обратная связь	39
1.4. Положительная обратная связь	57
1.5. Усилители со сложной ООС	63
1.6. Усилители с изменяющимся коэффициентом усиления. Измерение напряжения, внутреннего сопротивления и тока короткого замыкания	79
1.7. Усилители со сложной обратной связью	99
1.8. Нагрев радиоэлементов: причины, последствия и борьба с ним. Импульсные источники питания	106
Мощные интегральные УМЧЗ	121
Часть 2. Согласование схем	126
2.1. Согласование аналоговых схем.	126
2.2. Примеры согласования аналоговых схем	145
2.3. Согласование цифровых и аналоговых схем	154
Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи.	170
Часть 3. Приложение	180
3.1. Обустройство рабочего места	180
Источник электропитания	180
Измерительные приборы.	188
Монтажные инструменты	189
Изготовление платы	193
3.2. Расчет элементов	223
Расчет трансформаторов.	223
Последовательное и параллельное соединение резисторов и конденсаторов. Делители напряжения	230
3.3. «Самодельные» радиодетали	238
Конденсатор.	238
Резистор	239
Полупроводниковые приборы	241
Плавкие предохранители	243
3.4. Условная маркировка элементов	245
Маркировка резисторов	245
Маркировка конденсаторов	249
Маркировка полупроводниковых элементов	253
3.5. Справочный материал	258
Транзисторы.	258
Диоды, варикапы, стабилитроны, тиристоры.	269
Тиристоры	277
Стабилизаторы напряжения	279
Микросхемы памяти	281

Серия «СОЛОН – РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ», выпуск 24

**Колдунов
Андрей Сергеевич**

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

Том 2

АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Ответственный за выпуск

В. Митин

Верстка

Н. Бармина

Обложка

Е. Жбанов

ООО «СОЛОН-Пресс»

123242, Москва, а/я 20

Телефоны:

(095) 254-44-10, 252-36-96, 252-25-21

E-mail: Solon-Avtor@coba.ru

По вопросам приобретения обращаться:

ООО «Альянс-книга»

Тел.: (095) 258-91-94, 258-91-95

www.abook.ru

ООО «СОЛОН-Пресс»

127051, г. Москва, М. Сухаревская пл., д. 6, стр. 1 (пом. ТАРП ЦАО)

Формат 70×100/16. Объем 18 п. л. Тираж 1500

отпечатано в ООО «Аделия»

142605, Московская обл., г. Орехово-Зуево,

ул. Красноармейская, д. 1

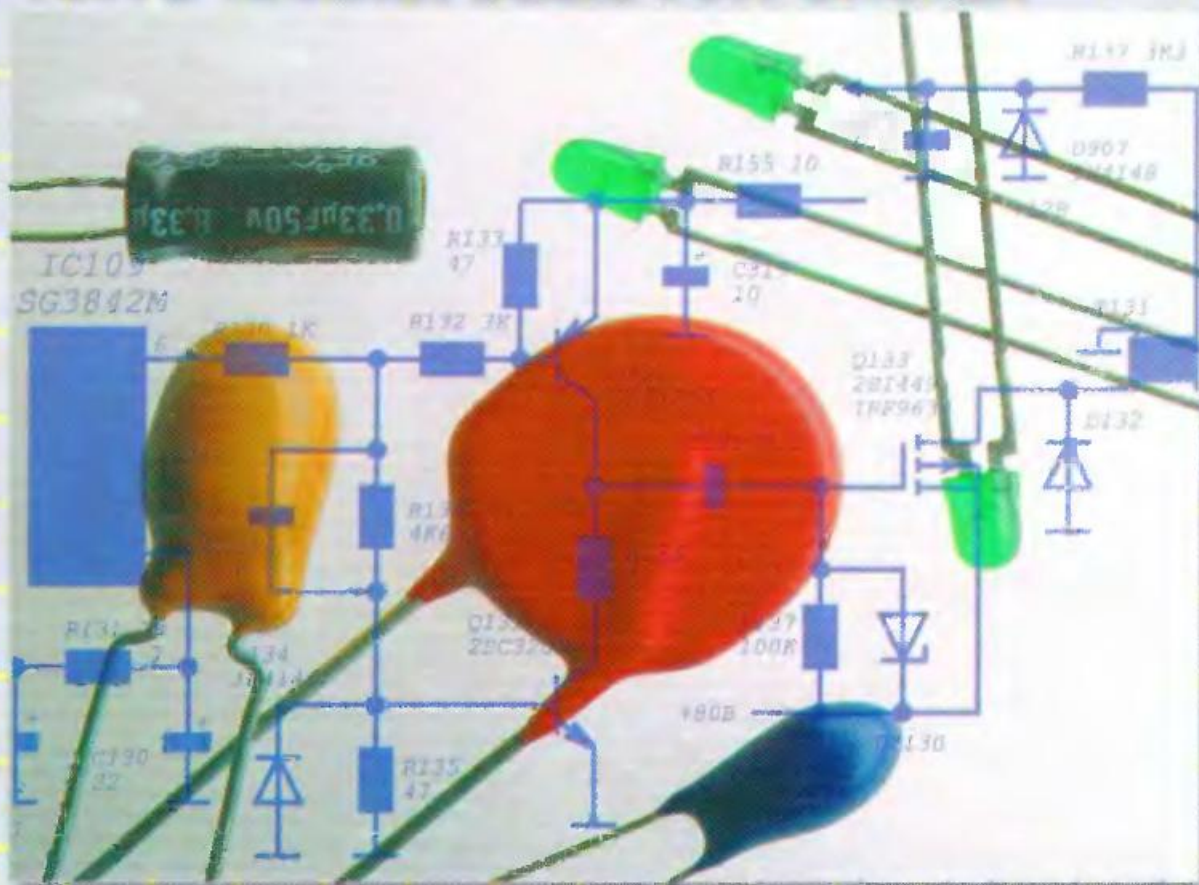
Заказ № **С-215**

Scanned by sdn88

А. С. Колдунов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

ТОМ 2 АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА



Постигаем азы — от простого к сложному

**Как устроены ламповые
и транзисторные усилители**

**Примеры согласования цифровых
и аналоговых схем**

**Подробный справочник по элементной базе
Рабочее место радиолюбителя**