

«СОЛОН» — РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ

ВЫПУСК

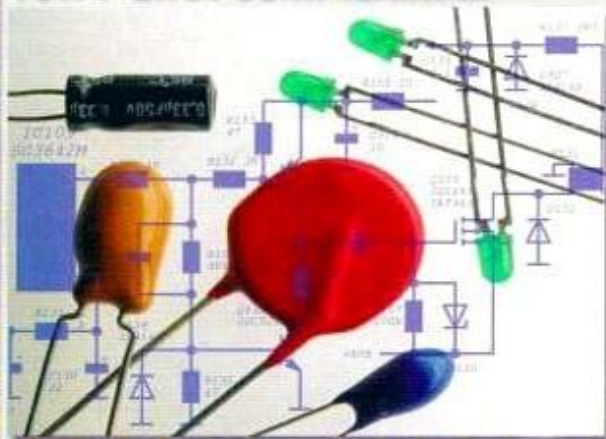
18



А. С. Колдунов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

ТОМ 1 ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА



ISBN 5-98003-037-9



9 785980 030377

Микросхемы
Проектирование
цифровых устройств
Электронные компоненты

*Серия «СОЛОН радиолюбителям»
Выпуск 18*

А. С. Колдунов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

Том 1

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

**Москва
СОЛОН-Пресс
2003**

Scanned by sdn88

ББК 621.38
УДК 32.852
К60

А. С. Колдунов

К60 Радиодлюбительская азбука. Том 1. Цифровая техника. / А. С. Колдунов — М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 272 с. — (Серия «СОЛОН — радиодлюбителям» Выпуск 18)

ISBN 5-98003-037-9

Это самоучитель для тех, кто хочет научиться разбираться в радиоэлектронике. Первый том посвящен основам цифровой техники. В ней рассматриваются принципы работы и особенности применения современных логических микросхем. Приведены примеры практических конструкций.

Книга рассчитана на школьников и начинающих радиодлюбителей.

ББК 621.38
УДК 32.852

ISBN 5 98003 037 9

© Макет и обложка СОЛОН Пресс 2003
© А С Колдунов 2003

Что такое радиотехника?

Радиотехника, или, что то же самое, электроника — одна из самых «молодых» наук. Ей от силы чуть больше ста лет, в то время как большинство остальных наук (физика, химия, математика, астрономия и т. д.) известны человечеству уже несколько тысячелетий. Но, несмотря на относительную молодость, электроника развивается семимильными шагами и в ней уже успело смениться несколько «поколений» электронных приборов! Вначале были электронные лампы, потом их заменили транзисторы. На смену транзисторам пришли интегральные микросхемы; сейчас микросхемы вытесняют микропроцессоры и «черные лепешки».

Так что же такое электроника? Точное толкование этого понятия из энциклопедии не ясно даже мне, поэтому цитировать здесь «умную» книгу я не буду. А если сказать попроще, то электроника — это целый мир, или, если можно так выразиться, четвертое измерение, в котором царят свои законы, в чем-то очень похожие на законы нашего физического мира. Так, в электронике есть аналог силы трения (сопротивление), силы тяжести (ток утечки), инерции (емкость конденсатора) и многого другого. Самое главное отличие мира электроники от привычного всем физического мира в том, что электроника «рассматривает» не тела, а электричество. И принцип действия всех электронных приборов основан именно на преобразовании электрических сигналов.

На современном техническом языке все электронные приборы не совсем точно называются радиодеталями; их много разных, и принцип действия всех основных (т. е. за исключением специализированных микросхем, а также некоторых крайне редко применяющихся других приборов) нужно знать. На первый взгляд это невозможно, но на самом деле все очень просто, и если захотеть, то самое главное можно освоить на довольно солидном уровне за несколько недель, а если не захотеть — то и года не хватит. К сожалению, это «научно-популярная» книга, а не учебник со зверюгой-учителем в виде бесплатного приложения, поэтому заставить читателя «зазубрить» что-либо я не могу. Но повторюсь: если вы желаете самостоятельно заниматься электроникой — придумывать собственные схемы разнообразных устройств, — то все то, что написано в этой книге, должно «отскакивать от зубов».

Вообще с электроникой можно провести такую аналогию. Вы, читатель, наверняка отлично владеете русским языком. И при этом, скорее всего, даже и не подозреваете, что русский язык является самым сложным языком с буквенной письменностью в мире. Вам осознание этого факта не мешает ни общаться с окружающими, ни понимать смысл русских песен, ни довольно бегло читать книги без словарей и переводчиков. Так и с электроникой — на первый взгляд «темный лес», а на второй возникает закономерный вопрос, про который уже даже анекдоты сочиняют: «и это все, что от меня требовалось?». Надеюсь, моя книга поможет вам плавно перейти с первой стадии на вторую — все-таки язык электроники гораздо проще русского языка.

Коротко о содержании книги. Хотя она называется «Радиолюбительская азбука», правильнее было бы назвать ее «учебник по электронике для начинающих» но, к сожалению, я не могу использовать слово «учебник» без разрешения Министерства образования, а его (разрешения) можно и не дожидаться — столько не живут. Поэтому пришлось ограничиться словом «азбука»; впрочем, смысл и содержание книги от этой перестановки не изменились. Книга состоит из двух томов. Этот — первый — посвящен цифровым микросхемам, а следующий — второй — аналоговым. Такая очередность не случайна: начинать осваивать электронику лучше всего именно с цифровых микросхем — они гораздо проще аналоговых и не требуют подключения всяких корректирующих цепочек и фазосдвигающих контуров. Правда, деление микросхем на цифровые и аналоговые условно: некоторые цифровые микросхемы (инверторы, коммутаторы) могут работать с аналоговым (т. е. изменяющимся по случайному закону от нуля до напряжения питания) сигналом, а некоторые аналоговые микросхемы (компараторы) работают только в цифровом режиме. Но все-таки тонкая грань между этими двумя основными классами устройств существует, и я постараюсь «не смешивать мух с котлетами» в одной книге.

Автор.

Часть 1. Стройматериалы для схемы

Как уже отмечалось, мир электроники очень похож на тот привычный всем нам мир, в котором мы живем. Поэтому, чтобы не «напрягать» читателя раньше времени «мудреными» терминами, в дальнейшем я попытаюсь каждому электрическому процессу привести аналогию из другой области, которая, по моему мнению, должна быть хорошо известна читателю. Вообще аналогия — великая вещь, которая значительно облегчает представление себе чего-то доселе неизвестного. Например, можно долго описывать, что такое осьминог, и вы все равно ничего не поймете. А можно просто сказать, что он похож на большого паука, у которого ноги как веревки и который живет в воде. И не нужны страницы текста с десятком фотографий этого самого осьминога.

Правда, аналогия иногда играет злую шутку с объясняющим. Например, сравнить луноход с лягушкой может только человек с немножко воспаленным воображением. Но если эта аналогия выполнит свою «описывательную» функцию, то, надеюсь, «ученики» простят ее автора за подробный «полет мысли».

Итак, начнем. В названии этой части нет опечатки — сборка схемы в самом деле очень похожа на строительство дома. Притом похожа так сильно, что практически все радиодетали можно сравнить со стройматериалами, что я и сделал.

Самый универсальный стройматериал — это глина. Из нее можно сделать не только кирпич, но и всякие тарелки, свистульки и все остальное, что объединяется словом «керамика». Следующим в «табели о рангах» идет кирпич. Его можно использовать не только для возведения стен, но и вместо бордюров, а также можно подложить под котелок на костре. Жаль только, что ни тарелки, ни свистульки из него не сделаешь. Самый «сложный» стройматериал — железобетонная плита. Одна плита — одна стена. Но ни кирпич, ни глину плитой не заменишь.

В мире электроники «глине» соответствуют транзисторы, резисторы, конденсаторы и все остальное, что не относится к микросхемам; «кирпичу» — логические элементы и триггеры, а «плите» — счетчики, дешифраторы и все остальные сложные комбинационные микросхемы.

А теперь представим, что и одна плита, и один кирпич, и один спичечный коробок глины стоят одинаково (разница в цене не превышает 10%). Сразу становится ясно — для постройки дома лучше всего использовать железобетон, а не кирпич, а для изготовления тарелки — глину. Так и в электронике. Любую электросхему можно заменить схемой на транзисторах, но лучше так не делать — использование микросхем будет и легче, и удобнее, и выгоднее. Правда, иногда возникает необходимость сделать «тарелку» и велик соблазн воспользоваться для этой цели микросхемой (т. е. «кирпичом»). Как вы правильно догадываетесь, лучше этого не делать.

Далее в этой части будут рассмотрены все три категории «стройматериалов» вместе с типичными для них схемами включения. Кстати, в электронике есть и четвертая по сложности категория «стройматериалов». Зовется такая деталь микроконтроллером. Но так как устройство микроконтроллера слишком сложно для понимания, а также из-за того, что перед своим использованием он требует обязательного программирования с помощью компьютера, в этой книге он рассматриваться не будет.

1.1. «Глина»

Радиодетали, относящиеся к этой «категории», часто делятся на два класса: активные и пассивные приборы.

К активным относятся транзисторы, тиристоры и некоторые другие приборы, у которых коэффициент усиления (k_{yc}) больше единицы (т. е. те, у которых входной ток — ток, забираемый у источника сигнала, меньше выходного тока — тока нагрузки).

К пассивным относятся резисторы, конденсаторы, диоды и все остальные элементы, у которых k_{yc} лежит в пределах от 0 до 1.

Резистор

Самым простым элементом — как по устройству, так и по принципу действия — является резистор. Резистор — это прибор, который имеет какое-то известное с большой точностью сопротивление электрическому току (в дальнейшем — просто сопротивление). Его изображение можно найти на рис. 1.1, на схемах он обозначается буквой R. Сопротивление резистора может быть от долей ома до десятков мегаом (МОм), причем $1 \text{ МОм} = 1000 \text{ кОм} = 1000 \text{ 000 Ом}$.

Самый главный закон электроники, которому подчиняется все, — закон Ома:

$$R = U/I, \quad U = RI, \quad I = U/R, \quad (1)$$

где R — сопротивление (Ом);

I — ток (А);

U — напряжение (В).

Как видно из первой формулы, при неизменном (т. е. постоянном) сопротивлении R при изменении напряжения изменяется и ток, текущий через резистор; а из второй — чтобы при одном и том же R напряжения питания изменить ток, нужно изменить сопротивление резистора R.

Допустим, нам нужно зарядить маленький аккумулятор (напряжение — 1,3 В, ток заряда — 70 мА) от автомобильного напряжением 12 В. Если мы соединим их непосредственно, без резистора, то маленький аккумулятор, скорее всего, взорвется — будет превышен и ток, и напряжение. Поэтому их нужно соединить так, как показано на рис. 1.2. Осталось только определить сопротивление резистора R1.

<p>постоянный резистор</p>	<p>Полупроводники</p>	
<p>переменный резистор</p>	<p>диод</p>	<p>Полевой транзистор с управляющим р-п переходом и каналом</p> <div style="display: flex; justify-content: space-around;"> <div style="text-align: center;"> <p>п - типа</p> </div> <div style="text-align: center;"> <p>р - типа</p> </div> </div>
<p>подстроечный резистор</p>	<p>стабилитрон</p>	<p>Полевой транзистор с изолированным затвором и встроенным каналом</p> <div style="display: flex; justify-content: space-around;"> <div style="text-align: center;"> <p>п - типа</p> </div> <div style="text-align: center;"> <p>р - типа</p> </div> </div>
<p>неполярный конденсатор</p>	<p>светодиод</p>	<p>Полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом</p> <div style="display: flex; justify-content: space-around;"> <div style="text-align: center;"> <p>п - типа</p> </div> <div style="text-align: center;"> <p>р - типа</p> </div> </div>
<p>полярный конденсатор</p>	<p>фотодиод</p>	<p>динистор</p> <p>анод(А) катод(К)</p>
<p>переменный конденсатор</p>	<p>оптрон (оптопара)</p> <p>излучатель (светодиод) приемник (фотодиод)</p>	<p>тринистор</p> <p>Управляющий электрод (УЭ)</p>
<p>подстроечный конденсатор</p>	<p>биполярный транзистор структуры n-p-n</p>	<p>симметричный тринистор (симистор)</p>
<p>катушка индуктивности без сердечника</p>	<p>биполярный транзистор структуры p-n-p</p>	
<p>катушка индуктивности с железным сердечником</p>	<p>кнопка</p>	
<p>катушка индуктивности с ферритовым сердечником</p>	<p>переключатель</p>	
<p>трансформатор</p>	<p>лампочка накаливания</p> <p>EL HL</p>	

Рис. 1.1. Условное обозначение элементов — «глины»

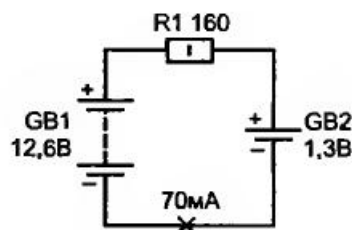


Рис. 1.2. Схема простейшего зарядного устройства для аккумулятора GB2

Так как напряжение на обоих аккумуляторах практически не изменяется, то падение напряжения на резисторе R1 (т. е. напряжение на его выводах) равно $12,6 - 1,3 = 11,3$ (В). Через него в аккумулятор GB2 должен течь ток 70 мА (0,07 А), (ток «бежит» от источника с большим напряжением к источнику с меньшим. Это легко понять, если убрать из схемы аккумулятор GB2 и провода, подходившие к его клеммам, замкнуть), его сопротивление равно $11,3 : 0,07 = 161,4$ (Ом). Ближайшее сопротивление по ряду E24 — 160 Ом. Но резистор с таким сопротивлением используется очень редко, поэтому его трудно «достать». Более распространены резисторы сопротивлением 150 Ом. Его можно использовать в схеме, при этом зарядный ток увеличится до $11,3 : 150 = 0,075$ (А). Поэтому нужно будет только немножко сократить время зарядки.

Как видно из этого примера, в **некоторых** случаях номиналы элементов можно смело изменять в обе стороны, и от этого работа устройства **почти** не изменится. Но в некоторых случаях изменять номиналы нельзя. Я не буду здесь перечислять все случаи, когда «можно», а когда «нельзя», — это займет несколько страниц, которые вы с радостью перевернете, не читая. Но в дальнейшем, в процессе повествования, буду уточнять ответ на эти вопросы. Если в тексте (в тексте не только этой книги) про номинал какого-то элемента ничего не говорится, значит, его можно **немножко** изменить.

Если у вас нет резистора нужного номинала, то его можно получить из нескольких резисторов меньшего сопротивления, включенных последовательно, или из нескольких резисторов большего сопротивления, соединенных параллельно (рис. 1.3). При последовательном соединении сопротивление обоих резисторов нужно сложить (т. е. $R = R1 + R2$), при параллельном — суммарное сопротивление R высчитывается по формулам:

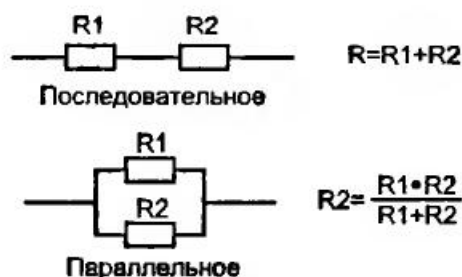


Рис. 1.3. Последовательное и параллельное соединение резисторов

$$R = R1 \cdot R2 / (R1 + R2)$$

или

$$1/R = 1/R1 + 1/R2. \quad (2)$$

Если сопротивление всех резисторов (при параллельном включении) одинаково, то суммарное сопротивление можно вычислить по упрощенной формуле:

$$R = R1/n,$$

где n — число резисторов

Если перед вами возникает противоположная задача, нужно подобрать два резистора R1 и R2 так, чтобы их суммарное сопротивление равнялось R, — то можно воспользоваться следующей формулой:

$$R2 = R1 / (R1/R - 1) \quad (3)$$

Кроме сопротивления, у резистора есть еще один параметр — мощность рассеивания. При протекании электрического тока через любой проводник (т. е. не изолятор) на нем выделяется некоторая мощность, зависящая от напряжения на концах проводника и тока в цепи:

$$P = U \cdot I, \quad P = U^2/R = I^2 \cdot R. \quad (4)$$

В схеме на рис. 1.2 на резисторе R1 выделяется мощность, равная $11,3^2 : 160 \approx 0,8$ (Вт). Поэтому лучше выбрать резистор со стандартной мощностью 1 Вт. Если выбрать резистор мощностью 0,5 Вт, то он перегреется, почернеет и в конце концов выйдет из строя. Одноваттный же будет греться, но не перегреваться. Его можно заменить и более мощным резистором, который будет греться еще слабее, но это невыгодно — он больших размеров и дороже.

«Расшифровка» условного обозначения мощности резисторов на схемах приведена на рис. 1.4. Существуют такие миниатюрные резисторы (чип-резисторы) с ничтожной мощностью рассеивания. На схемах они иногда обозначаются тремя косыми палочками внутри прямоугольничка резистора. При мощности рассеивания более 1 Вт эта величина указывается римскими цифрами.

Определить мощность рассеивания неизвестного резистора можно на глазок — с помощью линейки по размерам его корпуса: резистор мощностью 0,125 Вт имеет размеры 6,5×1,5 мм; 0,25 Вт — 6×2,5 мм; 0,5 Вт — 9,5×3 мм; 1 Вт — 12×6,5 мм; 2 Вт — 18×7,5 мм. Цифры эти приблизительны и у разных резисторов могут немножко отличаться.



Рис. 1.4. Условное обозначение мощности резисторов на схемах

Кроме постоянных резисторов, описанных выше, существуют также подстроечные и переменные резисторы. Их отличительная особенность — наличие третьего вывода (движка), который может плавно перемещаться по токопроводящему слою резистора от одного вывода к другому. При этом сопротивление между движком и обоими крайними выводами также изменяется. Такие резисторы применяются во всевозможных регуляторах; переменные резисторы — там, где некоторую величину нужно изменять довольно часто (например, регулятор громкости), а подстроечные — там, где величину нужно изменять всего несколько раз за всю «жизнь» устройства. Использовать вместо переменных резисторов более дешевые подстроечные нельзя: подстроечные устроены гораздо проще, и их движки часто «царапают» токопроводящий слой. Такой резистор при интенсивном использовании придет в негодность раньше переменного.

Если на схеме нужно обозначить мощность подстроечного или переменного резистора, то ее пишут арабскими цифрами под максимальным сопротивлением резистора; палочками, как у постоянных резисторов, мощность обозначать нельзя.

Конденсатор

Сопротивление резистора не зависит от частоты и прочих факторов (кроме температуры) и всегда остается неизменным. Но «на свете» есть элементы, сопротивление которых довольно сильно зависит от частоты сигнала. Имя этим элементам — дроссель (катушка индуктивности) и конденсатор. При нулевой частоте (постоянный ток) сопротивление дросселя близко к нулю, а конденсатора — к бесконечности. При увеличении частоты сопротивление дросселя увеличивается, а конденсатора — уменьшается.

Принцип действия конденсатора довольно сложен, но я попытаюсь его объяснить. Конденсатор представляет собой два слоя металлических пластин, разделенных между собой диэлектриком (именно поэтому на постоянном токе его сопротивление очень велико). На этих пластинах при подаче на конденсатор некоторого напряжения начинает скапливаться электрический заряд, и чем больший заряд при определенном напряжении (разности потенциалов) на выводах конденсатора может «спрятаться» внутри его, тем большая емкость конденсатора (его самый главный параметр). Вообще, процесс накопления заряда очень похож на изменение скорости движущегося тела, а емкость конденсатора — на инерцию; поэтому в дальнейшем для облегчения понимания будем периодически перескакивать с одной темы на другую. Надеюсь, читатели простят мне это. Ну да ладно. Главное — самому не запутаться...

Рассмотрим схему на рис. 1.5. На нем буквой «Г» обозначен генератор переменного напряжения (источник сигнала), С1 — конденсатор, а R1 — резистор нагрузки. Маленький «молоточек», соединенный с нижним проводом на рис. 1.5, а, обозначает, что этот провод «общий» — «земля». «Общие» провода очень широко распространены на современных схемах, позволяя «сэкономить» одну дорожку (линию), что, в свою очередь, значительно упрощает графику рисунка. А чем проще рисунок, тем легче его понять. Для примера на рис. 1.5, б изображена та же схема, но с «большими» выводами. Выводы всех элементов схемы, у которых на конце есть «молоточек», нужно соединить между собой; заземлять этот провод не обязательно, но в некоторых случаях, например у автомагнитолы, его можно «посадить» на корпус устройства. На схемах «молоточки» всегда должны «смотреть» вниз, но в виде исключения, при очень сложной графике, их можно направлять вбок (но не вверх!).

Вернемся к рис. 1.5. Допустим, что сразу после включения питания генератора (Г) на его верхнем выводе вместе с переменным напряжением сигнала появляется постоянная составляющая (т. е. постоянное напряжение) амплитудой 5 В.

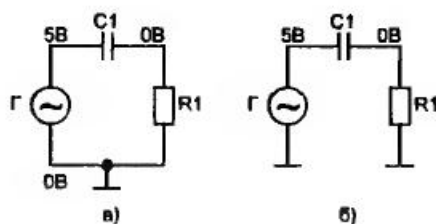


Рис. 1.5. Иллюстрация принципа действия конденсатора (дифференцирующая RC-цепочка)

В это время разряженный конденсатор $C1$ начинает заряжаться через нагрузку $R1$. Так как напряжение на его выводах, в отличие от резистора, **мгновенно** измениться не может (так же как и машину невозможно мгновенно разогнать до скорости 100 км/ч), то в самый первый момент времени напряжение на верхнем по схеме выводе резистора $R1$ равно напряжению генератора, т. е. 5 В. Через некоторое время, которое зависит от сопротивления нагрузки $R1$ и емкости конденсатора $C1$, конденсатор зарядится и постоянная составляющая на верхнем по схеме выводе $R1$ станет равна нулю. Таким образом, конденсатор позволяет разделить постоянную и переменную составляющую и предотвратить возможность перегрузки нагрузки постоянной составляющей источника сигнала.

Работа конденсатора в подобных схемах похожа на поведение мячика-воланчика при игре в теннис: если мячик имеет слишком малую начальную скорость (или конденсатор — слишком малую емкость для сигнала с данной частотой), то длина его траектории может **сократиться** и второму игроку придется пробежать вперед, чтобы успеть его отбить. В электронной же схеме в таком случае амплитуда (т. е. размах колебаний) сигнала с данной частотой на выходе (в схеме на рис. 1.5 — на резисторе $R1$) уменьшится по сравнению с амплитудой более высокочастотного сигнала.

Схема на рис. 1.5 называется **дифференцирующей цепочкой** или **фильтром верхних частот**. Почему верхних, надеюсь, понятно: нижние частоты в такой схеме ослабляются сильнее верхних. Самый главный параметр любого электронного фильтра — частота среза (f_{cp}). Частота среза — это такая частота, на которой коэффициент передачи (почти то же самое, что и коэффициент усиления; в дальнейшем оба эти коэффициента будут обозначаться одной и той же буквой — $k_{ус}$) снижается до 0,7. Его можно вычислить по формуле:

$$k_{ус} = U_{вых} / U_{вх},$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — соответственно входное и выходное напряжения.

Частота среза определяется по формуле:

$$f_{cp} = 1 / 2\pi RC, \quad (5)$$

где 2π — число, примерно равное 6,28;

R — сопротивление, кОм (1 кОм = 1000 Ом);

C — емкость, мкФ (1 мкФ = 1000 нФ = 1000000 пФ);

f_{cp} — частота среза, кГц.

Емкостное сопротивление конденсатора (а на переменном токе любой конденсатор ведет себя как обычный резистор; отличия — конденсатор не греется, сдвигает фазу напряжения и его «сопротивления» зависит от частоты) обозначается буквой X_c и определяется по аналогичной (5) формуле:

$$X_c = 1 / 2\pi f C. \quad (6)$$

Разрядность единиц та же, что и в формуле (5). Емкостное сопротивление, как и обычное сопротивление, измеряется в омах.

Наряду с изображенной на рис. 1.5 дифференцирующей цепочкой, в схемах часто используется **интегрирующая цепочка** (фильтр нижних частот). Она

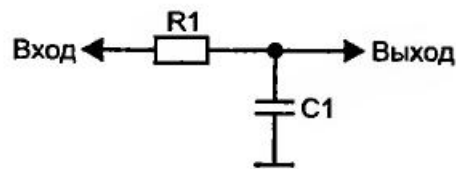


Рис. 1.6. Интегрирующая RC-цепочка (фильтр нижних частот)

нарисована на рис. 1.6. Названия этих цепочек запоминать не обязательно (я, кстати, их до сих пор путаю), важно только знать, как они работают. А работает интегрирующая цепочка, в отличие от дифференцирующей, самым противоположным образом: она нижние частоты пропускает, а верхние — ослабляет.

Частота среза определяется по формуле (5). Работа интегрирующей цепочки похожа на «выбивание» ковров: если вам чаще нужно ударять по ковру, то вам придется уменьшить амплитуду размаха, иначе со стороны вы будете выглядеть очень смешно. Согласно формуле (6), емкостное сопротивление конденсатора с увеличением частоты уменьшается, поэтому в схеме на рис. 1.6 из смеси двух разных частот большую амплитуду на выходе будет иметь низшая частота, а на рис. 1.5 — высшая.

Практически во всех схемах (исключение — колебательные контуры) конденсаторы включены по одной из этих двух схем. Поэтому, зная, как работают эти две цепочки, у вас не возникнет никаких проблем. Более подробно они будут описаны дальше.

Так же как и резисторы, конденсаторы бывают постоянные, подстроечные и переменные. Два последних типа находят весьма ограниченное применение, так как их максимально возможная емкость (около 1000 пФ) слишком мала для большинства схем. В цифровой технике конденсаторы также используются очень редко.

По материалу диэлектрика конденсаторы бывают керамические (их иногда называют «флажковыми» за плоский корпус), пленочные, но они имеют большие габариты и довольно дороги. Несколько хуже керамические и танталовые. Танталовые, при неплохих характеристиках, имеют небольшие габариты и значительную емкость (до сотен микрофард; у пленочных максимальная емкость — единицы микрофард, у керамических — еще меньше), поэтому они стоят дороже остальных. Электролитические конденсаторы можно охарактеризовать одним словом — дрянь, но их невысоких параметров вполне хватает для большинства схем, особенно если учитывать, что они при низкой стоимости имеют емкость до десятков тысяч микрофард. Ионисторы — конденсаторы с очень большой емкостью — до единиц фарад (электрическая емкость всего земного шара равна 1 Ф — это не шутка), поэтому они чаще всего используются вместо батареек. 1 Ф = 1 000 000 мкФ.

У всех конденсаторов, кроме емкости, есть еще один параметр — максимально допустимое напряжение. Его превышать нельзя, так как в этом случае может произойти пробой диэлектрика (у электролитических — закипание) и они выйдут из строя. Кроме того, ионисторы, танталовые и электролитические конденсаторы — полярны, т. е. при их подключении к схеме нужно соблюдать полярность. У импортных электролитических конденсаторов сбоку на корпусе (часто в виде сплошной полосы) нарисован «минус» возле отрицательного выво-

да, у отечественных рисуют «плюс» возле положительного вывода Конденсатор с «минусом» по всем параметрам лучше конденсатора с «плюсом».

Если полярность конденсатора неизвестна, то ее можно определить экспериментально. Для этого конденсатор через микроамперметр подключают к источнику питания напряжением 6...10 В. При «неправильной» полярности микроамперметр покажет ток, в сотни раз ооольшии, чем при «правильной». После подключения цепи, состоящей из микроамперметра и разряженного конденсатора к источнику питания, показания микроамперметра максимальны и с течением времени они уменьшаются. Надеюсь, вы понимаете, с чем это связано. А если непонятно — перечитайте еще раз описание работы схемы на рис. 1.5.

Современные резисторы и конденсаторы чаще всего выпускаются в небольших, малогабаритных корпусах, поверхности которых буквально не хватает для обозначения всех основных (самых главных) характеристик элемента. Поэтому всю необходимую информацию, которая должна быть нанесена на корпус прибора, изготовители определенным образом шифруют по международным стандартам. Это «на руку» и радиолюбителям: «полосатые» разноцветные детали только украшают плату, кроме того, нужный номинал легче отыскать по цвету корпуса, чем по комбинации цифр на этом самом корпусе. Расшифровка «самых главных» сокращений приведена в конце второй книги, в справочном материале.

Полупроводниковые приборы. Диод

Лет двадцать тому назад началось бурное развитие полупроводниковой промышленности, и в результате к настоящему времени полупроводниковые приборы практически полностью вытеснили электронные лампы из всего того, что объединяется словом «электроника». Лампы «выжили» только в высоковольтных (ни один из существующих полупроводников не работает при напряжении более 2000 В) и мощных (максимальная мощность рассеивания — не путать с коммутируемой мощностью! — для полупроводников не превышает 1000 Вт) цепях. Кроме того, некоторые лампы используются в устройствах сверхвысококачественного звуковоспроизведения (усилители класса Hi-End). Единственный недостаток электронных ламп — необходимость разогревания катода, на что тратится довольно большая мощность, поэтому КПД маломощных ламповых устройств не превышает нескольких десятков процентов и приближается к 70...80% у мощных устройств. Для проводниковых же устройств никакого предварительного разогрева не требуется — в процессе работы они сами греются (шутка, но в ней есть доля правды), — поэтому КПД для большинства полупроводниковых устройств при **правильно** разработанной схеме доходит до 100%.

Что же такое полупроводники? Задать этот вопрос гораздо легче, чем ответить на него так, чтобы ответ смогли понять люди, еще не успевшие побывать в высших учебных заведениях (именно на них и рассчитана эта книга), скорее всего, невозможно. Но я попытаюсь, авось кто поймет.

Как известно, на свете существует два вида веществ — **проводники** и **изоляторы**. Сопротивление проводников близко к нулю, а изоляторов — к бесконечности. Но **резкой** грани между этими двумя видами веществ нет, поэтому

существуют также вещества, которые уже не проводники, но еще и не изоляторы (или наоборот), и их сопротивление находится где-то посередине между сопротивлениями проводников и изоляторов. Чтобы не «напрягаться» лишний раз, ломая голову над выяснением, проводник это или изолятор, такие вещества выделили в отдельный вид и назвали полупроводниками. Это «полупроводниковое» состояние вещества крайне неустойчиво, и под воздействием внешних факторов (ничтожные концентрации примесей — один атом примеси на миллиард атомов полупроводника; приложенное к полупроводнику электрическое напряжение; воздействие света, температуры) полупроводник легко переходит в проводник, в изолятор и обратно в полупроводник. Благодаря тому что на сопротивление полупроводника оказывает влияние, в том числе и электрическое напряжение, стало возможным усиливать и преобразовывать электрические сигналы, т. е. делать все то, что изучается наукой электроникой. А тот факт, что полупроводник может быть практически сколь угодно малых размеров (на одном кристалле полупроводника размером 5×5 мм можно «нарисовать» до десятка тысяч отдельных электронных приборов), позволил уменьшить ламповое устройство, занимающее целую комнату размером со стадион, до карманных размеров.

Чистые полупроводники (**кремний, германий**) в электронике используются очень редко. В большинстве приборов используются **примесные** полупроводники, т. е. в которые добавлено небольшое и очень точно рассчитанное количество определенной примеси. Сам процесс добавления примеси называется **легирование**, а примесные полупроводники — легированными. В зависимости от рода примеси получаются проводники с противоположными свойствами; их еще называют полупроводниками **n**-типа и **p**-типа. Если теперь оба эти полупроводника соединить, получится ток, называемый **p-n-переход**. В большинстве полупроводниковых приборов все «военные действия» развиваются именно на **p-n-переходе**. Так как кремний (здесь и далее будет рассматриваться только кремний; но все то, что справедливо для **него**, справедливо и для всех остальных полупроводников) «живет» в 4-й группе Периодической системы Менделеева, то для легирования используются металлы, находящиеся в 3-й и 5-й группах. При добавлении ничтожного количества атомов (один атом примеси на миллиард атомов кремния) трехвалентной примеси в кристаллическую решетку четырехвалентного кремния. Три электрона кремния взаимодействуют с тремя электронами примеси, а четвертый, «кремниевый» электрон остается «неприкаянным» — ему не «хватит» одного электрона. Такой полупроводник называется **дырочным** или **полупроводником p типа**. В нем основными носителями тока являются дырки, которые «притягивают» из внешней среды электроны, а не основными — электроны. Как известно, электрон — отрицательный носитель электрической энергии, т. е. электрический ток — это упорядоченное движение электронов от отрицательного полюса батарей к положительному, где электроны «встречаются» с дырками и рекомбинируют, т. е. соединяются с ними. Но также и электроны, дырки тоже могут двигаться. В качестве наглядного примера этих процессов можно избрать очередь в кассу. После того как стоящий самым первым человек (электрон) расплачивается, он отходит и к кассе устремляется второй человек. Сразу за ним образуется пустое место (дырка), в которую устремляется третий

человек, и т. д. Таким образом, люди (электроны) движутся вперед, а пустые места (дырки) движутся назад. Единственное несовершенство очереди как наглядного примера — в ней дырки, дойдя до последнего человека, исчезают за его спиной. В полупроводнике ничто никуда не исчезает.

Если в исходный полупроводник добавить элемент 4-й группы, то в нем появится избыток электронов, которым «некуда деваться». Такой полупроводник относится к *n*-типу.

Давайте теперь попытаемся соединить эти два полупроводника. Так как у одного из них недостаток электронов, а у другого — избыток, то электроны и дырки устремляются к границе между этими двумя полупроводниками (рис. 1.7). Встретившиеся электрон и дырка **рекомбинируют**, т. е. соединяются друг с другом. Процесс рекомбинации продолжается до тех пор, пока не наступит динамическое равновесие, т. е. пока соотношение «количество электронов/количество дырок» не выравняется. В результате у *r*-*n*-перехода образуется обедненный свободными носителями двойной слой пространственного заряда. В *r*-области этот слой создается оставшимися после рекомбинации свободными носителями, связанными с кристаллической решеткой отрицательными ионами **акцепторной** примеси (т. е. элемента 3-й группы), а в *n*-области — положительными ионами **донорной** (в переводе — «дающей», элементы 5-й группы), и образующееся в результате рекомбинации электрическое поле (*r*-область заряжена отрицательно, *n*-область — положительно) противодействует дальнейшему перемещению электронов и дырок (*r*-область заряжается отрицательно, электрон — тоже имеет отрицательный заряд; одноименные заряды отталкиваются), т. е. наступает динамическое равновесие. Слой из рекомбинировавших электронов с дырками между двумя полупроводниками называется «*r*-*n*-переход», а разность потенциалов на *r*-*n*-переходе — потенциальным барьером. Для кремния он равен примерно 0,6 В, для германия меньше.

Во всех полупроводниках постоянно образуются и снова рекомбинируют **тепловые электронно-дырочные пары**, создавая некоторое количество не основных носителей тока (для *r*-области — электронов, для *n*-области — дырок). Находящиеся вблизи *r*-*n*-перехода не основные носители, прежде чем успеют рекомбинировать с основными для того типа полупроводника, в котором они «родились», могут попасть в электрическое поле потенциального барьера, «перескочить» на полупроводник противоположной проводимости (для него они

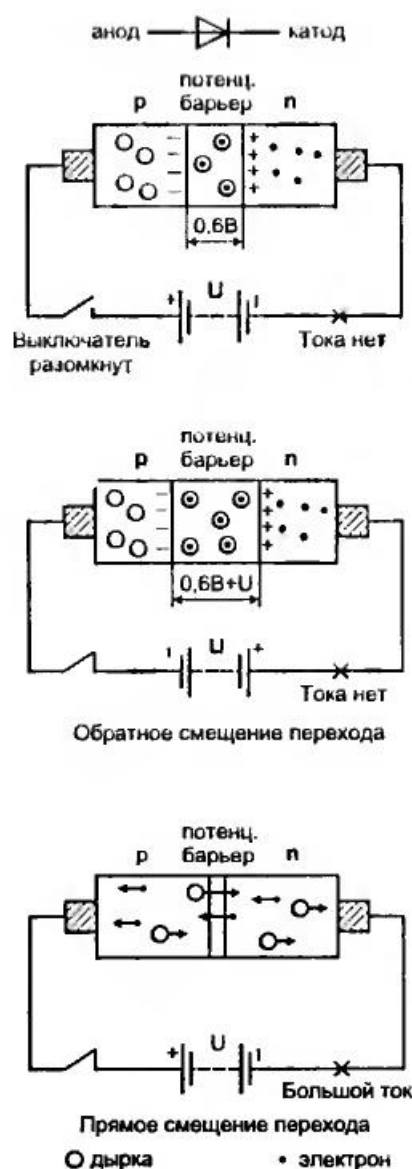


Рис. 1.7. На рисунке *r*-*n*-переход

будут «основными») и послужить тем самым причиной возникновения **дрейфового тока (обратный ток)**. Так как «перескочивший» не основной носитель уменьшает потенциальный барьер, то для «компенсации» сразу же за ним основной носитель «идет с повинной» к р-п-переходу, где и рекомбинирует.

При увеличении температуры скорость образования электронно-дырочных пар увеличивается (поэтому они и называются «тепловыми»), увеличивается также и частота «перескакивания» не основных носителей. Из-за этого увеличивается обратный ток через р-п-переход. Измеряя его, можно электронным способом измерить температуры, т. е. р-п-переход — простейший датчик температуры.

Полупроводниковый прибор с одним р-п-переходом называется **диод**. Отличительная особенность диода (благодаря наличию р-п-перехода) — он пропускает ток только в одном направлении — от п-области к р-области. Благодаря этому диоды нашли широкое применение в выпрямителях переменного напряжения.

Если к п-области диода (этот вывод называется «катод») приложить положительный потенциал относительно р-области (анода), то потенциальный барьер р-п-перехода будет расширяться, диффузионный ток основных носителей уменьшается до нуля, а дрейфовый ток будет возрастать, пока не достигнет насыщения. Дрейфовый ток неосновных носителей называется **обратным током диода**, и у современных кремниевых диодов он столь мал, что его практически невозможно измерить. Поэтому его можно не учитывать и приравнять к нулю.

При увеличении обратного напряжения на выводах р-п-перехода скорость неосновных носителей тока увеличивается сильнее, чем увеличивается ширина потенциального барьера. Поэтому при увеличении обратного напряжения дрейфовый ток не основных носителей увеличивается, следовательно, увеличивается и обратный ток диода. При превышении обратным напряжением некоторой величины не основные носители тока ускоряются так сильно, что начинают ионизировать атомы полупроводника в области потенциального барьера. Ионизированные атомы, на которые «развалилась» стройная кристаллическая решетка полупроводника, перестают препятствовать движению как основных, так и не основных носителей, поэтому обратный ток резко возрастает. Это напряжение называется **напряжением пробоя**, и для разных диодов оно находится в пределах 50...2000 В. При выборе диодов для выпрямителя нужно учитывать эту величину, так как «пробитый» диод — это то же самое, что замкнутый переключатель. А короткое замыкание обмоток трансформатора может наделать много бед.

Сам по себе электрический пробой безопасен, после уменьшения обратного напряжения все свойства диода очень быстро восстанавливаются. Опасен **тепловой пробой**, когорый следует за электрическим

Как известно, мощность определяется по формуле $P = U \cdot I$. При электрическом пробое обратное напряжение довольно велико, а обратный ток начинает резко увеличиваться. Следовательно, так же резко увеличивается и мощность, выделяемая на р-п-переходе. А чем больше выделяемая мощность, тем сильнее греется кристалл. Как только его температура повысится выше 150...200°C, полупроводник утратит свои полупроводниковые свойства, т. е. «сгорит».

Многие полупроводниковые приборы работают в области электрического пробоя. Один из самых распространенных — диод с низким напряжением про-



Рис. 1.8 Схема включения стабилизатора

боя, более известны под названием **стабилитрон**. Напряжение проооя стабилитрона (**напряжение стабилизации**) нормируется и может быть в пределах 3...200 В. Схема включения стабилитрона и его вольт-амперная характеристика приведены на рис. 1.8. Как видно из графика, напряжение стабилизации стабилитрона зависит от протекающего через него тока. Минимальный ток, при котором напряжение на выходе стабилизатора приближается к напряжению стабилизации стабилитрона, называется **минимальным током стабилизации** (на графике обозначен как $I_{ст. мин}$), а максимальный ток, при котором гарантируется продолжительное бесперебойное функционирование стабилитрона — **максимальным током стабилизации** ($I_{ст. макс}$). Эти параметры являются справочными, и их можно найти в специализированной литературе. Для большинства маломощных стабилитронов $I_{ст. мин} = 0,5...3$ мА, а $I_{ст. макс} = 10...20$ мА.

Например, для входного напряжения $U_{вх} = 12$ В тока потребляемого нагрузкой $I_n = 30$ мА, напряжение стабилизации (выходное напряжение) $U_{ст} = 5,0$ В ток, текущий через стабилитрон $I_{ст} = 10$ мА.

$$U_{R1} = 12 - 5 = 7 \text{ В}$$

$$R1 = \frac{7 \text{ В}}{0,03 \text{ А} + 0,01 \text{ А}} = 175 \text{ Ом}$$

$$P_{R1} = \frac{72}{175} = 0,28 \text{ (0,25 Вт)}$$

Мы только что рассмотрели работу диода при **обратном смещении**. Если же к p-области (катоде) приложить отрицательное относительно анода напряжение (**прямое смещение**), то поле внешнего источника питания будет направлено навстречу полю потенциального барьера. С увеличением напряжения прямого смещения потенциальный барьер снижается и далее исчезает, а диффузия подвижных носителей заряда через p-n-переход возрастает. Пересекающие этот переход основные носители становятся не основными и рекомбинируют с основными носителями области, в которую они попали. Из-за рекомбинации в этой области основных носителей становится слишком мало; «справедливость» восстанавливается с помощью источника питания. Таким образом, через p-n-переход течет ток, а благодаря тому, что потенциального барьера «нет», то этот ток довольно большой. Этот ток зовется **прямым током** или, по-научному, **диффузионным**, так как он поддерживается за счет диффузии подвижных носителей заряда через p-n-переход.

Благодаря наличию потенциального барьера при прямом включении диода на нем «падает» напряжение около 0,5...0,6 В, а из-за того, что кристалл кремния

имеет некоторое электрическое сопротивление (10...100 Ом для маломощных диодов и 0,01...1 Ом — для мощных), то при увеличении протекаемого через диод тока падение напряжения на нем также увеличивается. В высоковольтных устройствах напряжение 1 В — «капля в море», но в низковольтных (напряжение питания до 3...6 В) падение напряжения на переходе диода нужно учитывать.

Также диоды можно использовать в качестве стабилитронов. При обратном включении диода его «напряжение стабилизации» довольно высоко (50...2000 В). К сожалению, оно не нормируется, поэтому даже у одинаковых диодов из одной партии оно может отличаться в несколько раз и поэтому предварительный подбор таких «стабилитронов» обязателен. При прямом включении диодов и стабилитронов падение напряжения на их переходе равно 0,5...0,6 В и, подключив последовательно несколько диодов, это напряжение можно увеличить в несколько раз.

Существуют также специальные диоды, именуемые **стабисторами**, у которых очень широкий потенциальный барьер и соответственно большое падение напряжения на переходе (0,6...2,5 В). Такие диоды используются в качестве **низковольтных стабилитронов**, так как технологически очень трудно изготовить стабилитроны с напряжением стабилизации менее 3 В.

Большинство схем, в которых используются диоды, — разнообразные выпрямители переменного тока, т. е. устройства, преобразующие переменный ток в постоянный. Схем выпрямителей известно очень много, и самые распространенные нарисованы на рис. 1.9.

Простейший выпрямитель, собранный на одном диоде, изображен на рис. 1.9, а. Здесь и далее диоды подключены к понижающей обмотке трансформатора, напряжение на которой примерно равно напряжению питания нагрузки. При описании схем все напряжения отсчитываются относительно нижнего вывода вторичной обмотки трансформатора или относительно общего провода.

При отрицательной полуволне напряжения на вторичной обмотке трансформатора (рис. 1.9, а) диод VD1 закрыт и ток в нагрузку не течет. При положительной полуволне (прямое смещение) диод открывается и в нагрузку начинает течь ток. То есть при таком включении диод «отсекает» отрицательные полупериоды, пропуская в нагрузку только положительные. Из-за этого напряжение в нагрузке **сильно пульсирует**. Для того чтобы сгладить эти пульсации, а также для того, чтобы оно не уменьшалось до нуля, на выходе выпрямителя устанавливают **накопительный конденсатор** большой емкости (примерно 1000 мкФ) (рис. 1.9, б). Благодаря накопительным свойствам конденсатора, напряжение на выходе выпрямителя принимает вид, показанный на диаграмме возле рисунка. Чем больше емкость конденсатора С1, тем сильнее эта кривая похожа на прямую линию. Иногда такой конденсатор называют **фильтрующим**, что тоже правильно.

Для того чтобы напряжение на выходе еще сильнее походило на постоянный ток, к выходу обычно подключают стабилизатор напряжения (рис. 1.9, в) по схеме, аналогично как на рис. 1.8. Стабилизатору, изображенному на рис. 1.9, в, в принципе все равно, куда подключен фильтрующий конденсатор — к выходу выпрямителя (верхняя схема) или параллельно стабилитрону (нижняя схема). В обоих случаях результат одинаковый, но большее распространение получила верхняя схема. Идеально, если вы используете два конденсатора, их ем-

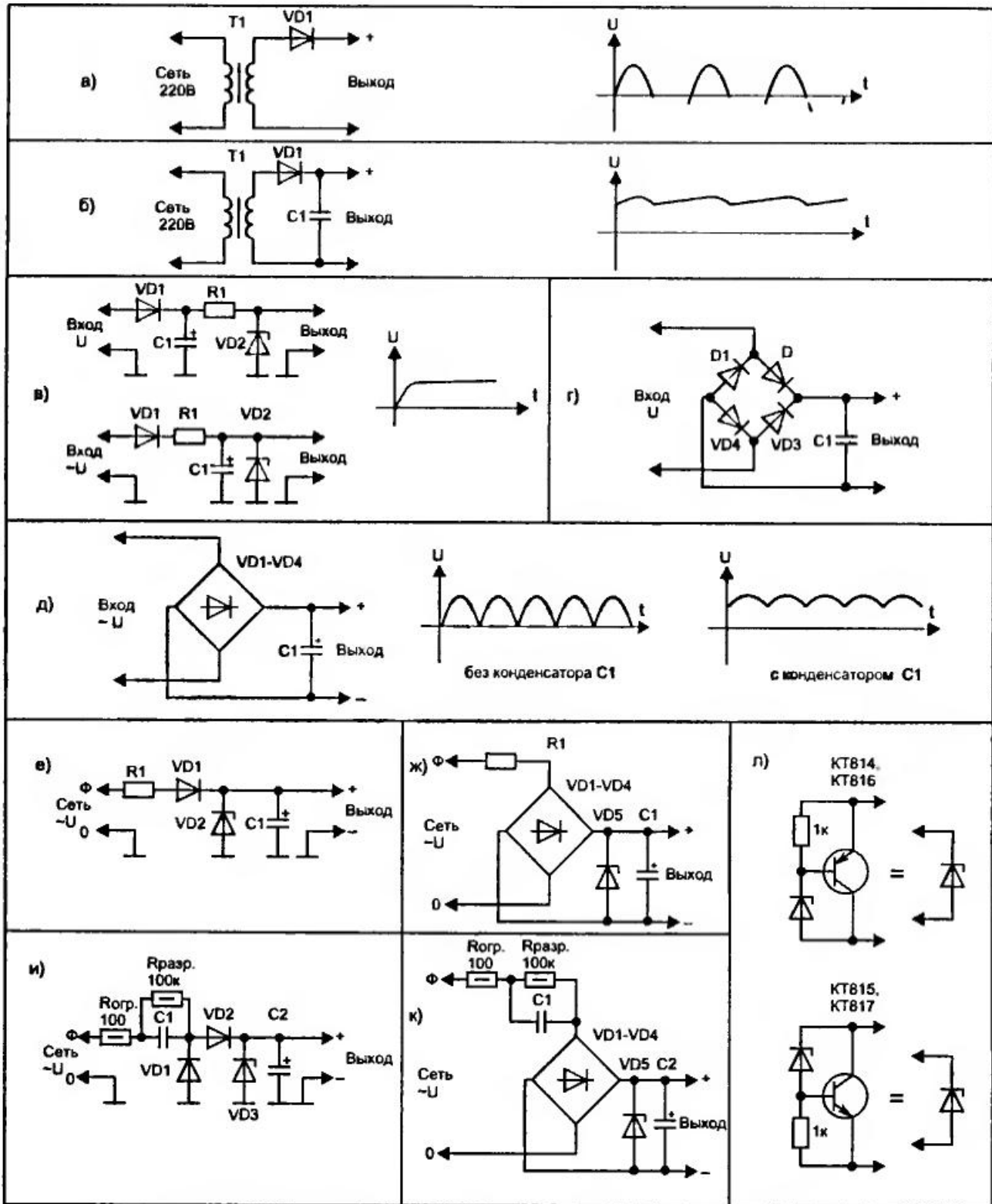


Рис. 1.9. Использование диодов в качестве выпрямителей. Однополупериодные выпрямители: а — простейший; б — с фильтрующим конденсатором; в — со стабилизатором; г, д — двухполупериодные мостовые выпрямители. Источники питания с гасящим резистором: е — однополупериодный; ж — мостовой выпрямитель. Источники питания с гасящим конденсатором: и — однополупериодный; к — мостовой выпрямитель; л — аналог мощного стабилизатора, собранный на основе мощного биполярного транзистора и маломощного стабилизатора

кость должна быть не меньше 470...1000 мкФ, в противном случае стабилизатор их попросту «не заметит».

Сопротивление резистора R_1 нужно подобрать таким образом, чтобы при максимальной амплитуде положительной полуволны через стабилитрон протекал ток, близкий к максимальному току стабилизации (для большинства малогабаритных стабилитронов — около 15 мА). Но так как максимальную амплитуду измерить очень трудно, для расчетов обычно используют **средневыпрямленное значение**, т. е. напряжение на конденсаторе C_1 в верхней схеме на рис. 1.9, в. Средневыпрямленное значение напряжения должно быть в 1,5...2 раза больше напряжения стабилизатора; для низковольтных устройств ($U_{пит} \leq 15$ В) оно должно превышать его на 3...5 В.

Рассмотренный выше выпрямитель называется **однополупериодным**, так как через диод проходит ток в течение одного полупериода (на рисунках — положительного), а в течение другого оно поддерживается только с помощью фильтрующего конденсатора. Поэтому такие стабилизаторы можно использовать только совместно с нечувствительными к пульсациям напряжения питания нагрузками. Для чувствительных к пульсациям питающего напряжения нагрузок выпрямители обычно изготавливают по более сложным двухполупериодным схемам, в которых выпрямленное напряжение на выходе появляется в течение обоих полупериодов переменного напряжения, и между двумя выпрямленными импульсами нет «пробела» длиной в полпериода.

Одна из разновидностей двухполупериодных выпрямителей так называемая **мостовая схема** (рис. 1.9, г). Соединенные по такой схеме четыре диода в кольцо в литературе называются **диодным мостом** (или диодным мостиком) и очень часто упрощенно изображаются так, как это показано на рис. 1.9, д. В случае упрощенного изображения точки в вершинах моста рисовать нельзя.

Как видно из рис. 1.9, г, во время положительной полуволны на верхнем выводе вторичной обмотки трансформатора (на нижней в это время отрицательная полуволна) ток к положительному выводу конденсатора C_1 течет через диод VD_2 , а к общему проводу — через диод VD_4 . Диоды VD_1 и VD_3 при этом закрыты обратным напряжением, и протекающий через них ток близок к нулю. При уменьшении напряжения на обмотке трансформатора почти до нуля все четыре диода закрываются, а при смене полярности на обмотке трансформатора открываются диоды VD_1 и VD_3 , а диоды VD_2 и VD_4 остаются закрытыми. Положительная и отрицательная полуволны переменного напряжения снова текут туда, куда надо, и напряжение на выходе диодного мостика имеет вид, показанный на верхней диаграмме. Как видно, площадь «пробелов» у такого выпрямителя меньше, чем у однополупериодного, поэтому коэффициент пульсаций у него значительно меньше. Для еще большего уменьшения коэффициента пульсаций к выходу выпрямителя подключают электролитический конденсатор большой емкости, а также иногда и стабилизатор напряжения, выполненный на стабилитронах или специализированных микросхемах.

Единственный недостаток трансформаторных источников питания — больше габариты трансформатора. Поэтому в малогабаритных устройствах, потребляющих ничтожный ток, часто используются **бестрансформаторные источ-**

ники питания — с гасящим резистором или конденсатором. Такие источники питания занимают очень мало места, но они «выдают» в нагрузку ничтожный ток, напряжение которого сильно зависит от тока нагрузки. Кроме того, они не обеспечивают гальваническую развязку выходного напряжения от сетевого. Поэтому при случайном прикосновении к любой детали вас может «ударить» током.

Рассмотрим схемы выпрямителей с гасящим резистором. Они могут выполняться по однополупериодной (рис. 1.9, *е*) или мостовой (рис. 1.9, *ж*) схемам. Самая простая схема — однополупериодная, единственный в ней выпрямительный диод должен выдерживать обратное напряжение $U_{обр} \geq 400$ В. Мостовая схема требует в 4 раза больше диодов, но они могут быть низковольтными ($U_{обр} < 50$ В); такие диоды дешевле и доступнее высоковольтных, и у любого более-менее «подкованного» радиолюбителя их может скопиться «воз и маленькая тележка».

К выходу бестрансформаторного преобразователя всегда должна быть подключена нагрузка или хотя бы стабилитрон! Если они случайно «отключатся», то напряжение на фильтрующем конденсаторе резко повысится до напряжения, близкого к сетевому, и, если он не рассчитан на столь высокое напряжение (а так бывает почти всегда), его электролит может закипеть и взорваться. Не очень сильно — тротил внутрь конденсаторов не кладут, — но электролитом он заляпает все в радиусе десятка сантиметров.

Ток, протекающий через резистор R_1 в нагрузку, в схеме по рис. 1.9, *е* можно вычислить по формуле:

$$I_{нагр} = 102 - U_{нагр}/R_{R1},$$

где $U_{нагр}$ — напряжение стабилизации стабилитрона (напряжение в нагрузке), В;

R_{R1} — сопротивление резистора R_1 , кОм;

$I_{нагр}$ — максимально допустимый ток нагрузки, мА.

При таком токе протекающий через стабилитрон ток равен нулю — весь ток «идет» в нагрузку. Если его увеличить, уменьшится $U_{нагр}$. При расчетах нужно помнить, что минимальный ток, протекающий через стабилитрон, не должен быть меньше 0,5...3,0 мА, т. е. ток, который может «забрать» нагрузка от такого источника питания, равен $I_{нагр} - I_{ст. мин}$.

В схеме по рис. 1.9, *ж* ток нагрузки

$$I_{нагр} = 205 - U_{нагр}/R_{R1}.$$

Мощность рассеивания резисторов в обеих схемах можно вычислить по формуле:

$$P_{рас} = (I_{нагр})^2 \cdot R_{R1}/1000,$$

где $I_{нагр}$ — в мА; R_{R1} — в кОм.

Если перевести ток в амперы, а сопротивление в омы, то делить на тысячу не нужно. Но такой расчет не очень удобен — ведь I^2 получается таким малым, что «не влезет» в восьмиразрядный микрокалькулятор.

Максимально допустимая рассеиваемая мощность резистора должна превышать $P_{рас}$ или хотя бы быть равной ей. Иначе резистор перегреется и «сгорит».

особенно это касается работы устройства при плохой теплоотдаче или повышенной атмосферной температуре.

Схемы с **гасящим конденсатором** отличаются от схем с гасящим резистором тем, что исправный конденсатор, в отличие от резистора, абсолютно не греется при любом протекающем через него токе. Основным недостатком таких схем, сдерживающий их повсеместное применение, — высоковольтные конденсаторы имеют большие габариты, и чем больше емкость конденсатора (и соответственно ток нагрузки), тем больше его размеры. Также эта схема, как и большинство остальных бестрансформаторных источников питания, **не** обеспечивает гальваническую развязку.

Выпрямители в источниках питания с гасящим конденсатором бывают однополупериодными (рис. 1.9, и) и двухполупериодными (рис. 1.9, к). Из-за особенностей функционирования конденсатора однополупериодный выпрямитель требует использования двух выпрямительных диодов.

В схемах есть два «новых» резистора: токоограничивающий $R_{огр}$ и разряжающий $R_{разр}$. Они необязательны — схема будет работать и без них, но их использование делает блок питания более безопасным в эксплуатации.

Перед включением источника питания в сеть конденсатор $C1$ разряжен и напряжение на его обкладках равно нулю. Во время «всовывания» вилки (штепселя) устройства в сеть на сетевых проводах может быть напряжение любой амплитуды, в том числе и отличающееся от нуля (имеется в виду **мгновенное** значение амплитуды). Внутреннее сопротивление разряженного, стремящегося зарядиться конденсатора очень мало (не превышает 1...10 Ом), выходное сопротивление сети — еще меньше. Конденсатор почти мгновенно заряжается до действующего в это время напряжения в сети; при этом через него протекает очень большой ток, способный повредить сам конденсатор, выпрямительные диоды и стабилитрон. Чтобы такое не произошло, в схему введен резистор $R_{огр}$ небольшого сопротивления (50...100 Ом, 0,5 Вт). В момент включения он ограничивает протекающий через конденсатор ток, а в рабочем режиме не оказывает никакого влияния — его сопротивление в сотни раз меньше емкостного сопротивления конденсатора

После выключения устройства из сети на конденсаторе может остаться некоторое напряжение, а так как сопротивление между выводами вилки близко к бесконечности, оно на нем сохраняется довольно долго, и при случайном прикосновении к выводам вилки конденсатор разрядится через кожу рук. Чтобы источник питания перестал «биться током», конденсатор нужно закоротить резистором с сопротивлением 100 кОм...1 МОм. Его мощность также должна равняться 0,5 Вт. Через такой резистор конденсатор разряжается до нуля за несколько секунд.

Большинство авторов рекомендует использовать резисторы $R_{огр}$ и $R_{разр}$ с мощностью рассеивания 0,5 Вт и более, аргументируя это тем, что при меньшей мощности у резистора может произойти пробой диэлектрика высоким напряжением, при этом его сопротивление уменьшится до нуля. Однако, как показала моя практика, в подобных устройствах прекрасно работают резисторы с мощностью рассеивания 0,125 Вт и более, при этом ни у одного резистора не пробило диэлектрик. Но все таки лучше не экспериментировать и лишний раз «предохраниться»

Рассмотрим принцип действия однополупериодного выпрямителя (рис. 1.9, и). Допустим, что в момент включения устройства в сеть конденсатор С1 разряжен, а напряжение на фазовом выводе сети имеет максимальную положительную амплитуду. Конденсатор С1 очень быстро заряжается до сетевого напряжения по цепи $R_{огр}$ — открытый диод VD2 — стабилитрон VD3 + разряженный конденсатор С2. Основной импульс тока принимают на себя резистор $R_{огр}$ и конденсатор С2 (если в это время на фазовом выводе действует отрицательная, а не положительная полуволна, то конденсатор С1 заряжается через резистор $R_{огр}$ и диод VD1; диод VD2 в это время закрыт).

Теперь напряжение на фазовом выводе относительно нулевого начинает **плавно** уменьшаться по синусоидальному закону. Также плавно начинает разряжаться конденсатор С1 и через диод VD1 течет некоторый не очень большой ток. После того как напряжение на фазовом выводе уменьшится до минимального амплитудного значения, оно начнет плавно увеличиваться. Диод VD1 закроется (обратное смещение), а VD2 — откроется (прямое смещение), и заряженный отрицательно конденсатор (относительно правой по схеме — точке соединения с диодами — обкладки) начинает разряжаться, а после этого (после перехода сетевого напряжения через ноль) начинает заряжаться положительно. Все это время через диод VD2 в нагрузку течет ток, который, при небольшом напряжении на нагрузке, зависит только от емкости конденсатора. Этот ток можно вычислить по эмпирической формуле:

$$I_{нагр.} = 31,1 \cdot C1,$$

где С1 — емкость гасящего конденсатора, мкФ;

$I_{нагр.}$ — ток нагрузки, мА.

Эта формула справедлива только при напряжении на нагрузке меньше 30 В. При большом напряжении ток нагрузки при неизменной емкости конденсатора начинает резко уменьшаться: при напряжении, равном 65 В, ток нагрузки равен 0,7 от вычисленного значения, а при напряжении более 310 В он снижается до нуля (поэтому при обрыве нагрузки и стабилитрона конденсатор С2 зарядится именно до такого напряжения). Формулу для расчета тока нагрузки при большом напряжении мне вывести не удалось, а в литературе я ее не замечал. Поэтому, если напряжение нагрузки более 30 В, емкость гасящего конденсатора нужно определять экспериментально.

У двухполупериодного источника питания, при неизменной емкости гасящего конденсатора, ток нагрузки в 2 раза больше и равен;

$$I_{нагр.} = 62,2 \cdot C_{гас.}$$

В обеих формулах подразумевается, что напряжение сети равно 220 В, а частота — 50 Гц.

Эта формула справедлива при напряжении на нагрузке меньше 60 В. До 0,7 от своего максимального значения ток нагрузки уменьшается при напряжении около 130 В, а до нуля — при напряжении 310 В.

Напряжение пробоя гасящего конденсатора С1 при низковольтной нагрузке должно быть более 250 В, при высоковольтной — $U_{с1} > 250 \text{ В} + U_{нагр.}$. Этот кон-

денсатор должен быть неполярным (пленочный) и рассчитан на работу в цепях переменного тока. Из отечественных в качестве гасящего лучше всего использовать конденсаторы типа К73-17.

Обратное напряжение выпрямительных диодов в обеих схемах должно быть больше либо равно напряжению питания нагрузки. Некоторые авторы (например, В. Банников в своей статье «Упрощенный расчет бестрансформаторного блока питания», опубликованной в журнале «Радиолюбитель» № 1 — 2, 1998) рекомендуют использовать только высоковольтные диоды, выдерживающие сетевое напряжение. Но, как видно из рис. 1.9, и, при отрицательной полярности сетевого напряжения конденсатор заряжается через открытый диод VD1 и обратное напряжение на диоде VD2 не превышает $U_{обр.VD2} = U_{с2} - U_{пр.VD1}$, а при положительной полярности открыт диод VD2 и обратное напряжение на диоде VD1 равно: $U_{обр.VD1} = U_{с1} + U_{пр.VD2}$. То же самое происходит и в схеме на рис. 1.9, к. Низковольтные диоды дешевле, малогабаритнее и доступнее высоковольтных.

Как уже, наверное, заметил читатель, в некоторых схемах указана фазировка сетевых проводов (Ф — фаза и 0 — ноль). Соблюдать ее не обязательно, в любом случае схема будет одинаково хорошо работать. Но в случае несоблюдения фазировки вас может «ударить током», поэтому лучше не рисковать.

Стабилитрон во всех схемах бестрансформаторных источников питания должен выдерживать максимальный ток нагрузки (при отключении нагрузки весь ток течет через него) и должен быть «надежно» припаян к схеме. Если ток нагрузки превышает максимально допустимый ток стабилизации, то можно или собрать аналог стабилитрона на мощном транзисторе (рис. 1.9, л), или попросту при отключении нагрузки закорачивать выводы стабилитрона. Бестрансформаторные источники питания, в отличие от трансформаторных, абсолютно нечувствительны к короткому замыканию, и ток, протекающий через гасящий элемент, практически не изменяется.

При работе с включенными устройствами, имеющими бестрансформаторный источник питания, во избежание поражения электрическим током нужно соблюдать повышенную осторожность.

Биполярный транзистор

Биполярный транзистор — полупроводниковый прибор, который управляется током и имеет коэффициент усиления больше единицы. Он имеет два р-п-перехода и три вывода. **Эмиттер (Э)**, **база (Б)** и **коллектор (К)**. Биполярные транзисторы бывают двух структур: р-п-р и п-р-п. Транзисторы структуры п-р-п применяются гораздо чаще, чем структуры р-п-р, поэтому дальше будут рассматриваться только они. Для транзисторов структуры р-п-р справедливо все то, что относится и к структуре п-р-п, отличая только в полярности источника питания («плюс» и «минус» нужно поменять местами). Упрощенная структурная схема транзистора нарисована на рис. 1.10. Вывод базы располагается между эмиттером и коллектором, толщина базы очень мала — десятки микрометров (1000 мкм = 1 мм). Благодаря наличию двух р-п переходов, любой транзистор (биполярный) можно представить в виде двух диодов: с большим напряжением

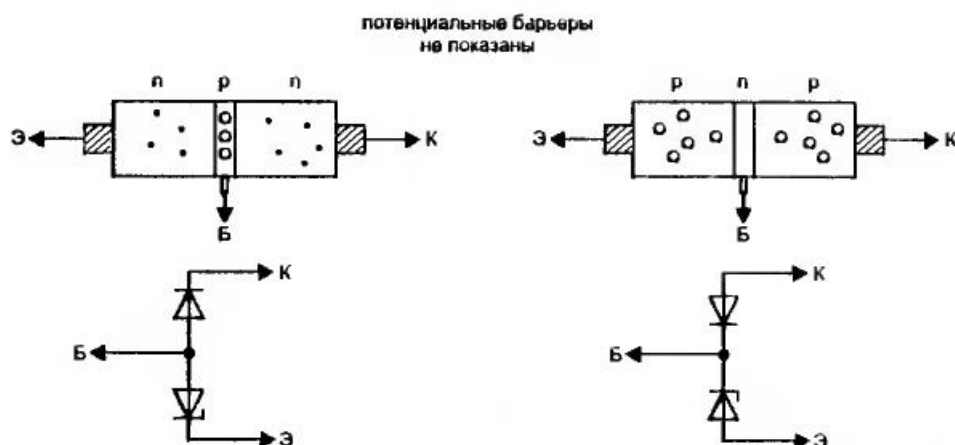


Рис. 1.10. Структурная и упрощенная схемы строения биполярного транзистора

пробоя между базой и коллектором и с малым напряжением пробоя (стабилизатором; напряжение стабилизации 5..12 В для кремниевых транзисторов) между базой и эмиттером, как видно, коллекторный и эмиттерный р-п переходы по отношению к базе неравнозначны, поэтому «путать» их нельзя

Существует три схемы включения биполярного транзистора. с **общей базой (ОБ)**, **общим коллектором (ОК)** и **общим эмиттером (ОЭ)** При включении транзистора по схеме с ОБ усиливается только напряжение, с ОК — только ток, а с ОЭ — и напряжение, и ток. Схема с ОБ в цифровой технике практически никогда не используется, поэтому здесь она рассматриваться не будет.

При включении транзистора структуры п-р-п на его эмиттер подают отрицательный потенциал, а на коллектор — положительный. При соединении вывода базы с эмиттером, или если базовый вывод попросту «в обрыве» транзистор закрыт и через переход коллектор—эмиттер течет ничтожный ток, а при соединении с коллектором он открывается и через транзистор течет довольно большой ток. Падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер в этом режиме, как и у диода, равно 0,6..1 В.

Рассмотрим схему включения транзистора с общим эмиттером (рис. 1.11). Эмиттер соединен с общим проводом («минусовой» вывод источника питания), а коллектор через нагрузку (на схеме — через лампочку) соединен с положительным выводом источника питания. Будем плавно увеличивать напряжение на базе относительно эмиттера (общего провода). Потенциальный барьер перехода база—эмиттер при этом будет понижаться, и его сопротивление уменьшится. Через переход начнет течь ток эмиттера I_E , обусловленный инжекцией электронов



Рис. 1.11. Схема включения биполярного транзистора с общим эмиттером

из эмиттера в базу. Но так как база имеет очень маленькую толщину, то большинство инжектированных из эмиттера в базу электронов «по инерции» пролетают потенциальный барьер перехода база—коллектор, захватываются его полем (к коллектору подключен положительный вывод источника питания — «генератор дырок», который очень активно притягивает к себе электроны. Наглядный пример этого «активного притягивания» — короткое замыкание) и втягиваются в коллектор, откуда они попадают в нагрузку, где и рекомбинируют с дырками. Благодаря выделяющейся при этом мощности лампочка начинает светиться. Напряжение на коллекторном выводе относительно общего провода уменьшается.

Так как транзистор представляет собой монокристалл кремния и толщина его базы ни при каких внешних воздействиях не изменяется, то отношение количества электронов, захваченных коллектором, к количеству электронов, выделившихся в базе при неизменном напряжении питания, также неизменно. Это отношение называется **статическим коэффициентом передачи тока** (коэффициент усиления) и определяется по формуле:

$$h_{21э} = I_k / I_b. \quad (7)$$

У современных биполярных транзисторов коэффициент передачи тока $h_{21э}$ больше 100, т. е. коллекторный ток в 100 раз больше базового.

При увеличении напряжения питания увеличивается потенциальный барьер перехода база—коллектор. Поэтому при увеличении напряжения питания количество электронов, которое может «захватить» коллектор (при неизменном токе базы) уменьшается. Следовательно, будет уменьшаться и коэффициент $h_{21э}$. При разработке высоковольтных устройств это нужно учитывать.

Если и дальше увеличивать ток базы, то потенциальный барьер эмиттерного перехода будет уменьшаться до тех пор, пока не исчезнет совсем. Электроны смогут беспрепятственно переходить из эмиттера в базу и также беспрепятственно захватываться полем коллектора. Падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер будет уменьшаться (при увеличении тока базы и неизменном сопротивлении нагрузки и напряжении питания) до тех пор, пока не уменьшится почти до нуля. Но нужно учитывать, что в этом режиме (падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер меньше 0,6 В) начинает уменьшаться статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$, и при падении напряжения на этом переходе, равном нулю, он равен единице.

Такой режим работы транзистора несмотря на то что он требует повышенного тока управления (так как коэффициент $h_{21э}$ уменьшается), очень широко используется в цифровой технике при 1 оммутации мощной нагрузки. Как известно (формула (4)), мощность рассеивания транзистора зависит от тока нагрузки (его изменить для конкретной нагрузки невозможно) и от падения напряжения на переходах транзистора. Поэтому при уменьшении падения напряжения нагрев транзистора уменьшается (т. е. радиатор теплоотвод не нужен или нужен меньших размеров), а КПД устройства увеличивается — так как на нагрев транзистора тоже нужно затратить некоторую мощность. Но слишком сильно уменьшать падение напряжения нельзя — так как при этом КПД устройства начинает уменьшаться из-за возросшего базового тока управления. Поэтому на практике выбирают «золотую середину», и

падение напряжения на переходе коллектор — эмиттер составляет $0,05 \dots 0,2$ В в зависимости от тока нагрузки (чем он больше, тем больше падение напряжения, это начинает сказываться омическое сопротивление переходов)

Теперь рассмотрим схему включения транзистора с **общим коллектором** (рис. 1.12), при напряжении на базе $0 \dots 0,6$ В относительно эмиттера (т. е. база никуда не подключена или соединена с общим проводом) Несмотря на то что к общему проводу ближе эмиттер, эта схема с общим коллектором так как с источником питания соединен коллектор, а на выводе эмиттера напряжение изменяется в зависимости от тока базы Транзистор заперт и нагрузка лампочка не горит При увеличении базового напряжения вплоть до напряжения питания «+U» транзистор постепенно приоткрывается, и при напряжении на базе равном напряжению на коллекторе, транзистор переходит в режим **насыщения**, т. е. сопротивление перехода коллектор—эмиттер становится минимальным Падение напряжения на этом переходе в режиме насыщения составляет $0,6 \dots 1,5$ В и зависит от типа транзистора и тока нагрузки Если напряжение на базе больше, чем на коллекторе, то эта схема плавно переходит в схему с общим эмиттером и падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер уменьшается почти до нуля

У этой схемы есть несколько отличительных особенностей Во первых оба перехода транзистора обратно смещены, поэтому напряжение на базе может быть любым — от нуля (общий провод) до «+U». У схемы с общим эмиттером напряжение на базе не должно превышать 2 В относительно эмиттера, поэтому в схеме включения обязательны токоограничивающие резисторы в цепи базы. Во-вторых, схема с общим коллектором усиливает сигнал только по току, поэтому напряжение на эмиттере независимо от сопротивления нагрузки на $0,6 \dots 1,0$ В меньше напряжения на базе. Поэтому схему с общим коллектором иногда называют **эмиттерным повторителем**. Ток, потребляемый от источника сигнала базой, в h_{21} , раз меньше тока нагрузки. При обрыве в цепи нагрузки база от источника сигнала потребляет практически нулевой ток, как видно из рис. 1.10; коллекторный переход при любом (от 0 до «+U») напряжении на базе отрицательно смещен, и его потенциальный барьер (см. рис. 1.7) препятствует протеканию тока. Схема с общим эмиттером усиливает сигнал и по напряжению, и по току, а ток, текущий через переход база—эмиттер, не зависит, в отличие от схемы с ОК, от сопротивления нагрузки, а зависит только от сопротивления токоограничивающего резистора в цепи базы (в схеме с ОК этот резистор не нужен). Поэтому при некотором базовом токе напряжение на коллекторе за-

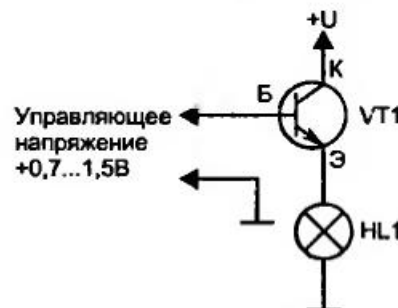


Рис. 1.12. Схема включения биполярного транзистора с общим коллектором

висит от сопротивления нагрузки. В принципе в схеме с ОК напряжение на нагрузке также зависит от тока базы, но в этой схеме, если она работает в ключевом режиме (т. е. транзистор или полностью открыт, или полностью закрыт), для «открывания» транзистора можно попросту соединить вывод базы с шиной «+U», и транзистор «сам решит», какой ток должен течь в базу (он в h_{21} , раз меньше тока нагрузки). Поэтому в устройствах с пониженным энергопотреблением схему с ОЭ лучше не использовать. И в-третьих, схема с ОЭ, в отличие от схемы с ОК, **инвертирует** сигнал. Как видно из рис. 1.11, при увеличении напряжения на базе транзистор открывается, и напряжение на его коллекторе уменьшается. В схеме с ОК (рис. 1.12) при увеличении напряжения на базе напряжение на эмиттере также увеличивается.

Благодаря этим особенностям схему с ОК часто используют для измерения статического коэффициента передачи тока (h_{21}). Хотя он, судя по последней букве «э» в названии, относится к схеме с ОЭ, в схеме с ОК он примерно такой же. Для измерения коэффициента передачи тока нужно собрать схему, изображенную на рис. 1.12. Замыкая амперметром выводы коллектора и эмиттера (вывод базы разомкнут), измеряют ток потребления нагрузки. Затем амперметром замыкают выводы базы и коллектора и измеряют управляющий ток. После этого на микрокалькуляторе делят первое число на второе, и получается значение этого самого коэффициента. Как и все коэффициенты, этот — безразмерная величина и измеряется в «разах», а не в каких-нибудь единицах.

Статический коэффициент передачи тока зависит от напряжения на коллекторном переходе и от тока нагрузки. При увеличении напряжения потенциальный барьер коллекторного перехода увеличивается, диффузия основных носителей в коллектор уменьшается и коэффициент передачи тока также уменьшается. При увеличении тока нагрузки большинства транзисторов коэффициент h_{21} уменьшается, но у некоторых он увеличивается. То же самое происходит и при увеличении температуры.

Основные справочные параметры биполярных транзисторов следующие

- максимально допустимое напряжение коллектор—база — напряжение, при котором не происходит пробой коллекторного перехода;
- максимальный ток коллектора — ток, при котором не происходит повреждение кристалла из-за локальных перегревов и (или) перегорание выводов коллектора и эмиттера;
- максимально допустимая рассеиваемая коллектором мощность;
- статический коэффициент передачи тока,
- максимальная рабочая частота;
- у высокочастотных транзисторов — емкость переходов

В цифровой технике биполярные транзисторы используются в качестве предварительных усилителей и в усилителях тока (мощности). «Предвары» в основном собраны на транзисторах, включенных по схеме с ОЭ (рис. 1.13), а усилители тока — на транзисторах с ОЭ и ОК (рис. 1.14). Для упрощения проектной работы на рисунках показаны схемы для транзисторов обеих структур; значения напряжений даны относительно общего вывода источника питания («минусовой» провод), а не общего вывода транзистора, как это принято. Так

рисунки получаются более наглядными, а также облегчается проблема согласования транзисторных каскадов с микросхемами, для которых общий вывод — отрицательный полюс источника питания.

Обратимся к рис. 1.13. Предварительный усилитель, изображенный на нем, — сложный «гибрид», состоящий из двух транзисторов VT1 и VT2 разной структуры, включенных по схеме с ОЭ на входе и эмиттерным повторителем (VT3) на выходе. Этот трехкаскадный усилитель нарисован только для того, чтобы лучше объяснить принцип действия транзисторов, при работе с современными КМОП-микросхемами, потребляющими от источника питания ничтожный ток, эмиттерные повторители не нужны вообще, а все необходимое усиление может обеспечить единственный транзистор

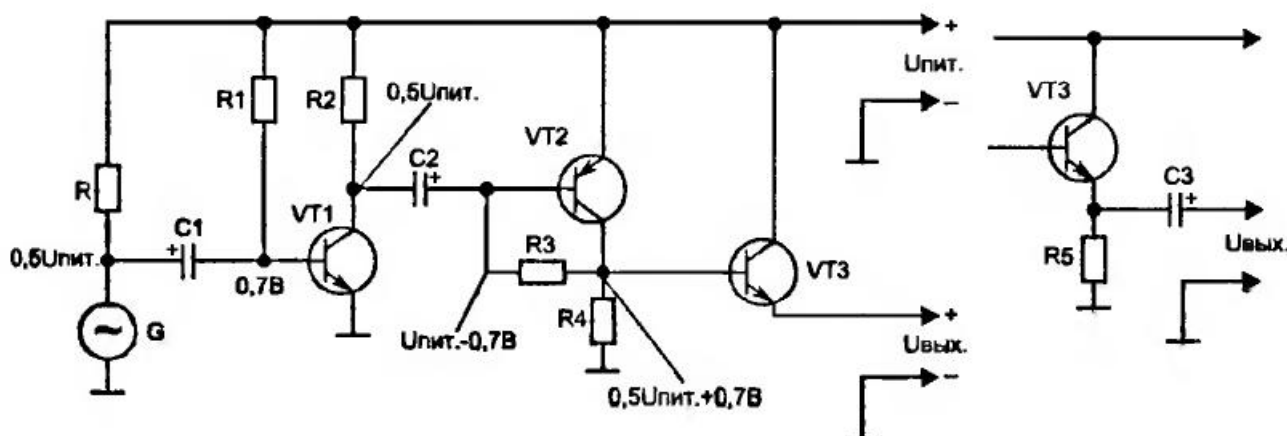


Рис. 1.13. Многокаскадный предварительный усилитель

Первый каскад собран на транзисторе VT1 структуры p-p-n по схеме с ОЭ. У p-p-n-транзисторов напряжение на коллекторе должно быть больше напряжения на эмиттере, у транзисторов структуры p-n-p — наоборот. Поэтому эмиттер транзистора VT1 соединен с общим проводом, а коллектор через нагрузочный резистор R2 — с положительным выводом источника питания (+U_{пит}). Резистор R1 нужен для начального смещения транзистора, чтобы напряжение на его коллекторе равнялось половине напряжения питания (0,5 U_{пит}). Его сопротивление должно быть:

$$R1 \approx R2 \cdot h_{21} / 1,5 \dots 1,8,$$

где h_{21} — статический коэффициент передачи тока транзистора VT1;

1,5...1,8 — коэффициент, зависящий от напряжения питания; при низком напряжении питания (6...9 В) он меньше 1,5, а при высоком (более 50 В) приближается к 1,8...2.

Коэффициент усиления транзисторного каскада максимален при напряжении на нагрузке, равном половине напряжения питания.

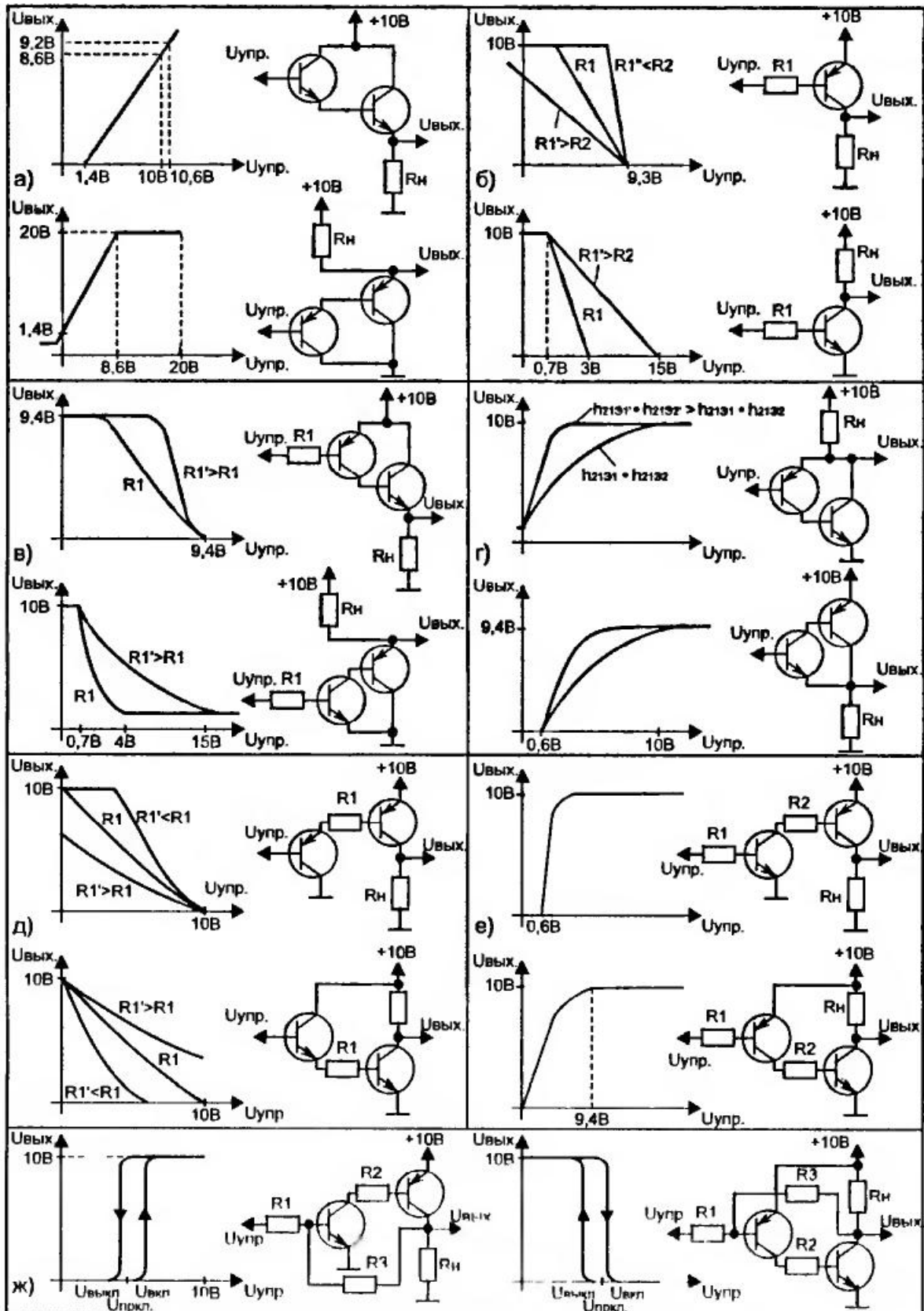


Рис. 1.14 Усилители тока

а — схема Дарлингтона, б — каскад с общим эмиттером, в, г — схема Шиклаи, д — составной транзистор с эмиттерным повторителем на входе и каскадом с ОЭ на выходе, е — усилитель на двух инверторах, ж — триггер Шмитта на его основе

Источник сигнала (генератор G) подключен к базе транзистора $VT1$ через развязывающий конденсатор $C1$ (см. объяснение рис. 1.5). Этот конденсатор нужен для того, чтобы постоянная составляющая на выходе источника сигнала (на схеме — $0,5 U_{пит}$, но она может быть любой — от 0 до $U_{пит}$) не нарушала работу транзистора $VT1$ (т. е. чтобы напряжение на его коллекторе (постоянная составляющая) при подключенном G равнялась той же величине, что и при отключенном), и наоборот, чтобы переход база—эмиттер транзистора $VT1$ не закорачивал по постоянному току источник сигнала.

При включении напряжения питания схемы разряженный конденсатор $C1$ начинает заряжаться через переход база—эмиттер транзистора $VT1$. В начальный момент времени этот транзистор находится в режиме насыщения (так как ток заряда конденсатора $C1$ довольно велик и ограничивается только выходным сопротивлением источника сигнала), и напряжение на его коллекторе близко к напряжению на эмиттере, т. е. к нулю. По мере заряда конденсатора ток через базовый переход уменьшается, следовательно, напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ увеличивается. При полностью заряженном конденсаторе $C1$ (напряжение на его обкладках (выводах) равно $0,5 U_{пит} - 0,6 В$). Базовый ток определяется только резистором $R1$, и напряжение на коллекторе транзистора при правильном выборе номинала резистора $R1$ равно $0,5 U_{пит}$.

Допустим теперь, что напряжение на источнике сигнала G немножко увеличилось, например, на 1 мВ ($1000 мВ = 1 В$). Через конденсатор $C1$, который начнет заряжаться, увеличится базовый ток транзистора $VT1$, следовательно, напряжение на его коллекторе уменьшится. И уменьшится не на 1 мВ, а на $h_{21э} \cdot 1 мВ$. То есть коэффициент усиления этого каскада равен $h_{21э}$ раз. Если теперь напряжение на источнике сигнала уменьшится, то уменьшится и базовый ток, а напряжение на коллекторе увеличится. И опять во столько же раз.

Но столь высокий коэффициент усиления возможен только в идеальном случае — когда емкость конденсатора $C1$ и входное сопротивление каскада на транзисторе $VT1$ бесконечны, а выходное сопротивление источника сигнала — генератора G — равно нулю. В реальных же схемах такого никогда не бывает! Выходное сопротивление источника сигнала $R_{вых}$ равно сопротивлению резистора R , если от воздействия внешних факторов у него изменяется сопротивление или сопротивлению катушки, если он носит индуктивный характер (например, головка воспроизведения в кассетном магнитофоне) и от воздействия внешних факторов на его выводах индуцируется переменное напряжение (в таком случае резистор R не нужен). Входное сопротивление $R_{вх}$ каскада на транзисторе $VT1$ численно равно сопротивлению резистора $R1$, а емкостное сопротивление X_c конденсатора $C1$ зависит от частоты сигнала и определяется по формуле (6). При бесконечно большой емкости этого конденсатора (т. е. его емкостное сопротивление равно нулю) коэффициент усиления каскада можно вычислить по формуле:

$$K_{ус} = K_{ус. ид.} / (K_{ус. ид.} \cdot R_{вых} / R_{вх} + 1), \quad (8)$$

где $K_{ус. ид.}$ — идеальный (максимальный) коэффициент усиления, равный $h_{21э}$ транзистора.

Из этой формулы можно сделать несколько выводов.

1. **Коэффициент усиления по напряжению** транзисторного каскада можно уменьшить, если при неизменном сопротивлении источника сигнала $R_{\text{вх}}$ уменьшить сопротивление резистора $R1$ ($R_{\text{вх}}$). При этом увеличится **коэффициент усиления по току**, так как для баланса схемы нужно будет также уменьшить и сопротивление резистора $R2$, от которого зависит ток нагрузки. При увеличении сопротивлений этих резисторов оба коэффициента пропорционально изменятся в обратную сторону, и в целом произведение обоих этих коэффициентов всегда постоянно и равно $h_{21э}$.

2. Наибольший коэффициент усиления и по напряжению, и по току получается когда источник сигнала идеально согласован с услителем на транзисторе $VT1$, т. е. когда отношение входного сопротивления к выходному равно $h_{21э}$ транзистора. В противном случае или напряжение, или ток сигнала частично гасится (теряется, выделяется) или на $R_{\text{вх}}$, или на $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления немного уменьшается.

Все это справедливо только при бесконечно большой емкости конденсатора $C1$. Если же она имеет некоторое **конечное** значение, то конденсатор начинает дифференцировать входной сигнал: при уменьшении частоты входного сигнала (т. е. сигнала с выхода генератора G) его амплитуда на базе транзистора $VT1$ будет уменьшаться. Связано это с тем, что конденсатор, включенный между каскадами для гальванической развязки, не только пропускает переменную составляющую, но и сам заряжается-разряжается. Через сопротивления источника сигнала и его нагрузки. При довольно высоких частотах он не успевает сколь-нибудь заметно зарядиться-разрядиться, поэтому его влияние на сигнал очень мало и его можно не учитывать. Но на низких частотах, на которых емкостное сопротивление X_c конденсатора меньше входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ источника сигнала, конденсатор будет «успевать» изменять свою заряженность в такт с сигналом, поэтому амплитуда сигнала на базе транзистора уменьшится. Поэтому, чтобы такого «безобразия» не происходило, емкостное сопротивление конденсатора на самой низкой частоте входного сигнала должно быть в k_{yc} раз меньше входного сопротивления его нагрузки, а в идеале — равняться выходному сопротивлению источника сигнала. Вообще, чем больше емкость такого конденсатора, тем лучше, но слишком сильно увеличивать ее нельзя, так как при этом возрастает длительность **переходных процессов**, т. е. время зарядки конденсатора от нуля до разности напряжений между каскадами. При этом на выходе усилителя возникает сигнал постоянного тока с амплитудой, равной напряжению питания. Этот сигнал может повредить транзистор или его нагрузку.

Из за разных, порой противоречивых требований к характеристикам усилителя коэффициент усиления k_{yc} одного транзисторного каскада обычно бывает небольшим и редко превышает 20 раз. Если нужно получить больший коэффициент усиления, то обычно применяют последовательное включение двух и более каскадов, при этом суммарный коэффициент усиления равен произведению (т. е. их перемножают) коэффициентов усиления всех каскадов.

На рис. 1.13 второй каскад собран на транзисторе $VT2$ структуры р-п-р, также включенном по схеме с общим эмиттером. Так как напряжение на коллекто-

ре транзистора VT1 равно $0,5 U_{пит}$, а напряжение на базе транзистора VT2 равно $U_{пит} - 0,7 В$ (это влияет прямо смещенный переход эмиттер—база транзистора VT2), то для нормальной работы обоих каскадов между ними включен разделительный конденсатор C2. Так как напряжение на базе транзистора VT2 больше напряжения на коллекторе VT1 (в большинстве случаев $U_{пит} - 0,7 В > 0,5 U_{пит}$), то положительный вывод этого конденсатора (если танталовый или электролитический) нужно подключать к базе транзистора VT2. Точно так же определяется полярность и конденсатора C1.

Резистор смещения R3 транзистора VT2 подключен не к шине питания, как регистр R1, а к коллектору транзистора VT2. У такого включения есть и преимущества, и недостатки. Преимущество — усиление каскада уменьшается не из-за элементарного «закорачивания» входного сигнала на шину питания, как у транзистора VT1, а благодаря действию **отрицательной обратной связи (ООС)** через резистор R3. Благодаря ООС стабилизируется коэффициент усиления каскада, а также фиксируется положение рабочей точки транзистора VT2 (т. е. при изменении напряжения питания напряжение на коллекторе этого транзистора остается таким, при котором коэффициенты усиления и по напряжению, и по току не изменяются). Если из-за изменения напряжения питания напряжение на коллекторе транзистора VT2 повысится относительно общего провода (транзистор слишком сильно открыт), то напряжение на его базе относительно эмиттера уменьшится и транзистор немножко закроется, а напряжение на его коллекторе относительно общего провода уменьшится (из-за влияния резистора R4). Транзистор же, у которого цепь смещения включена так же, как и у VT1, при увеличении напряжения питания будет открываться все сильнее, до насыщения (так как при этом будет увеличиваться ток через резистор R1, напряжение на его нижнем по схеме выводе остается неизменным, а на верхнем по схеме — увеличивается; сопротивление его всегда постоянно, поэтому по закону Ома ток, текущий через него, будет увеличиваться), а при уменьшении — закрываться вплоть до отсечки.

Недостаток схемы включения транзистора VT2 — обратная связь реагирует не только на постоянную составляющую сигнала (изменение напряжения питания), но и на переменную (сигнал). Поэтому входное сопротивление каскада на транзисторе VT2, в отличие от каскада на транзисторе VT1, не постоянно, а колеблется (по-научному оно зовется «комплексным») в зависимости от амплитуды сигнала на его базе, так как резистор R3 всячески препятствует изменению сопротивления перехода коллектор—эмиттер транзистора VT2 с помощью полезного сигнала. Если же еще учесть и то, что емкостное сопротивление конденсатора C2 также колеблется, правда, оно зависит не от амплитуды сигнала, а от его частоты, то, что образуется на коллекторе транзистора VT2, полезным сигналом назвать очень трудно. Но если выходное сопротивление источника сигнала (т. е. каскада на VT1-R2) невелико, емкостное сопротивление можно не учитывать. В таком случае преимущества обратной связи перевешивают недостатки.

В устройствах с фиксированным напряжением питания усилитель лучше собирать по схеме, аналогичной схеме на транзисторе VT1, а там, где напряжение

питания измеряется в широких диапазонах, смещение на транзистор лучше подавать, подключая вывод резистора к коллектору транзистора.

Сопротивление резистора $R3$ должно быть в 10...15 раз больше сопротивления резистора $R4$.

К выходу второго каскада подключен эмиттерный повторитель (каскад с ОК) на транзисторе $VT3$ структуры $n-p-p$. Так как напряжение на базе этого транзистора может быть от нуля до $U_{пит.}$, то разделительный конденсатор и резистор смещения не нужны — база транзистора $VT3$ непосредственно соединена с коллектором транзистора $VT2$. Напряжение на резисторе $R5$ зависит от напряжения на резисторе $R4$, и, если транзистор $VT3$ — структуры $n-p-p$, оно равно $U_{R5} = U_{R4} - 0,7$ В, а если от структуры $p-p-p$ — то $U_{R5} = U_{R4} + 0,7$ В. В последнем случае нижний по схеме вывод резистора $R5$ нужно подключить к шине « $U_{пит.}$ », а коллектор транзистора $VT3$ — к общему проводу. Как видно из этих формул, каскад с ОК не усиливает сигнал по напряжению, т. е. амплитуда напряжения на выходе каскада равна амплитуде напряжения на его входе. Но, так как статический коэффициент передачи тока h_{21} , есть у каждого транзистора «бесследно» исчезать он не умеет, вообще «чудес» в электронике не бывает: бывают или закономерные плоды усилий, или случайные ошибки, приведшие к поразительным результатам; первых гораздо больше, то он целиком «трансформируется» в коэффициент усиления по току, который численно равен h_{21} . Поэтому эмиттерный повторитель используется для согласования высокоомного источника сигнала (коллектор транзистора $VT2$) с низкоомной нагрузкой. Допустим, что выходное сопротивление каскада на транзисторе $VT2$ равно 1 кОм, а коэффициент h_{21} транзистора $VT3$ равен 100. Тогда выходное сопротивление схемы благодаря транзистору $VT3$ уменьшится до $1000 \text{ Ом} : 100 = 10 \text{ Ом}$. При токе нагрузки 100 мА транзистор $VT3$ «отберет» у каскада на транзисторе $VT2$ всего 1 мА (в h_{21} раз меньше).

Для еще большего коэффициента усиления по току транзистор $VT3$ можно сделать составным (рис. 1.14, а). Такая схема соединения транзисторов называется **схемой Дарлингтона**: коэффициент усиления этой схемы по току равен произведению коэффициентов h_{21} обоих транзисторов и может достигать десятков тысяч. То есть влияния составного транзистора на предварительные каскады усиления можно не учитывать. В этой схеме мощным должен быть только транзистор $VT4$: его максимально допустимый ток коллектора должен превышать ток нагрузки. Транзистор $VT3$ может быть маломощным: через него течет ток в $h_{21,VT4}$ раз меньше тока нагрузки.

Эта схема была бы идеальным усилителем тока, если бы не существовало одно «но». Падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер открытого транзистора $VT3$ равно 0,6...1 В. На переходах транзистора $VT4$ падает такое же напряжение, сумма этих напряжений — 1,2...2 В. Для низковольтных устройств это очень много. При напряжении питания $U_{пит.} = 6$ В на нагрузку идет только две трети тока, оставшаяся 1/3 идет на разогрев транзистора $VT4$. Такое падение напряжения можно не учитывать только в высоковольтных устройствах: например, при напряжении питания 200 В на транзисторах «падает» только одна сотая тока нагрузки.

Еще один недостаток схемы Дармингтона — ее инерционность. При последовательном соединении транзисторов их суммарная максимальная частота переключения не увеличивается, а, наоборот, уменьшается. Поэтому на частотах выше десятков... сотен килогерц такая схема не работает, а «захлебывается» и не успевает сработать. Для небольшого увеличения максимальной частоты переключения можно включить между базой транзистора VT4 и общим проводом резистор сопротивлением 100...470 Ом, но это не выход — коэффициент усиления по току в таком случае резко уменьшится. На высоких частотах лучше всего использовать каскад с ОЭ. Подробнее такие усилители будут рассмотрены дальше.

Вернемся к рис. 1.13. В эмиттерной цепи транзистора VT3 установлен резистор R5 и конденсатор С3. Так можно делать только в том случае, если выходное сопротивление этого каскада больше 1 кОм. В противном случае (например, если $R_{\text{вых}} = 10 \text{ Ом}$) сопротивление всей цепи от коллектора транзистора VT3 до общего провода равно $R_{\text{вых}} + R_{\text{кз}} = 10 + 10 = 20 \text{ Ом}$ (так как напряжение на эмиттере транзистора VT3 примерно равно половине напряжения питания, следовательно, сопротивление перехода коллектор—эмиттер равно сопротивлению резистора R5 — получается простейший делитель напряжения). Если напряжение питания схемы равно 10 В, то ток, текущий в этой цепи (он называется **ток покоя** каскада на транзисторе VT3), равен $10 \text{ В} : 20 \text{ Ом} = 0,5 \text{ А}$ а мощность, которая рассеивается на транзисторе VT3 и резисторе R5, — по $5 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А} = 2,5 \text{ Вт}$. Это очень много. Поэтому в таких случаях нагрузку подключают непосредственно в цепь эмиттера транзистора (вместо резистора R5). Если же нужно исключить постоянную составляющую на нагрузке, возникающую при таком включении, то окончательный усилитель собирают по несколько более сложным **полумостовым** схемам, в которых резистор R5 заменен транзистором, работающим в противофазе с транзистором VT3: т. е. когда VT3 открыт, нижний транзистор закрыт, а когда нижний транзистор открыт, верхний (VT3) закрыт. Но схемотехника таких усилителей выходит за рамки этой книги, поэтому здесь они рассматриваться не будут.

Усилители напряжения в схеме, изображенной на рис. 1.13, собраны на двух транзисторах **разной** структуры (VT1 и VT2). Но на практике так поступать нельзя — оба транзистора должны быть одинаковой структуры. В противном случае усилитель помимо основного сигнала с генератора G будет усиливать также и случайные пульсации напряжения источника питания.

Допустим, что напряжение питания схемы резко и незначительно увеличилось. Увеличится ток смещения транзистора VT1, который течет через резистор R1, увеличится напряжение на левой, а следовательно, по закону сохранения энергии и на правой по схеме обкладке конденсатора С1. Все это приведет к тому, что транзистор VT1 откроется сильнее и напряжение на его коллекторе уменьшится. Через конденсатор С2 уменьшится (относительно общего провода) напряжение на базе транзистора VT2, а на его эмиттере относительно прежнего (до увеличения напряжения питания схемы) значения напряжения на базе напряжение возрастет. То есть на его базе относительно эмиттера ($U_{\text{пит}}$) напряжение уменьшится не только из-за изменения напряжения питания, но и из-за влияния через конденсатор С2 уменьшения напряжения на коллекторе транзи

стора VT1. Следовательно, при такой схеме включения транзисторов сигнал помехи (пульсации напряжения источника питания, например, фон сетевого напряжения с выхода выпрямителя переменного тока) будет **усиливаться**, и резистор ООС R3 ничем помочь не может.

Если же усилитель собран на двух транзисторах **одинаковой** структуры, то картина будет несколько иная. Допустим, что у нас оба транзистора структуры п-р-п. На коллекторе транзистора VT1 напряжение уменьшится. На базе транзистора VT2 через резистор R3 (он подключен к шине « $U_{пит}$ ») напряжение (ток) увеличится и в это же время через конденсатор C2 (его положительный вывод подключен к коллектору транзистора VT1 — там напряжение больше, чем на базе транзистора VT2) на базу транзистора придет отрицательный импульс с коллектора транзистора VT1. Поэтому при некотором отношении коэффициентов усиления этих каскадов (точнее, когда коэффициент усиления второго транзистора равен единице) противофазные сигналы на базе транзистора VT2 сами компенсируются («плюс» на «минус» дают нуль) и на коллекторе транзистора VT2 сигнал помехи равен нулю. То есть такая схема абсолютно **нечувствительна к помехам источника питания**. В реальных схемах коэффициент усиления второго транзистора (по напряжению) больше единицы, но и в таком случае амплитуда сигнала помехи получается меньше, чем когда оба транзистора разной структуры.

Но иногда бывает необходимо измерить именно пульсации напряжения питания. Схема, изображенная на рис. 1.13, используется автором этой книги именно для таких целей. В этом случае конденсатор C1 и все, что на схеме левее его, не нужны.

В практических схемах усилителей с ОЭ транзисторы работают при токе покоя несколько миллиампер, поэтому сопротивление резисторов R2 и R4 равно 1...10, изредка до 100 кОм. Сопротивление резисторов R1 и R3 рассчитываются так, чтобы на коллекторах транзисторов было половинное напряжение питания, особая точность при этом не нужна. Очень часто сопротивления этих резисторов не рассчитывают, а подбирают, подключая вместо них резисторы с разным сопротивлением и измеряя напряжение на коллекторах транзисторов. Если это напряжение по каким либо причинам нужно очень точно установить, то резисторы R2, R4 заменяют подстроечными — эти резисторы, в отличие от R1, R3, низкоомны, а высокоомные подстроечные резисторы (сопротивление более 100 кОм) очень редки.

Напряжение на выходе схемы (эмиттер транзистора VT3) зависит от напряжения (постоянной составляющей) на резисторе R4. Поэтому если нужно, чтобы на выходе схемы при отсутствии сигнала было нулевое напряжение, то подбором (увеличением) сопротивления резистора R3 (если транзистор VT2 — структуры р-п р, а VT3 — п р-п) устанавливают напряжение на коллекторе транзистора VT2, равное 0,6...1 В. В таком режиме коэффициент усиления транзистора VT2 по напряжению гораздо больше, чем по току.

Перейдем теперь к усилителям тока. Их много разных, и наиболее часто встречающиеся схемы даны на рис. 1.14. Усилители тока в цифровой технике применяются чаще, чем усилители напряжения, так как напряжение большинст-

ва датчиков достаточно для непосредственного управления микросхемами. В то же время у современных КМОП-микросхем выходное сопротивление (100...1000 Ом), и для согласования их с низкоомной, а следовательно, и мощной нагрузкой требуются усилители тока.

На рис 1.14, а дан уже известный нам составной транзистор Дарлингтона. Напряжение в нагрузке такого каскада ($U_{\text{накл}}$) всегда меньше напряжения на базе первого транзистора ($U_{\text{уп}}$) на 1,2...2 В в зависимости от токов источника сигнала и нагрузки. Это видно из графика, нарисованного рядом со схемой. Напряжения на всех схемах отсчитываются относительно общего провода, поэтому нижний график (для транзисторов структуры р-п-р) несколько отличается от верхнего. Если напряжение в нижней схеме измерять относительно положительного вывода источника питания (U), то нижний график «повернется» на 180° и полностью совпадет с верхним. Можете это проверить.

Как видно из графиков, если напряжение $U_{\text{уп}}$ на базе верхней схемы увеличить на 0,6 В относительно шины «U» или на базе нижней схемы уменьшить на 0,6 В относительно общего провода, то входные транзисторы перейдут в режим насыщения и падение напряжения на их переходах уменьшится до нуля. То есть схема включения этих транзисторов из схемы с ОК превратится в схему с ОЭ. Падение напряжения на переходах силовых транзисторов (т. е. тех, которые управляют нагрузкой) в таком режиме уменьшится до 0,6 В. К сожалению, дальнейшее уменьшение падения напряжения на переходе коллектор—эмиттер силового транзистора, включенного по схеме Дарлингтона, невозможно — для этого нужно увеличить (для нижней схемы — уменьшить) напряжение на коллекторе первого транзистора хотя бы на 0,6 В относительно коллектора второго. Если же на базу первого транзистора подать напряжение, превышающее 0,6 В относительно его коллектора, то излишек напряжения выделится на переходе эмиттер—база в виде тепла. Поэтому нужно позаботиться о токоограничивающем резисторе, который не даст этому переходу перегреться и «сгореть». Но если управляющие напряжение $U_{\text{уп}}$ находится в пределах 0...U, то резистор не нужен.

Промышленность выпускает широкую номенклатуру составных транзисторов Дарлингтона, размещенных в стандартном транзисторном «трехногном» корпусе. Из транзисторов структуры п-р-п это КТ827, КТ829, КТ890, КТ892, КТ897, КТ898, КТ972; структуры р-п-р — КТ825, КТ852, КТ853, КТ896, КТ973. Друг от друга они отличаются только максимально допустимым напряжением, током и мощностью. Их сходство — огромные коэффициенты передачи тока ($h_{21э}$), которые бывают больше 500...2000, и большое падение напряжения на переходах

Кстати, существуют так называемые «супер-β транзисторы», которые **несоставные**, но имеют $h_{21э}$ 200...1000. Связано это с очень тонкой базой таких транзисторов, поэтому с каждым электроном, попавшим из эмиттера в базу, к коллектору притягивается до 1000 электронов. К таким относятся маломощные транзисторы серии КТ3102 (п-р-п) и КТ3107 (р-п-р). Читается их название как 31-02 и 31-07. Кроме номеров, транзисторы отличаются по буквам на конце, например, транзистор серии КТ3102 бывает от КТ3102А до КТ3102Е. У всех транзисторов одной серии, но с разными буквами на конце большинство параметров (из основных — ток и мощность) почти полностью совпадают, а по буквам тран-

зисторы отличаются друг от друга максимально допустимым напряжением коллектор—база и статическим коэффициентом передачи тока. Кроме того, буква «М» после первой буквы суффиксов говорит о том, что транзистор выпускается в модифицированном (усовершенствованном) корпусе.

На рис. 1.14, б показан усилитель, собранный по схеме с ОЭ. Особенность такого усилителя — напряжение питания нагрузки может во много раз превышать напряжение питания управляющей транзистором схемы: для включения/выключения даже тысячевольтной нагрузки хватит одной батарейки на 1,5 В. Еще одно достоинство этой схемы — падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер теоретически можно уменьшить до нуля, при этом мощность рассеивания (нагрев корпуса) транзистора также снижается. Схема с общим коллектором, коммутирующая ток более 3...5 А, греется сильно, что на транзистор нужен радиатор (между прочим, на нагрев транзистора тратится энергия источника питания, поэтому ее КПД (коэффициент полезного действия) снижается); транзистор, который включен по схеме с ОЭ, при таком токе практически не греется, по крайней мере, радиатор не нужен. Также у схемы с ОЭ несколько большее быстродействие по сравнению со схемой с ОК.

Единственный недостаток схемы с ОЭ — через эмиттерный переход включенного транзистора течет постоянный управляющий ток, величина которого зависит только от напряжения питания управляющей схемы и сопротивления резистора R_1 . Впрочем, этот недостаток одновременно является достоинством, ведь **ток управления не зависит от тока нагрузки**, поэтому изменение сопротивления нагрузки абсолютно не влияет на управляющую схему. В схеме же с ОК **ток управления зависит от тока нагрузки** и равно в h_{21} раз меньше его.

В электронике наибольшее распространение получила схема на транзисторе структуры п-р-п (нижняя на рис. 1.14, б). Как видно из графика, выходное напряжение при неизменной амплитуде управляющего напряжения и постоянном сопротивлении нагрузки сильно зависит от сопротивления резистора R_1 — чем оно меньше, тем лучше. Но у этой «палки» два конца. Чем меньше сопротивление этого резистора, тем больший ток через него течет. И этот ток, как уже говорилось выше, течет через транзистор всегда, даже при отключенной нагрузке, из-за чего КПД усилителя падает. Поэтому перед выбором сопротивления резистора R_1 нужно определиться заранее, что главнее — низкий управляющий ток или низкое падение напряжения на переходах транзистора? Схему с ОК схемой с ОЭ нужно заменять только в том случае, когда главнее последний параметр, т. е. когда ток нагрузки превышает несколько ампер.

Сопротивление резистора R_1 обычно выбирается в зависимости от тока нагрузки, от 50 Ом до килоом. Ток, который течет через него, определяется из соотношения:

$$I_{R1} \geq I_n / h_{21},$$

где I_n — ток нагрузки.

Составной транзистор Дарлингтона также можно включать по схеме с ОЭ. При этом первый транзистор будет работать в режиме с ОЭ (т. е. обязателен резистор в цепи базы), а второй — в режиме с ОК. Поэтому падение напряжения

на переходе коллектор—эмиттер силового транзистора снижается в 2 раза и составляет 0,6...1 В. Так как статический коэффициент передачи тока h_{21} , составного транзистора очень велик, то и сопротивление токоограничивающего резистора в цепи базы может быть большим — от 1 кОм.

Составные транзисторы можно также изготавливать из двух транзисторов разной структуры. Схема соединения таких транзисторов называется **схемой Шиклаи**, она изображена на рис. 1.14, в. Рассмотрим нижнюю схему на этом рисунке.

Первый транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а второй — с общим коллектором. Так как в схеме имеется каскад с ОЭ, то резистор R1 в цепи базы этого каскада обязателен. Минимальное падение напряжения на переходах первого транзистора зависит от тока нагрузки, и может приближаться к величине 0 В. Следовательно, минимальное падение на переходах второго, силового транзистора составляет, как и у обычного эмиттерного повторителя, 0,6...1 В — в 2 раза меньше, чем у схемы Дарлингтона.

Ток управления, протекающий через резистор R1, сравнительно невелик. Транзистор VT1 — маломощный, а маломощные транзисторы имеют коэффициент h_{21} , в десятки раз большее, чем мощные (соответственно у транзистора КТ3102Е h_{21} , равен 500...1000, а у мощного транзистора КТ818 он не превышает 20...50), поэтому сопротивление резистора R1 в этой схеме может быть в десятки раз большим (при том же выходном токе), чем у обычного мощного однокаскадного усилителя с ОЭ (рис. 1.14, б), и равняться единицам килоом. Ток, протекающий через базовый переход первого транзистора в этой схеме, не превышает 10 мА, и им можно (в большинстве случаев) пренебречь, т. е. не учитывать. Ток, забираемый вторым транзистором от первого, зависит от тока нагрузки и коэффициента h_{21} , силового транзистора.

Эта схема очень широко распространена в цифровой технике. Некоторые микросхемы имеют выход с «открытым коллектором» (или с «оторванным стоком» — в зависимости от вида микросхем, т. е. фактически внутри этих микросхем уже установлен первый (маломощный) транзистор, выход микросхемы — коллекторный вывод транзистора, и, подключив к нему эмиттерный повторитель на мощном (втором по схеме) транзисторе, мы получим цифровую микросхему с мощным выходом. Несмотря на то что к выходу микросхемы мы подключили эмиттерный повторитель (т. е. выходной усилитель вроде «собранный» по схеме с ОК), эта схема зовется схемой Шиклаи. В то же время схему Шиклаи нельзя путать со схемой с ОК (схему Дарлингтона — можно). Поэтому, прежде чем дать схеме название, нужно посмотреть, как соединены все элементы. Впрочем, главное не название, а содержание, но все равно, многие схемы очень похожи друг на друга и, если их перепутать, результат может получиться катастрофическим. Спирт от воды внешне отличается только по запаху. А попытайтесь спиртом потушить пожар... если схему Шиклаи «повернуть» так, чтобы эмиттер силового транзистора оказался соединенным общим проводом (рис. 1.14, г), то результат получится очень интересным. Внешне оба транзистора работают по схеме с ОЭ (особенно мощный транзистор — его эмиттер соединен с общим проводом). Но на самом деле оба транзистора включены по схеме с ОК, и толь-

ко при управляющем напряжении $U_{упр}$ равном 0...0,6 В, каскад на первом транзисторе постепенно превращается в схему с ОЭ.

Поясню. Допустим, база первого транзистора соединена с «плюсовым» выводом источника питания (+U). Напряжение на его базе больше или равно напряжению на эмиттере, и этот транзистор закрыт. Силовой транзистор также закрыт. Начнем уменьшать напряжение на базе. Как только оно уменьшится на 0,6 В относительно эмиттера, первый транзистор начнет открываться, за ней начнет открываться силовой транзистор. Открывающийся силовой транзистор уменьшает напряжение на эмиттере первого транзистора. Так будет продолжаться до тех пор, пока не наступит равновесие — напряжение на эмиттере первого транзистора на 0,6 В больше напряжения на его базе.

Допустим, что при некотором фиксированном и не изменяющемся управляющем напряжении ($R_{вых}$ источника сигнала равно 0) мы уменьшим сопротивление нагрузки (т. е. увеличим протекающий ток). Напряжение на эмиттере первого транзистора и коллектора силового транзистора увеличится (если мы уменьшим сопротивление нагрузки до нуля, оно увеличится до напряжения питания). Так как напряжение на базе первого транзистора неизменно ($U_B = const$), а напряжение на его эмиттере увеличилось, то это равносильно тому, если бы при фиксированном напряжении на эмиттере ($U_E = const$) напряжение на его базе уменьшилось, т. е. транзистор начинает открываться сильнее. Ток базы второго транзистора увеличивается, и напряжение на его коллекторе уменьшается. Так будет продолжаться до тех пор, пока оно не станет равным $U_B + 0,6$ В первого транзистора.

Примерно по такому же принципу работает и составной транзистор Дарлингтона. Но отличие между двумя этими схемами все-таки есть. Если включить транзистор Дарлингтона по схеме с ОК, то при изменении напряжения на его базе выходное напряжение будет изменяться плавно, а падение напряжения на переходах силового транзистора будет довольно большим. При включении транзистора Дарлингтона по схеме с ОЭ нужно ограничивать базовый ток первого транзистора.

При включении транзистора Шиклаи по схеме с ОЭ (рис. 1.14, з) оба транзистора работают по схеме с ОК, поэтому резистор в цепи базы первого транзистора не нужен. При уменьшении напряжения на базе первого транзистора его схема включения постепенно превращается в схему с ОЭ, его базовый, а соответственно и коллекторный ток резко увеличивается, ограничивается только выходным сопротивлением источника сигнала. Также резко увеличивается и ток нагрузки. У схемы Дарлингтона при резком увеличении управляющего напряжения ток из эмиттера в коллектор течет через два последовательно соединенных эмиттерных перехода обоих транзисторов, поэтому задержка сигнала увеличивается, к тому же быстродействие мощных транзисторов гораздо меньше быстродействия маломощных. У схемы Шиклаи ток течет через один эмиттерный переход быстродействующего маломощного транзистора. И этот ток тем больше, чем больше напряжение на коллекторе силового транзистора (т. е. он как бы «подталкивает» силовой транзистор: «ну скорей же!»). Поэтому быстродействие схемы Шиклаи выше, чем схема Дарлингтона.

При уменьшении напряжения на базе первого транзистора (см рис. 1.14, *з*) до 0...0,6 В, он начнет насыщаться, на его базе будет меньше напряжения на коллекторе (напряжение на базе силового транзистора равно 0,6...1 В). Также начнет увеличиваться ток управления, текущий через базу. При напряжении на базе первого транзистора, равном 0 В, он превращается в усилитель — инвертор, с коэффициентом усиления 1 (по модулю). То есть при нулевом напряжении на базе силовой транзистор полностью открыт (падение напряжения на переходе коллектор—эмиттер равно 0,6...1 В), а ток, текущий через базу первого транзистора, равен $I_n : h_{21э}$ силового транзистора.

Другими словами, в этом режиме силовой транзистор структуры п-р-п превращается в транзистор структуры р-п-р, у которого с общим проводом соединен коллектор, а с нагрузкой — эмиттер. При напряжении на базе первого транзистора больше 0,6 В, он превращается в транзистор, включенный по схеме с ОК, и потребляемый от источника сигнала ток резко уменьшается до величины

$$I_{упр} = I_n / (h_{21э1} \cdot h_{21э2}),$$

где $h_{21э1}$ и $h_{21э2}$ — коэффициенты $h_{21э}$, соответственно первого и второго транзисторов.

Если напряжение на выходе управляющей схемы может уменьшаться до нуля и нужно исключить возможность работы схемы в описанном выше режиме, то базу первого транзистора к управляющей схеме нужно подключить через любой кремниевый диод. Падение напряжения на прямо смещенном диоде равно 0,6...0,8 В, поэтому глубокое насыщение первого по схеме транзистора полностью исключено.

На рис. 1.14, *д* изображена схема с эмиттерным повторителем на входе и каскадом с ОЭ на выходе. Благодаря тому что каскад с ОК усиливает только ток, а напряжение входного сигнала оставляет неизменным, то для лучшего понимания первый транзистор можно «откинуть». Оставшийся силовой транзистор работает по схеме с ОЭ, и принцип его работы можно узнать из описания рис. 1.14, *б*.

Основное отличие этой схемы от обычного каскада с ОЭ — крайне низкий ток управления (благодаря эмиттерному повторителю), Первый транзистор начинает открываться при напряжении на его базе, меньше напряжения питания (рассматривается верхняя схема). Ток в цепи базы силового транзистора увеличивается, (он ограничивается на безопасном для маломощного транзистора уровне резистором R1), и силовой транзистор постепенно открывается вплоть до насыщения. Скорость открывания силового транзистора зависит от сопротивления резистора R1, чем оно меньше, тем быстрее (при линейном уменьшении напряжения на базе первого транзистора относительно общего провода) «замкнется» переход силового транзистора. Но при этом нужно учитывать, что через этот резистор, как и у обычного каскада с ОЭ, течет довольно значительный ток покоя, который тратится в основном на нагрев атмосферы выделяющейся на резисторе мощностью. И чем меньше его сопротивление, тем больше ток покоя. Поэтому выбирать его сопротивление нужно, учитывая ток нагрузки. При токе

нагрузки 1...5 А оптимальным является сопротивление 200...500 Ом, при меньшем токе нагрузки сопротивление нужно увеличивать.

Если в этой схеме нагрузку включить не в цепь коллектора силового транзистора, а в цепь эмиттера, то получится уже знакомая нам схема Дарлингтона (см. рис. 1.14, а). В этом случае резистор R1 можно закортить — он не нужен. Но падение напряжения на переходе силового транзистора увеличится примерно на 0,6 В.

На рис. 1.14, е изображена еще одна очень интересная схема. Она называется **схемой на двух инверторах**. Оба транзистора работают по схеме с ОЭ, а эта схема, как известно, инвертирует входной сигнал (т. е. при напряжении питания, равном 10 В, если на входе инвертора будет напряжение амплитудой 10 В, то на выходе будет нулевое напряжение; если на входе 9 В, на выходе будет 1 В и т. д., и наоборот). Так как оба транзистора включены по схеме с ОЭ, то нужно два токоограничивающих резистора — R1 в цепи базы первого транзистора и R2 в цепи базы второго. Сопротивление резистора R1 зависит от сопротивления резистора R2 и должно быть меньше его примерно в $h_{21э}/2$ раза ($h_{21э}$ — статический коэффициент передачи тока первого транзистора). Сопротивление резистора R2 зависит от тока нагрузки и определяется так же, как у предыдущей схемы.

Вся «интересность» схемы заключается в том, что она 2 раза инвертирует (подробнее об инверсии будет говорится дальше) сигнал и при этом у обоих транзисторов коэффициент усиления по напряжению больше единицы. Поэтому при незначительном увеличении напряжения на базе первого транзистора на коллекторе второго транзистора напряжение увеличивается в десятки раз сильнее. При уменьшении напряжения на базе напряжение на коллекторе также резко снизится.

Попробуем теперь соединить базу первого транзистора с коллектором силового через резистор (рис. 1.14, ж). То, что у нас получится, называется мощным **триггером Шмитта** или логический элемент с **гистерезисом переключения**. Допустим, что у нас оба транзистора закрыты (рассматривается верхняя схема). На коллекторе силового транзистора напряжение близко к нулю (влияет нагрузка). При увеличении напряжения на левом по схеме выводе резистора R1 ток вначале течет только через резистор R3, и, после того как напряжение на базе первого транзистора превысит 0,6 В (а на левом выводе резистора R1, в зависимости от сопротивления резистора R3, напряжение может в это время составлять несколько вольт), он начнет приоткрываться, и в базу силового транзистора потечет некоторый ток. Этот транзистор также начнет приоткрываться, и напряжение на его коллекторе начнет возрастать. Возрастает оно довольно резко — ведь у обоих транзисторов значительный коэффициент усиления по напряжению. Возросшее напряжение на нагрузке через резистор R3 еще сильнее открывает первый транзистор, а он — второй. Этот процесс очень похож на сход лавины, когда один маленький камушек, падая вниз, подталкивает другой, более крупный камень, он подталкивает третий и т. д., пока вниз не полетит лавина — целая гора из камней, сметающая все на своем пути. Поэтому за такое сходство описанный выше процесс называется **лавинообразное нарастание тока**: нарастать ток будет до тех пор (см. график), пока оба транзистора не окажутся в состоянии глубокого насыщения (разумеется, если сопротивление рези-

стора R3 позволяет им перейти в это состояние и если напряжение на резисторе R1 не уменьшается). Так как теперь напряжение на коллекторе силового транзистора примерно равно напряжению питания, то теперь резистор R3 препятствует **закрыванию** транзисторов (пока напряжение на нагрузке равнялось нулю, он «мешал» транзисторам открываться), поэтому для **начала** лавинообразного закрывания обоих транзисторов напряжение на базе первого транзистора должно быть меньше того напряжения, при котором транзисторы начали открываться (нижняя линия на графике). Разность напряжений между двумя этими линиями называется **напряжением гистерезиса**. Сравнивая графики, видно, что, чем больше напряжение гистерезиса, тем резче работают транзисторы и тем труднее ими управлять. Напряжение гистерезиса зависит от отношения сопротивлений резисторов R1 и R3. обычно сопротивление резистора R3 в 3.. 10 раз больше сопротивления резистора R1.

Для уменьшения времени переключения транзисторов параллельно резистору R3 иногда подключают **ускоряющий** конденсатор. Емкостное сопротивление этого конденсатора на частоте переключений должно равняться сопротивлению резистора R1 или быть чуть больше его (но не меньше сопротивления резистора R3 — в этом случае подключение конденсатора бессмысленно). Если схема работает на низких частотах (до нескольких сотен герц), то емкость этого конденсатора можно выбрать из расчета

$$C = 10 / R,$$

где C — в нанофарадах (1000 нФ = 1 мкФ);

R — в мегамах (1 МОм = 1000 кОм).

Аналогичную схему, но на транзисторе Дарлингтона, включенном с ОК, равно как и на несоставных транзисторах, включенных по той же схеме, собрать невозможно — у них коэффициент усиления по напряжению меньше единицы; а если такие транзисторы включить по схеме с ОЭ, то они станут инвертировать сигнал и вместо резкого переключения мы получим плавное. Поэтому самая простая схема триггера Шмитта — на двух инверторах.

Если нагрузку в схеме на рис. 1.14, е включить не в коллекторную, а в эмиттерную цепь силового транзистора, то получится уже известная нам схема Шиклаи (см. рис. 1.14, в). К сожалению, в этой схеме все «гистерезисные» свойства пропадают — в ней или один, или оба транзистора работают в схеме с ОК и усиливают только ток.

Как уже, наверное, заметили читатели, особое внимание автор книги уделяет скорости переключения транзисторов и падению напряжения на переходах открытого силового транзистора. Почему?

Самая главная характеристика усилителя тока — его экономичность (коэффициент полезного действия — КПД). Чем выше КПД, тем слабее, при том же протекающем в нагрузке токе, греется силовой транзистор. То есть радиатор для него нужен меньших размеров, а при малом падении напряжения не нужен вообще. Как известно, мощность определяется по формуле:

$$P = U \cdot I,$$

здесь U — падение напряжения на транзисторе;

I — ток нагрузки;

P — рассеиваемая мощность.

Максимальная мощность рассеивания (т. е. при которой транзистор не перегревается) для транзисторов в корпусе ТО-220 (наиболее распространенный пластмассовый транзисторный корпус; в нем выпускаются транзисторы КТ818, КТ819, микросхемы КРЕН5, КРЕН8 и многие другие) без радиатора равна 2...3 Вт; с радиатором — определяется по справочникам.

Допустим, что ток нагрузки равен 5 А и у нас есть два варианта схем ключевого каскада: схема с ОК (падение напряжения — 0,8 В) и схема с ОЭ (падение напряжения — 0,2 В). В первом варианте мощность рассеивания равна $5 \text{ А} \cdot 0,8 \text{ В} = 4 \text{ Вт}$, во втором — $5 \text{ А} \cdot 0,2 \text{ В} = 1 \text{ Вт}$. Видно, что в схеме с ОК радиатор нужен ($4 \text{ Вт} > 1 \text{ Вт}$), а во втором — нет. Поэтому если собрать выходной каскад по схеме с ОЭ, то можно будет сэкономить на габаритных размерах устройства.

В рассмотренной нами выше схеме с ОЭ мощность рассеивания будет несколько больше полученной цифры, так как к ней мы «забыли» прибавить ток управления, который течет через токоограничивающий резистор в цепь базы, т. е.:

$$P_{\text{рас}} = P + P_{\text{упр}}$$

$$P_{\text{упр}} = 0,7 \text{ В} \cdot I_{\text{упр}}$$

$$I_{\text{упр}} = (U_{\text{пит}} - 0,7 \text{ В}) / R,$$

где R — сопротивление токоограничивающего резистора;

$U_{\text{пит}}$ — напряжение на его левом по схеме выводе относительно вывода эмиттера транзистора.

Еще одна «беда» транзисторных усилителей тока (мощности) — инерционность включения силового транзистора. Так как транзистор включается не резко, а постепенно, то обязательно во время включения или выключения наступит такая ситуация, когда падение напряжения на его переходах равно половине напряжения питания. Ток через нагрузки при этом будет равняться половине номинального тока (если нагрузка — резистор). Выделяющаяся в это время на переходе транзистора мощность максимальна и равна:

$$P = 0,5 U_{\text{пит}} \cdot 0,5 I_{\text{н}}$$

В описанных двумя абзацами выше схемах рассеиваемая мощность в таком режиме (при напряжении питания, равном 12 В) будет равняться $0,5 \cdot 12 \text{ В} \cdot 0,5 \cdot 5 \text{ А} = 15 \text{ Вт}$. Примерно с такой мощностью греется маленький паяльник. Поэтому для получения большего КПД нужно, чтобы силовой транзистор **как можно быстрее** «проскочил» такое состояние. Лучше всего это получается у транзисторов, работающих по схеме с ОЭ, и в особенности у варианта схемы на двух инверторах, работающей как триггер Шмитта (рис. 1.14, ж). Поэтому, несмотря на трудности с управлением, схемы с ОЭ в мощных устройствах применяются гораздо чаще схем с ОК.

При падении напряжения на переходах транзистора, равном половине напряжения питания, максимальна не только рассеиваемая мощность, но и чувст-

вительность транзистора к малейшим изменениям тока базы. Поэтому в **маломощных линейных усилителях** падение напряжения на переходах транзистора всегда равно $0,5 U_{пит}$. При этом коэффициент усиления транзистора максимален, а рассеиваемая мощность, так как усилитель **маломощный**, не очень велика. Так, при напряжении питания 12 В и выходном сопротивлении 1 кОм рассеиваемая мощность равна:

$$U^2 : R = 6^2 : 1000 = 0,036 \text{ Вт.}$$

Это очень мало — самый маломощный транзистор имеет мощность рассеивания более 0,05...0,1 Вт. В то же время у большинства каскадов выходное сопротивление еще больше.

Полевые транзисторы

Полевые транзисторы — это полупроводниковые приборы, сопротивление канала которых изменяется в широких пределах под воздействием приложенного к управляющему выводу (затвору) напряжения. Таким образом, полевые транзисторы, в отличие от биполярных, управляются не током, а напряжением. Ток же, текущий через управляющий вывод (ток утечки затвора $I_{зт}$), крайне мал, и у современных полевых транзисторов его смело можно приравнять к нулю.

В зависимости от строения своих «внутренностей» полевые транзисторы делятся на две группы: с **управляющим р-п-переходом** (т. е. изоляция затвора выполнена в виде р-п-перехода) и с **изолированным затвором** (затвор изолирован не полупроводниковым диэлектриком). Кроме того, транзисторы с изолированным затвором бывают со **встроенным** или **индуцированным каналом**.

Рассмотрим принцип действия полевого транзистора с управляющим р-п-переходом (рис. 1.15). Транзистор, изображенный на нем, называется **п-канальным**, и среди биполярных транзисторов ему соответствует транзистор структуры п-р-п. Вывод эмиттера у биполярных транзисторов, у полевых называется **истоком**, база — **затвором** и коллектор — **стоком**. На этом сходство этих двух классов полупроводниковых приборов оканчиваются, дальше начинаются одни различия.

Области стока и истока у полевых транзисторов изготавливают из сильно легированных полупроводников, т. е. из тех, у которых очень большой избыток основных носителей тока — электронов для п-проводника и дырок — для р. На рисунках эту самую «сильную легированность» обозначают значком «+» после обозначения типа полупроводника (п⁺, р⁺). Канал полевого транзистора изготавливается из полупроводника того же типа, что и области стока и истока (вернее, наоборот, области стока и истока изготавливаются путем сильного легирования — внесения добавок (примесей) — в «выступающие» концы канала, тип проводимости при этом не изменяется), а затвор (у транзисторов с управляющим р-п-переходом) — из полупроводника противоположного типа.

Так как области стока и истока сильно легированы, то между п-каналом и р-выводом затвора (здесь и дальше будут рассматриваться только п-канальные полевые транзисторы; принцип действия р-канальных транзисторов тот же,

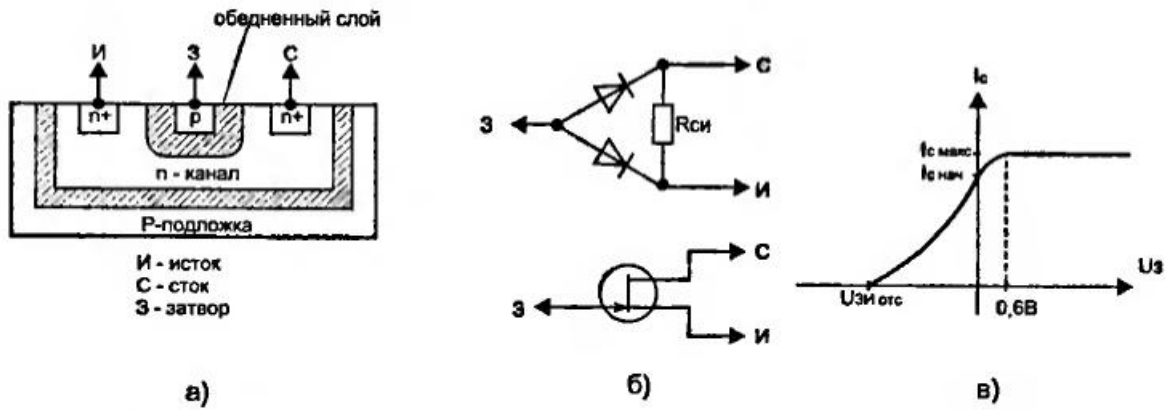


Рис. 1.15. Полевой транзистор с управляющим р-п переходом (п-канал): а — строение; б — упрощенная схема строения; в — вольт-амперная характеристика

только все напряжения поменять на противоположные) возникает **область пространственного заряда, обедненная носителями тока**. У диодов этой области существует потенциальный барьер; отличаются они тем, что «потенциальный барьер» у полевых транзисторов равен нескольким вольтам против 0,6 В у диодов. Поэтому «смешивать» эти две области нельзя.

Из-за того, что ширина этой области довольно значительна, а толщина канала велика (чем он тоньше, тем лучше), то область пространственного заряда частично перекрывает канал (аналогия — водопроводные краны), сопротивление канала имеет некоторое значение (как и у резисторов, оно измеряется в омах и подчиняется закону Ома) и через нагрузку течет некоторый ток. Допустим, что в этот момент напряжение на затворе равно напряжению на истоке. Тогда ток, текущий через канал, будет называться начальным током стока ($I_{c.нач}$). При уменьшении сопротивления нагрузки (напряжение на затворе остается неизменным относительно истока) из-за некоторого конечного сопротивления канала концентрация дырок в нем увеличивается, дырки притягиваются обедненным слоем (областью пространственного заряда — она находится между затвором и каналом) и его толщина увеличивается. Так как дырки «падают» в канал через вывод стока, то их концентрация в стоковой области больше, чем в истоковой, и обедненный слой расширяется в основном возле вывода стока. Расширившийся, обедненный носителями тока слой «перекрывает» канал, и его сопротивление увеличивается. При этом отношении $R_n \cdot R$ канала остается практически неизменным, т. е. **при фиксированном относительно стока напряжении на затворе, ток, протекающий через транзистор, не зависит от сопротивления нагрузки** (точнее, зависит — при уменьшении сопротивления нагрузки он **очень незначительно** увеличивается). Благодаря этому эффекту полевые транзисторы нашли широкое распространение в **генераторах тока**, выходной ток которых не зависит от напряжения питания и сопротивления нагрузки. Подробнее о применении генераторов тока речь будет идти чуть дальше.

Подключим теперь к стоку транзистора нагрузку с фиксированным сопротивлением (например, светодиод с последовательно включенным токоограничивающим резистором сопротивлением 1...2 кОм), исток транзистора соединим с общим проводом, а «свободный» конец нашей нагрузки подключим к положи-

тельному выводу источника питания (9...12 В) с фиксированным (т. е. неизменным) напряжением. Вывод затвора никуда подключать не будем. Светодиод загорится на полную яркость, т. е. толщина канала минимальна. Взяв вывод затвора пальцами одной руки и коснувшись пальцами другой руки плюсового вывода источника питания, можно заметить, что яркость свечения светодиода очень незначительно увеличилась (для большего удобства в разрыв провода, идущего от нагрузки транзистора (светодиода с резистором), можно включить миллиамперметр с пределом 20 мА). Это начальный ток стока $I_{c, нач}$ увеличился до максимального $I_{c, max}$ (см. график).

Теперь возьмем батарейку напряжением 6...9 В (ее можно заменить электролитическим конденсатором емкостью более 100 мкФ, заряженным до такого напряжения), возьмем батарейку (конденсатор) пальцами за отрицательный вывод, «торчащий» положительный вывод соединим с истоком транзистора (общим проводом), а пальцами другой руки коснемся вывода затвора транзистора. Яркость свечения светодиода и ток через миллиамперметр резко уменьшатся, возможно, они уменьшатся до нуля. После того как мы уберем палец с вывода затвора, яркость светодиода начнет плавно (при исправном транзисторе) увеличиваться.

Когда мы коснулись пальцем вывода затвора, в его р-область через пальцы начали инжектировать электроны. Так как в р-области основные носители тока — дырки, то в ней электроны начинают активно рекомбинировать с дырками. В результате этого в р-области создается недостаток дырок, которые для восстановления справедливости притягиваются через область пространственного заряда из n-канала. Но в канале дырок мало (в нем основные носители тока — электроны), поэтому к обедненному слою под затвором они могут попасть только через вывод стока. Но для того чтобы в стоковой области канала концентрация дырок увеличилась, нужно, чтобы напряжение на стоке относительно общего провода увеличилось. Так как сопротивление нагрузки неизменно, то увеличить напряжение на стоке можно только одним способом — увеличить сопротивление канала. Что транзистор и делает. В результате область пространственного заряда расширяется и перекрывает значительную часть канала транзистора. Но канал сужается не до бесконечности, а до того значения, при котором поток электронов, текущих в затвор, уравнивается потоком дырок истока.

Если подать на затвор еще большее отрицательное напряжение, то канал перекроется совсем, так как сток не сможет обеспечить область пространственного заряда необходимыми ей дырками. Такой режим работы полевого транзистора называется **режимом отсечки**, а то минимальное (по модулю) напряжение, которое нужно при этом подать на затвор, называется **напряжением отсечки**.

Если продолжать увеличивать (точнее, уменьшать относительно истока) напряжение на затворе, то скорость не основных носителей тока для затвора (т. е. электронов) будет увеличиваться сильнее, чем толщина обедненного слоя, и при некотором (около 20 В) напряжении на затворе они смогут беспрепятственно пролетать через область пространственного заряда в канал, для которого они являются основными носителями тока. Произойдет **пробой затвора**. Чаще всего пробивается переход затвор—исток, так как там область пространственного заряда тоньше, дырок в n-затворе нет и быть не может. В связи с тем что пло-

щадь затвора невелика, а токоограничивающие резисторы цепи затвора «современными» проектировщиками-разработчиками воспринимается как дурной тон, то чаще всего пробой затвора заканчивается для транзистора плачевно — наступает тепловой пробой и транзистор выходит из строя. Для пробоя полевого транзистора достаточно ничтожного тока, лишь бы напряжение было довольно велико, поэтому полевые транзисторы, в отличие от биполярных, «пробиваются» даже статическим электричеством, которое человек практически не чувствует. Вот почему при работе с полевыми транзисторами **обязательно заземление инструмента**, благодаря ему статические заряды перетекают в землю, а не в транзистор.

После того как мы убрали палец от затвора, яркость светодиода начала плавно нарастать до практически максимального значения. Это связано с **током утечки затвора**. Идеальных р-п-переходов не существует, поэтому избыточные не основные носители (электроны) постепенно из затвора перетекают в п-канал (дрейфовый ток не основных носителей), а вместе с ними, для восстановления равновесия, в канал из обедненного слоя перетекает такое же количество дырок. Толщина обедненного слоя уменьшается, а толщина канала и ток, протекающий через него, увеличивается. Так будет продолжаться до тех пор, пока область пространственного заряда не исчезнет совсем (при большом сопротивлении источник сигнала); напряжение на затворе при этом повысится до 0,7 В относительно истока.

Если заряженный отрицательно затвор резко соединить с истоком, то избыточные электроны резко перетекут в исток, также резко увеличится величина канала, что вызовет резкое нарастание тока в нагрузке. Так как область пространственного заряда (т. е. электростатическое поле) практически **не инерционна**, то скорость включения/выключения полевых транзисторов в десятки раз больше аналогичного параметра у биполярных транзисторов.

Ток утечки затвора у современных кремниевых транзисторов крайне мал. Для большего удобства расчетов обычно указывают не ток утечки, а **сопротивление изоляции затвора**. У транзисторов управляющим р-п-переходом оно примерно равно 10^9 Ом, т. е. 1 ГОм (1000 МОм). Это очень большая величина, поэтому в большинстве схем ее можно не учитывать.

Рассмотренная выше схема включения полевого транзистора называется **схемой с общим истоком (ОИ)**. Транзисторы с управляющим р-п-переходом по такой схеме включаются очень редко, так как она требует двухполярного (т. е. положительного относительно истока для нагрузки и отрицательного для затвора) источника питания. На таких транзисторах по такой схеме обычно собирают только генераторы тока.

Наиболее распространенная и самая простая схема генератора тока нарисована на рис. 1.16. Резистор R_1 создает некоторое падение напряжения на истоке транзистора, т. е. благодаря ему на затворе транзистора поддерживается отрицательная, чуть-чуть закрывающая транзистор напряжения. Поэтому через нагрузку течет некоторый ток, меньше начального тока стока.

Допустим, что сопротивление нагрузки (R_n) резко уменьшилось. Увеличится ток, текущий по цепи от «+U» к общему проводу, и, так как сопротивление рези

стора $R1$ неизменно, падение напряжения на нем увеличивается, т. е. напряжение на затворе относительно истока уменьшается. Это вызовет увеличение сопротивления канала, напряжение на истоке уменьшится, из-за этого сопротивление канала снова уменьшится, напряжение на истоке увеличится, но уже слабее, чем в прошлый раз... Такие **автоколебания** будут продолжаться до тех пор, пока ток нагрузки не станет примерно таким же, каким он был раньше — до уменьшения сопротивления нагрузки.

При увеличении сопротивления нагрузки все вышеописанные процессы повторятся, только сопротивление канала будет не увеличиваться, а уменьшаться.

Автоколебание нагрузки возникает только в том случае, если сопротивление нагрузки очень **резко** изменится, настолько резко, что транзистор не успеет его «отследить». Столь резкие изменения тока даже в цифровой электронике случаются очень редко, поэтому на них можно «закрывать глаза» и для простоты считать, что никаких автоколебаний нет, а сопротивление канала изменяется точно в такт сопротивлением нагрузки. Тем более что их длительность из-за огромного быстродействия транзисторов с управляющим р-п-переходом столь мала, что они практически ни на что не влияют.

Генератор тока можно представить в виде резистора (на рис. 1.16 обведен в рамку), ток через который **не зависит** от приложенного к его выводам напряжения. Поэтому на основе генераторов тока можно делать стабилизаторы напряжения, напряжение на выходе которых слабо зависит от входного. Обычно стабилизаторы напряжения делают на основе стабилитрона, который подключен к шине питания через токоограничивающий резистор (рис. 1.17, а). Напряжение пробоя (напряжение стабилизации) стабилитрона от протекающего через него ток зависит очень слабо, но все-таки зависит. Поэтому при увеличении напряжения питания ток через него возрастает (так как падение напряжения на резисторе увеличивается), и напряжение стабилизации также незначительно увеличивается.

В схеме на рис. 1.17, б питание на стабилитрон подается не через резистор, а через генератор тока. Протекающий через него ток очень слабо зависит от напряжения питания, поэтому напряжение стабилизации стабилитрона практически не зависит от напряжения питания и всегда остается **почти** неизменным.

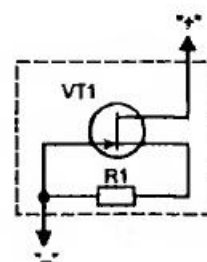


Рис. 1.16. Генератор тока

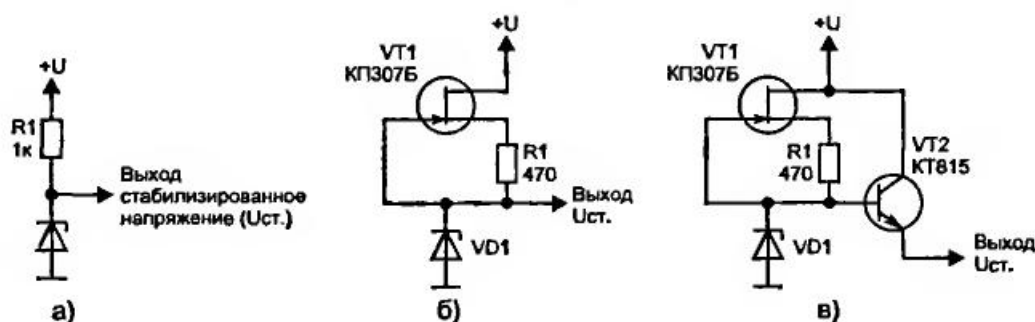


Рис. 1.17. Стабилизаторы напряжения: а — простейший; б — с генератором тока; в — мощный стабилизатор с генератором тока

Эту схему можно сделать более мощной, добавив к ней эмиттерный повторитель (рис. 1.17, в). Напряжение на эмиттере транзистора будет на 0,6...1 В (в зависимости от тока нагрузки) меньше напряжения на базе. Сопротивление резистора (100 Ом) указано для получения тока через стабилитрон, равного 4...6 мА (если полевой транзистор серии КП307Б). Если этот транзистор закоротить, то ток ограничится на уровне $I_{c, \text{нач}}$ (см. график на рис. 1.15), если его сопротивление бесконечно, то ток нагрузки равен нулю.

Иногда нужно получить стабилизированный ток, больший начального тока стока имеющегося у нас полевого транзистора. Для этого нужно подыскать более мощный транзистор. Но можно этого не делать, а поставить на выходе генератора тока на полевом транзисторе повторитель на биполярном транзисторе (рис. 1.18). В этой схеме ток в канал полевого транзистора течет от источника питания через прямосмещенный эмиттерный переход биполярного. Он зависит от падения напряжения на резисторе R1, и чем меньше падение на нем напряжения, тем меньше сопротивление канала полевого транзистора и тем больший ток течет через эмиттер в сток. То есть максимальный ток, который может «выдать» такой генератор тока, зависит от сопротивления резистора, и при $R1 = 0$ он равен $I_{c, \text{нач}} \cdot h_{21э}$. При бесконечном сопротивлении резистора R1 он равен нулю.

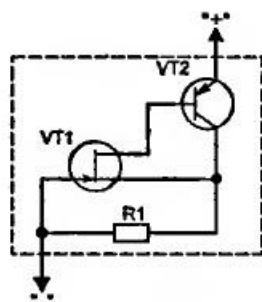


Рис. 1.18. Мощный генератор тока с усилителем на биполярном транзисторе

Проверить исправность генератора тока очень просто: нужно один из его выводов, соблюдая полярность, соединить с плюсовой или нулевой шиной, а на второй вывод через миллиамперметр подавать напряжение разной амплитуды (если от аккумулятора — то 2, 4, 6, 8 В и т. д.). Ток на индикаторе измерительного прибора при этом в идеале вообще не должен изменяться, но идеальных транзисторов не существует, поэтому при увеличении напряжения стабилизируемый ток будет очень незначительно увеличиваться.

В электронике транзисторы с управляющим р-п-переходом включают в основном по схеме с **общим стоком (ОС)** (рис. 1.19). Несмотря на то что эта схема очень похожа на генератор тока, называется она «**повторитель напряжения**» и работает аналогично каскаду с ОК на биполярном транзисторе. Основное отличие каскада с ОС в отличие от каскада с ОК — очень большой коэффициент усиления по току.

Резистор R1, включенный в цепь затвора, нужен для поддержания нулевого потенциала на этом выводе. Его сопротивление может быть любым, но нужно помнить, что входное сопротивление каскада численно равно сопротивлению этого резистора (так как сопротивление затвора практически бесконечное). От

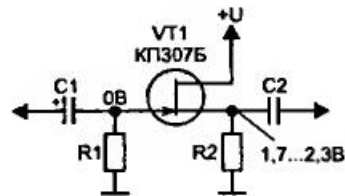


Рис. 1.19. Усилитель тока на полевом транзисторе (схема с ОС)

сопротивления резистора R2 зависит выходное сопротивление каскада. Напряжение на истоке транзистора относительно общего провода **стабилизировано** и равно 1,7...2,3 В (транзистор КП307Б) при сопротивлении резистора R2 от 4,7 до 1000 кОм. То есть такой транзистор можно использовать в качестве микро-мощного стабилизатора напряжения (ток стабилизации — от 0 до 2 мА; у стабилитронов — от 3 до 15 мА). **Напряжение на истоке транзистора, включенного по схеме с ОС, практически не зависит от напряжения питания и сопротивления нагрузки; оно зависит только от напряжения на затворе.** Благодаря этим особенностям такие каскады незаменимы в высококачественных усилителях с питанием от нестабилизированного источника. Их единственный недостаток — коэффициент усиления по напряжению меньше единицы.

Если напряжение на затворе транзистора несколько увеличится, то обедненный слой сузится и сопротивление канала транзистора уменьшится. Увеличится напряжение на истоке транзистора (выводах резистора R2), оно будет увеличиваться (и, следовательно, напряжение на затворе относительно истока будет уменьшаться) до тех пор, пока напряжение на истоке относительно затвора не станет таким же, каким было прежде, т. е. если напряжение на затворе увеличить на 1 В, на истоке оно также увеличится на 1 В. При уменьшении напряжения на затворе напряжение на истоке также уменьшится.

Но это справедливо только при использовании идеального транзистора. При увеличении напряжения на истоке ток через резистор R2 увеличивается (так как его сопротивление неизменно) и рабочая точка транзистора несколько смещается. Поэтому при увеличении напряжения на затворе на 1 В напряжение на истоке увеличится примерно на 0,97...0,98 В. Поэтому коэффициент усиления по напряжению ($K_U = U_{\text{вых}} : U_{\text{вх}}$) несколько меньше единицы. Но это ерунда — напряжение можно усилить биполярным транзистором (схема с ОЭ). У всех полупроводниковых приборов есть один справочный параметр, который нужно учитывать только при изготовлении маломощных предварительных усилителей — **коэффициент шума**. Шумы возникают по разным причинам: из-за того, что пролет отдельных носителей заряда через потенциальный барьер происходит в случайные моменты времени (**дробовой шум** — самый «главный» шум: его амплитуда среди всех остальных шумов максимальна. Если вы включите приемник, не настроенный на радиостанцию, на полную громкость, то вы услышите именно его), менее «значителен» **диффузионный шум** (возникающий из-за столкновения электронов с кристаллической решеткой полупроводника) и **генерационно-рекомбинационный шум**, который вообще можно не учитывать. Так вот. У полевых транзисторов р-п-перехода между стоком и истоком нет (канал — однородный по всей длине полупроводник), следовательно, нет и

дробового шума. Поэтому полевые транзисторы при прочих равных параметрах обладают **наименьшим коэффициентом шума**. В особенности это относится к транзисторам с управляющим р-п-переходом. Поэтому в предварительных (самых первых) каскадах усиления целесообразно ставить именно такие транзисторы — ведь если там поставить сильношумящий, то потом его шумы будут усиливать все последующие каскады и сигнал на выходе получится очень сильно искаженным.

Еще одна особенность усилителя, изображенного на рис. 1.19, — постоянная составляющая на его затворе равна нулю. Этот факт очень часто сильно облегчает проектирование устройства, делая ненужным разделительный конденсатор C_1 , емкость которого нужно рассчитывать по сложным формулам.

Как уже, наверное, заметили читатели, толщина канала транзистора на рис. 1.15 при некотором напряжении на затворе возле вывода стока меньше, чем возле истока. Связано это с тем, что положительный потенциал, который «растягивает» обедненный слой, в стоковой области канала больше, чем в истоковой. Поэтому при «полузакрытом» канале ток, протекающий через единицу площади сечения канала, возле стока гораздо больший, чем возле истока. Это может привести к локальному перегреву канала и выхода транзистора из строя при сравнительно небольшом токе. Это можно сравнить с водопроводным краном, в котором массивный вентиль, перекрывающий поток воды, заменен пластинкой металла, толщиной с лезвие безопасной бритвы. Мощный поток воды попросту ломает такой «вентиль».

Чтобы такая «беда» не случалась с полевыми транзисторами, вывод затвора делают наклонным (рис. 1.20) с таким расчетом, чтобы при напряжении на затворе, близком напряжению отсечки, плоскость области пространственного заряда была параллельна плоскости канала. Больше всего «шансов» перегореть у канала — при его минимальной толщине. При большой толщине на «непараллельность» обедненного слоя можно не обращать внимания.

У обычного, «несовершенного» транзистора (рис. 1.15) выводы стока и истока абсолютно равнозначны, их смело можно менять местами. Но если «спутать» эти выводы у транзистора, изображенного на рис. 1.20, то из-за несимметричности обедненного слоя (эта несимметричность будет выражена еще ярче, чем у транзистора на рис. 1.15) его канал перегорит даже при очень небольшом протекающем через него токе. Поэтому, чтобы при случайной ошибке не вывести транзистор из строя, параллельно его выводам стока и истока подключают **обратно смещенный защитный диод**. При правильном подключении выводов этот диод закрыт обратным напряжением и не влияет на работу транзистора. Но при неправильном — диод открывается, падение напряжения на канале транзистора благодаря ему не превышает 0,6...1 В и ток через канал не достигает опасной для транзистора величины.

Единственный недостаток защитного диода — из-за него несколько увеличиваются шумы транзистора. Поэтому в некоторых специализированных транзисторах (все транзисторы изготавливаются по структуре на рис. 1.20) этого диода нет. Но такие транзисторы довольно редки и с ними очень трудно работать.

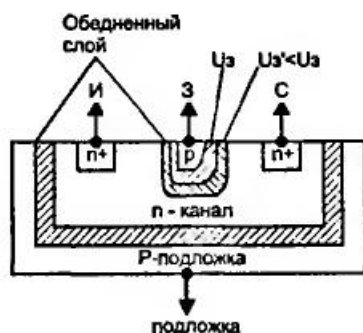


Рис. 1.20. «Настоящая» структурная схема полевого p-канального транзистора с управляющим p-p-переходом

Большинство транзисторов с управляющим p-p-переходом — маломощные и мощных во всех смыслах этого слова среди них нет. Связано это с несколькими причинами: во-первых, ими трудно управлять (нужно двуполярное напряжение), а во-вторых, технология их изготовления очень сложна. Но свято место пусто не бывает, и разработчики полевых транзисторов «придумали» новые группы транзисторов — с **изолированным затвором**. В зависимости от вида канала они бывают с **встроенным или индуцированным каналом**. Рассмотрим вначале последнюю разновидность транзисторов. Для уменьшения объема текста рассматриваться будут только самые дешевые и наиболее распространенные p-канальные транзисторы. Для r-канальных транзисторов полярности всех напряжений, указанных на рисунках, нужно изменить.

Структурная схема полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом (транзистор обогащенного типа) нарисована на рис. 1.21. Выводы у всех полевых транзисторов (исток, сток, затвор, подложка) называются одинаково. Основное отличие транзисторов с изолированным затвором от транзисторов с управляющим p-p-переходом — слой изоляции между затвором и каналом, благодаря которой на затвор можно подавать напряжение любой полярности. Разность потенциалов между затвором и истоком при этом не должна превышать 20 В — напряжения пробоя изоляции.

При напряжении на затворе, меньшем или равном нулю (схема с ОИ), канала нет (верхняя линия на рис. 1.21, а) и ток через выводы сток-исток равен нулю. При увеличении напряжения на затворе относительно вывода истока потенциал на затворе увеличивается и так как слой диэлектрика очень тонок, то в область канала начинают притягиваться отрицательно заряженные электроны (разноименные заряды притягиваются, а одноименные — отталкиваются). Так как для r-области, в которой формируется канал, электроны являются не основными носителями тока и их там очень мало, то для того, чтобы транзистор смог работать, вывод от r-области (подложку) соединяют с тем выводом, напряжение на котором минимально, т. е. с истоком. Во многих современных транзисторах эти соединения выполнены внутри транзистора, и наружу «торчит» только вывод истока.

При некотором положительном напряжении на затворе относительно истока (напряжение отсечки — $U_{зи\text{отс}}$) к подзатворной области притягивается так много электронов, что они начинают частично замыкать выводы стока и истока. Так как для p-области электроны, скопившиеся в области канала, — основные

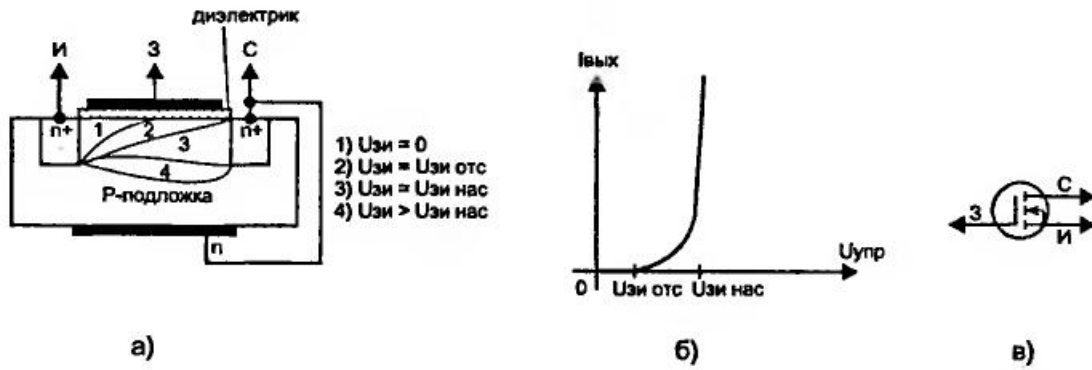


Рис. 1.21. Полевой транзистор с изолированным затвором (индуцированный канал): а — «внутренности»; б — вольт-амперная характеристика; в — схема включения

носители тока, то через канал и соответственно нагрузку транзистора начинает течь некоторый ток. При дальнейшем увеличении напряжения на затворе p-области стока и истока перекрываются полностью и наступает режим насыщения (а напряжение на затворе в это время равно $U_{зи\ нас}$). Через нагрузку течет максимальный ток. Если напряжение на затворе увеличить еще сильнее, к области канала притянется еще больше электронов, но ток через нагрузку не изменится, так как площадь сечения стоковой и истоковой областей, в отличие от площади сечения канала, неизменна. А через единицу площади может протечь только некоторый, точно известный, максимальный ток.

При некотором очень большом напряжении на затворе относительно подложки (т. е. вывода истока) — обычно более 20 В — электроны притягиваются затвором так сильно, что начинают «протыкать» диэлектрик. Наступает пробой затвора. К сожалению, этот процесс, даже если ограничивать ток, необратим (так как достаточно одному-единственному электрону «проткнуть» диэлектрик, чтобы в образовавшуюся «дырку» хлынули другие электроны, постепенно расширяя этот «проход»), поэтому во избежание порчи транзистора напряжение питания управляющей затвором схемы не должно превышать 20 В. Обычно его ограничивают на уровне 9...12 В.

Основное отличие транзисторов с индуцированным каналом от всех остальных полевых транзисторов — при нулевом напряжении на затворе канала нет и ток через выводы сток-исток равен нулю. Возникает канал при подаче на затвор положительного напряжения — напряжение такой же полярности приложено и к выводу стока. То есть для управления транзистором нужен **однополярный источник питания**. Напряжение $U_{зи\ отс}$ для большинства транзисторов равно 2...3 В, а разность $U_{зи\ нас} - U_{зи\ отс}$ не превышает 3 В. Из-за столь небольшой разности управляющих напряжений транзисторы с индуцированным каналом в линейных усилителях мощности (предварительные усилители) практически никогда не используются. Но благодаря столь низкой разности управляющих напряжений такие транзисторы незаменимы в **цифровых устройствах**, когда нужно, чтобы транзистор был или полностью закрыт ($R_{си} \rightarrow \infty$), или полностью открыт ($R_{си} \rightarrow 0$). А так как такие требования предъявляются в основном только к мощным усилителям, то маломощные транзисторы с индуцированным кана-

лом очень редки, в основном такие транзисторы рассчитаны на большой протекающий через канал ток.

До сих пор, рассматривая полевые транзисторы, мы предполагали что их паразитные **межэлектродные емкости** равны нулю. У маломощных транзисторов эти емкости не велики, поэтому в большинстве случаев и можно не учитывать. Но у мощных транзисторов они значительны и в зависимости от максимально допустимого тока через канал, могут достигать тысяч пикофард.

Внутренняя схема транзистора с изолированным затвором, на котором указаны все паразитные емкости, приведена на рис. 1.22. Самая «главная» емкость (т. е. самая максимальная) — емкость перехода затвор—исток ($C_{зи}$). Емкость затвор—сток $C_{зс}$ примерно в 7 раз меньше емкости $C_{зи}$, а емкость $C_{си}$ в 2 раза меньше $C_{зи}$. Емкости $C_{зи}$ и $C_{зс}$ иногда объединяют в одну емкость за tvor-подложка $C_{зп}$. Как видно из рис. 1.21, чем больше площадь канала т е чем больше максимальный ток через него (чем меньше его сопротивление), тем больше емкость $C_{зп}$, так как емкость конденсатора возрастает при увеличении площади его пластин.

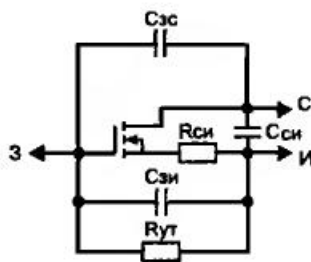


Рис. 1.22. Паразитные емкости и сопротивления у полевого транзистора

При работе устройства на низких частотах (менее 50 Гц) эти паразитные емкости можно не учитывать — их емкостное сопротивление очень велико. Но при увеличении частоты управляющего затвором сигнала емкостное сопротивление переходов уменьшается и на частотах выше 5...10 кГц его уже нужно учитывать, так как оно снижается до единиц... десятков килоом. На частотах выше нескольких сотен килогерц входное сопротивление транзистора снижается так сильно, что оно становится меньше, чем у биполярных такой же мощности. Кстати, у биполярных транзисторов переходы также обладают некоторой емкостью, но из-за особенностей их структурной схемы она в десятки раз меньше, чем у полевых с такими же максимально допустимыми параметрами. Поэтому **мощные полевые транзисторы с изолированным затвором выгодно использовать только на частотах до 100...300 кГц**. Правда, существуют более высокочастотные транзисторы с уменьшенными емкостями, но они редки и стоят очень дорого.

На рис. 1.22 также указаны два сопротивления — **сопротивление утечки затвора** (из-за не идеальности диэлектрика) $R_{ут}$ и **сопротивление канала ($R_{си}$)** в открытом состоянии. Сопротивление изоляции затвора $R_{ут}$ у современных транзисторов огромно — более 10^{15} Ом. Представить себе это число очень трудно, скажу только, что у такого хорошего диэлектрика, как бумага, сопротивление в сотни раз меньше, поэтому, экспериментируя с транзистором, его

вывода затвора можно касаться не пальцем, а куском картона или полоской бумаги, если паразитные емкости транзистора невелики, то он на такую «замену пальца» никак не среагирует. Если же емкости значительны, то придется попросту слишком долго ждать, пока они зарядятся/разрядятся.

Кстати, такое сопротивление утечки $R_{ут}$ (10^{15} Ом) не предел. У некоторых современных микросхем памяти, у которых используется именно этот эффект, — у транзисторов с заряженным затвором сопротивление канала меньше, чем с незаряженным, — время сохранения заряда на затворе превышает 10 лет. Такое время гарантируется фирмой-изготовителем. По некоторым неофициальным данным, заряд на затворе сохраняется более 400 лет. Сопротивление утечки затвора у такого транзистора представить очень трудно — «утекают» примерно один-два электрона в сутки.

Один из важнейших параметров мощного полевого транзистора — сопротивление канала в открытом состоянии ($R_{си}$). От этого сопротивления напрямую зависит максимально допустимый протекающий ток — падение напряжения на канале не должно превышать 1 В, т. е.

$$I_{\max} = 1 / R_{си}.$$

Вообще у всех полевых транзисторов канала имеет некоторое конечное минимальное сопротивление, но у маломощных, включенных по схеме с ОС, действует обратная связь по напряжению и току, поэтому этим сопротивлением можно пренебречь. У маломощных полевых транзисторов есть только один важный параметр, характеризующий их усиление, — **крутизна характеристики S** — **отношение приращения тока в нагрузке к приращению вызвавшего это напряжения на затворе, у транзистора, включенного по схеме с общим стоком:**

$$S = I_n / U_z, \quad U_c = \text{const.} \quad (9)$$

Измеряется крутизна характеристики в амперах на вольт (у маломощных транзисторов — в миллиамперах на вольт). У мощных транзисторов этот параметр не имеет смысла хотя бы потому, что такие транзисторы по схеме с ОС никто не включает. Правда, в некоторых «отсталых» справочниках вместо сопротивления сток-исток для мощных транзисторов указывают крутизну характеристики. От такой «замены» только вред.

Мощные транзисторы с изолированным затвором и индуцированным каналом включаются только по схеме с ОИ (рис. 1.23). При напряжении на затворе меньше 2,5 В ток нагрузки равен нулю, и напряжение на стоке транзистора равно напряжению питания. При увеличении напряжения на затворе транзистор открывается, и при напряжении на этом выводе более 6 В он открыт полностью, а падение напряжения на канале равно

$$U_{си} = I_n \cdot R_{си} = U_{пит} \cdot R_{си} / (R_n + R_{си}),$$

где $U_{пит}$ — напряжение на верхнем по схеме выводе нагрузки относительно истока.

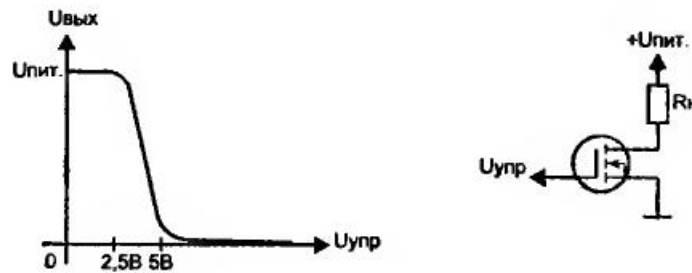


Рис. 1.23. Усилитель тока на n -канальном полевом транзисторе с индуцированным каналом (значения управляющего напряжения — приблизительно)

Так как падение напряжения на канале транзистора при плавном увеличении напряжения на затворе также плавно уменьшается, то транзистор во время переключения может сильно перегреваться (так же, как и биполярные транзисторы — см. выше). Чтобы этого не происходило, напряжение на затворе должно резко измениться. **Длительность времени переключения транзистора должна быть в 10...100 раз меньше длительности пребывания его во включенном или выключенном состоянии, т. е. емкостное сопротивление перехода затвор—исток на максимальной частоте переключений должно быть в 10...100 раз больше выходного сопротивления источника сигнала.** В противном случае при большом токе нагрузки транзистор будет сильно греться и для него понадобится довольно массивный радиатор — теплоотвод. Входная емкость транзистора зависит от максимально допустимого через канал тока (примерно по 40...70 пФ на каждый ампер). Более точные цифры можно узнать из справочника или экспериментально — с помощью пробника или измерителя емкости.

Транзисторы со встроенным каналом (рис. 1.24) по функционированию практически ничем не отличаются от транзисторов с управляющим p - n -переходом, поэтому схемы их включения ничем не отличаются. Основные отличия полевых транзисторов со встроенным каналом: большее сопротивление изоляции, допускается подача на затвор положительного относительно истока напряжения, большой коэффициент шумов и не очень сложное устройство «внутренностей», позволяющее создавать довольно мощные транзисторы. Все остальные характеристики у этих двух видов транзисторов совпадают.

Один из самых главных параметров полевых транзисторов, как, впрочем, и большинства остальных электронных приборов, — максимально допустимое на-

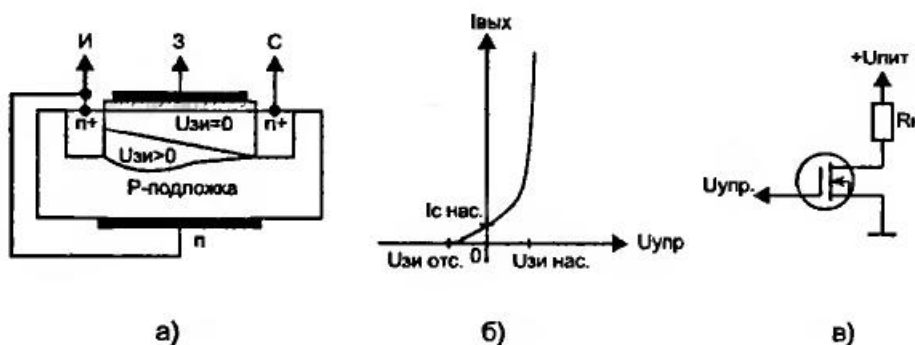


Рис. 1.24. Полевой транзистор с изолированным затвором (встроенный канал): а — внутренности; б — вольт-амперная характеристика; в — схема включения

пряжение между электродами. Максимально допустимое напряжение затвор-исток для большинства полевых транзисторов не превышает 10...20 В, максимальное напряжение сток-исток, в зависимости от типа транзистора, может быть от 20 до 1000 В (определяется по справочникам). Превышать эти напряжения нельзя.

В связи с очень большим сопротивлением изоляции затвора все полевые транзисторы подстерегает опасность пробоя так называемым статическим электричеством. Статическое электричество возникает из-за трения сухих неэлектропроводных материалов — наверняка все видели искры, которые возникают при снятии свитера из синтетических тканей. Статическое электричество на поверхности сухих предметов — диэлектриков есть всегда, и возникающие изредка искры говорят только о том, что сила тока этого самого электричества превысила некоторую предельную величину. Напряжение статического электричества может составлять десятки тысяч вольт, и оно не «бьет» нас только потому, что его ток очень небольшой. Как уже говорилось выше, для пробоя изоляции затвора полевого транзистора нужен ничтожный ток и напряжение выше 20 В. И то и другое у статического электричества «имеется». Поэтому при работе с полевыми транзисторами и микросхемами на их основе нужно соблюдать повышенную осторожность. Наиболее чувствительны к статическому электричеству маломощные транзисторы с изолированным затвором, транзисторы с управляющим р-п-переходом чувствительны слабее. Мощные полевые транзисторы из-за значительной емкости затвора практически нечувствительны к нему, но осторожность все равно нужно соблюдать. В чем именно заключается эта осторожность, подробнее будет рассказываться в третьей части этой книги.

Для того чтобы самостоятельно разработать схему какого-нибудь устройства, состоящего из неизвестных вам доселе элементов, с ними (элементами) нужно «вслась набаловаться» на простеньком макете простейшего устройства, в котором такие приборы используются. **Только на макете вы сможете полностью разобраться в принципе действия какого-нибудь прибора, фрагмента схемы или целого устройства.** У русских есть замечательная пословица: лучше один раз увидеть, чем сто раз услышать. К электронике эта пословица имеет самое непосредственное отношение: электроника — практическая наука, и если вы будете знать только теорию (т. е. все то, что описано выше, — про диффузию электронов в межбазовую область потенциального барьера), то на практике, когда вы возьмете паяльник в руки, ваша схема, которая по теории обязана работать, откажется «пахать». И все потому, что вы не заметили маленькую приписку, набранную мелким шрифтом в конце теоретического материала. К сожалению, **полностью описать** свойства и функции какого-нибудь предмета **невозможно** — часть описания автор опускает по незнанию, часть потому, что он считает, что «это должны знать все — даже младенцы», часть «вырезает» редакция издательства, пытаясь тем самым уменьшить объем материала...

Но на самом деле в радиолюбительской электронике сложных деталей нет, все очень просто и работает по примитивным алгоритмам. Главное, понять, как именно оно работает. А после того как вы это поймете, с этим элементом у вас уже никогда не возникнет никаких проблем.

В то же время из-за того, что электроника — практическая наука, знать теорию совершенно необязательно. Я, к примеру, знаю только две формулы — закон Ома и как определяется коэффициент h_{21} транзисторов. И это не мешает мне быть автором многочисленных статей и вот этой книги.

Поэтому талантливый радиолюбитель-электронщик, который знает больше некоторых профессоров-теоретиков и при этом, кроме школы, больше ничего не оканчивал, чем-то похож на мартышку с очками из одноименной басни Н. Крылова — он будет «крутить» неизвестную ему деталь до тех пор, пока полностью не разберется, что это такое и как она работает. А теория только подтолкнет его к правильному пути.

Поэтому я за то, чтобы все те схемы, которые напечатаны в этой книге, читатели по мере своих финансово-материальных возможностей самостоятельно собирали, хотя бы для того, чтобы убедиться, что схема в самом деле работает. Это как с осьминогом, про которого я упоминал в начале этой книги. Возможно, благодаря описанию вы смогли понять, что он из себя представляет. Но после того как вы подержите осьминога в руках, попытаетесь связать из его восьми щупалец один большой узел, ваши знания о его строении пополнятся так сильно, что вы сможете «обламывать» довольно серьезных профессоров, которые осьминога видели только на картинках. Поэтому не нужно лениться и экономить электроэнергию. Лень — двигатель прогресса, но ленивые люди даже не попытаются сдвинуть прогресс с места.

Для того чтобы лучше понять функционирование и принцип действия полевых транзисторов, предлагаю поиграть в такую «игру»: допустим, у нас есть три транзистора (дешевых отечественных) — КП307, КП305 и КР1014КТ1. Про них нам неизвестно ничего. Наша задача — определить тип, структуру и цоколевку (разводку выводов) каждого из них.

Из дополнительного оборудования нам понадобится источник питания напряжением 9...12 В, мультиметр (если у вас его нет — обязательно купите: радиолюбитель без мультиметра то же самое, что автолюбитель без машины), светодиод с резистором на 1...4,7 кОм и батарейка 9 В (ее можно заменить электролитическим конденсатором емкостью более 100 мкФ, заряженным до напряжения 9...12 В).

Как выглядят эти транзисторы, видно из рис. 1.25. Транзистор КР1014КТ1 изготавливается в «микросхемном» восьминогом корпусе, но от этого из транзистора в микросхему он не «превратился».

Начнем с транзистора типа КП307 (или КП303). Для начала нужно с помощью мультиметра (цифровой диапазон — измерение параметров диодов) «прозвонить» его, чтобы примерно понять устройство «внутренностей». Удобнее всего при прозвонке одним щупом мультиметра держать транзистор за какой-нибудь вывод (например, вывод 1 — рис. 1.25), а вторым щупом поочередно касаться выводов 2, 3, 4. Потом первым щупом берем транзистор за вывод 2, а вторым касаемся выводов 3, 4, 1 и т. д., пока не «перепробуем» все комбинации. При этом нужно запоминать показания на индикаторе (падение напряжения между выводами) при каждой комбинации. Чтобы было проще, падения напряжения нужно классифицировать на 3 группы: «мало» — от 0 до 500, «р-п-переход»

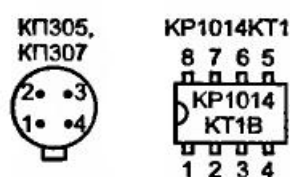


Рис. 1.25. Форма корпуса некоторых полевых транзисторов

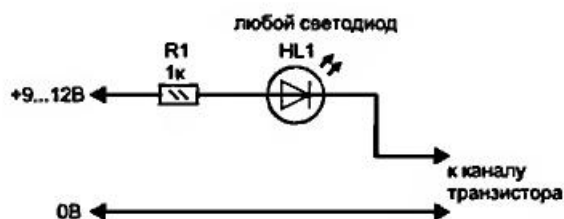


Рис. 1.26. Простейший пробник для проверки полупроводниковых приборов

(500...1100 — чем меньше, тем больше максимальный допустимый ток через переход), и «много» — больше 1100. Вначале будет сложно, поэтому, чтобы не запутаться, их лучше записывать на бумаге.

Во время прозвонки замечаем, что между выводами 1 и 2 транзистора падение напряжения равно примерно по 115 при любой полярности «прозвоночных» напряжений (на красном щупе мультиметра положительное, относительно черного щупа, напряжение). Для р-п-перехода это слишком мало. Следовательно, это или неисправный («пробитый») р-п-переход, или канал. Так как мы проверяем полевой транзистор, то, скорее всего, верно второе предположение. Далее мы замечаем, что, когда мы касаемся третьего вывода (рис. 1.25) транзистора красным щупом, между ним и выводами 1, 2 канал прозванивается очень мало — мощный р-п-переход (падение напряжения на нем более 1000 мВ). Значит, третий вывод — это затвор, а сам транзистор — с управляющим р-п-переходом. Так как «затворный диод» прозванивается только тогда, когда вывода затвора мы касаемся красным щупом мультиметра, следовательно, затвор «сделан» из полупроводника р-п-перехода, т. е. транзистор — п-канальный.

Вывод транзистора по отношению ко всем остальным выводам не прозванивается. В то же время он соединен с металлическим корпусом транзистора. Поэтому, скорее всего, он соединен с подложкой, так как у транзистора с управляющим р-п-переходом подложка отделена от канала не электропроводным обедненным слоем (см. рис. 1.15).

Теперь нам осталось только определить, где вывод истока, а где — стока. Для этого понадобится смоделировать схему включения транзистора (рис. 1.26) — эти выводы можно отключить только на макете. Транзистор лучше всего включать по схеме с общим истоком. Так как транзистор — п-канальный, то общий провод отрицательный вывод источника питания.

Вначале с нижним (общим) проводом соединяем вывод 1 транзистора, а с верхним (светодиодом) вывод 2. Светодиод должен ярко загореться. Соединяем положительный вывод второй батарейки (или конденсатора 0 с общим проводом, касаемся пальцем одной руки отрицательного вывода батарейки, а пальцем второй руки касаемся вывода 3 транзистора. Светодиод погаснет, а после того, как мы отпустим затвор, через несколько секунд плавно «разгорается» (так как светодиод не горит как лампочка, а светится: при свечении тепло не выделяется, поэтому КПД светодиода гораздо выше, чем у лампочки) до максимальной яркости. Это плавно разряжалась емкость затвора через сопротивление утечки. Следовательно мы правильно включили транзистор.

Но для того чтобы убедиться в этом на все 100%, нужно провести контрольный опыт: поменять провода, подходящие к выводам канала (выводы 1 и 2), местами. Светодиод ярко «загорится», и, подавая на затвор отрицательное относительно истока напряжение (таким же образом, как и раньше), мы вызовем погасание светодиода, и после отпускания затвора он «разгорится» так же плавно, как и раньше. То есть эта схема включения тоже «правильная».

Объяснить такую двойственность можно только одним образом: у этого транзистора (КП307) затвор выполнен так, как показано на рис. 1.15, и толщина канала по всей его длине равномерна. Поэтому транзистору все равно, какой из его выводов (1 или 2) канала сделать стоком, а какой — истоком. Но все-таки лучше истоком «делать» вывод 1.

Теперь попробуем «проверить» транзистор КП305. Канал у этого транзистора, похоже, находится между выводами 1 и 3 (падение напряжения — 45 мВ), а вывод 4 — корпус — подложка. Вывод 2 не прозванивается никак, значит, скорее всего, это затвор (предполагается, что все транзисторы исправны).

При этом можно заметить одну особенность: если держать черным щупом за один из выводов 1 или 3, а красным вначале коснуться вывода 2, а потом второго вывода канала, то его сопротивление окажется почти в 2 раза меньше — падение напряжения будет составлять 26 мВ вместо 45 мВ, и со временем оно будет увеличиваться до 45 мВ (цифры приблизительны, и для разных транзисторов даже из одной партии они разные).

Объяснить это можно только так. У цифрового мультиметра в режиме измерения падения напряжения на переходах диодов (р-п-переходах) напряжение на разомкнутых щупах составляет примерно 2,7 В. Когда мы черным щупом держим вывод от канала, а красным касаемся вывода затвора, то мы заряжаем затвор-канал и толщина канала увеличивается, а его сопротивление — уменьшается. После того как мы коснемся красным щупом до второго вывода канала, падение напряжения на нем станет меньше. В это время затвор начнет разряжаться через сопротивление утечки и падение напряжения на канале станет увеличиваться. Если же в это время подуть на транзистор, то его затвор разрядится практически мгновенно — сопротивление влажного воздуха в тысячи раз меньше сопротивления сухого, к тому же водяной пар дыхания начнет конденсироваться на холодном корпусе транзистора (надеюсь, эффект «запотевания» холодных предметов известен всем).

Давайте теперь попытаемся зарядить затвор отрицательным потенциалом — для этого возьмемся красным щупом за один из выводов канала, а черным вначале коснемся затвора, а потом второго вывода канала. При этом мы заметим любопытную картину: когда красным щупом мы держим транзистор за вывод 1, то сопротивление канала при отрицательно заряженном затворе огромно, по крайней мере, падение напряжения на нем более 1999 мВ; когда красным щупом мы держим транзистор за вывод 3, то падение напряжения на нем меньше и составляет около 1200 мВ. Следовательно, «правильная» первая схема включения. Так как транзистор закрывается при отрицательном напряжении на затворе, то он п-канальный. Затвор никак не прозванивается по отношению ко всем остальным выводам, значит, транзистор с изолированным за-

твором. А так как при напряжении на затворе, близком к нулю, его канал имеет некоторое очень небольшое сопротивление, то этот транзистор со встроенным каналом.

Учитывая то, что транзистор *p*-канальный, а также то, что при «правильном» включении на его выводе 1 должен быть положительный потенциал, можно сделать вывод, что вывод 1 — это сток, а вывод 3 — исток. Теперь можно убедиться в правильности этого предположения, а также узнать о наличии или отсутствии защищающих канал диодов, подключив транзистор к схеме на рис. 1.26 и выполняя над затвором те же самые манипуляции, что и с предыдущим транзистором (КП307). Оказывается, что защитных диодов у этого транзистора нет и ему так же, как и КП307, безразлична полярность напряжения на затворе. Но все-таки лучше «плюс» подавать на вывод 1.

Эти два типа транзисторов являются маломощными малошумящими, рассчитанными на работу с сигналом, ток которого в десятки раз меньше максимально допустимого тока стока. Поэтому защитных диодов, которые сильно шумят, в них нет. В более мощных транзисторах, в которых шумы отодвигаются на второе место после надежности прибора, защитные диоды устанавливаются всегда.

Теперь у нас остался только транзистор КР1014КТ1. После предварительной проверки с помощью мультиметра приходим к выводу, что его выводы 1, 8, 2, 3, 6, 7, 4, 5 соединены друг с другом (т. е. у транзистора только три вывода, а не все восемь, что не может не радовать), а также, что между выводами 2 и 4 включен довольно мощный диод (падение напряжения на нем — около 500 мВ). В качестве изоляции затвора столь мощный диод использоваться не может в принципе, следовательно, он служит для защиты канала от подачи обратного напряжения. То есть выводы 2 и 4 микросхемы — выводы канала, следовательно, вывод 1 (методом исключения) — вывод затвора.

Для проверки этого предположения подключаем транзистор-микросхему к схеме, изображенной на рис. 1.26. Обнаруживаем, что, когда с общим проводом соединен вывод 2 микросхемы, а со светодионом — вывод 4, светодиод ярко светится независимо от напряжения на затворе (вывод 1). Если же выводы канала поменять местами, то при нулевом напряжении на затворе светодиод не светится, а при напряжении на нем, близком к напряжению питания, светится с максимальной яркостью. Следовательно, «правильной» является последняя схема; так как яркость светодиода увеличивается при увеличении напряжения на затворе, то транзистор *p* канальный, а у такого транзистора напряжение на истоке меньше, чем на стоке, т. е. вывод 4 — исток, а вывод 2 корпуса — сток. Так как сопротивление затвора огромно и не «прозванивается» мультиметром, то этот транзистор с изолированным затвором. А из того, что при нулевом (т. е. таком же, как и на истоке) напряжении на затворе ток через нагрузку не идет, можно сделать вывод, что этот транзистор с индуцированным каналом.

Примерно таким же образом можно проверять и биполярные транзисторы. При этом нужно помнить, что биполярные транзисторы — это почти два диода (рис. 1.9), поэтому и «прозваниваются» они, как диоды (одним щупом нужно держать транзистор за вывод базы а вторым поочередно касаться выводов коллектора и эмиттера) Если цоколевка транзистора неизвестна, то вначале нуж-

но найти вывод базы (так как только по отношению к базе оба других перехода транзистора могут быть открытыми), падение напряжения на коллекторном переходе на 2...20 мВ меньше, чем на эмиттерном. Если за базу вы держитесь красным щупом мультиметра и при этом оба транзисторных перехода открыты (при касании черным щупом и к коллектору, и к эмиттеру через эти переходы течет некоторый ток и на индикаторе «выскакивает» число, меньшее 1000), то этот транзистор структуры п-р-п, в противном случае (если за базу вы держитесь черным щупом), транзистор структуры р-п-р.

По падению напряжения на коллекторном переходе можно сделать вывод о мощности транзистора. Если оно меньше 600 мВ — транзистор мощный, и чем меньше это число, тем он мощнее. При падении напряжения на коллекторном переходе в пределах 600...700 мВ — транзистор средней мощности, если оно больше 700 — маломощный.

Так же как и у полевых, у некоторых биполярных транзисторов средней мощности и у большинства мощных транзисторов переход коллектор—эмиттер замкнут обратносмещенным защитным диодом (рис. 1.27), а у некоторых высоковольтных транзисторов ($U_{кб} > 800$ В) между выводами базы и эмиттера включен резистор сопротивлением 40...100 Ом (к такому транзистору относится КТ872). При прозвонке транзисторов это нужно учитывать.

При прозвонке транзисторов, а также печатных плат с припаянными деталями очень удобно пользоваться одной особенностью цифрового мультиметра: при измерении сопротивления максимальное напряжение на его щупах не превышает 0,2 В. А р-п-переходы кремниевых полупроводников открываются при напряжении, большем 0,6 В. Поэтому в режиме измерения сопротивления цифровым мультиметром р-п-переходы деталей, припаянных к плате, не открываются, и в этом режиме цифровой мультиметр, в отличие от стрелочного, измеряет только сопротивление. У стрелочного мультиметра в таком режиме напряжение на щупах достаточно для открывания р-п-переходов.

Для того чтобы цифровым мультиметром можно было проверить р-п-переходы, в него введен специальный диапазон. Обозначается он маленьким диодом на шкале прибора; рабочее напряжение на щупах в этом режиме равно 0...2 В (точнее, 0...2000 мВ), а ток через щупы не превышает 1 мА. Столь низким током невозможно пробить ни одного, даже самого маломощного полупроводника, с которым приходится сталкиваться радиолюбителю. Поэтому предварительное приблизительное определение цоколевки транзисторов и микросхем нужно производить именно с помощью мультиметра.

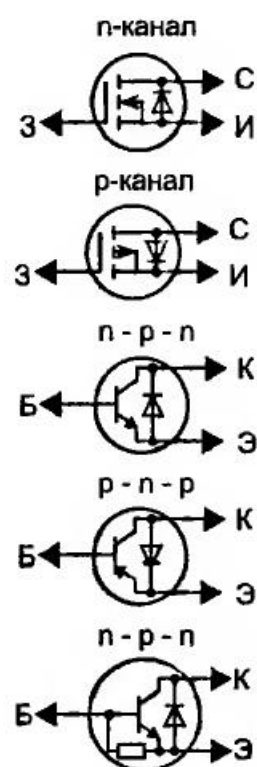


Рис. 1.27. Защитные диоды и резисторы внутри мощных транзисторов

Тиристоры

Тиристор — прибор с тремя р-п-переходами. От всех остальных классов полупроводниковых приборов тиристоры отличаются тем, что способны работать только в импульсном режиме. Коэффициент усиления и по напряжению, и по току у тиристоров гораздо больше единицы.

Отличительная черта всех тиристоров — триггерное срабатывание (из-за очень сильной внутренней положительной обратной связи), поэтому для включения тиристора нужен импульс напряжения и тока. Включившийся тиристор по цепи управления (управляющему электроду — УЭ) выключить невозможно — тиристор отключается только при снижении протекающего через него тока ниже некоторого минимального значения (ток удержания в открытом состоянии — $I_{уд}$) при условии, что на управляющий электрод не подан потенциал, удерживающий тиристор в открытом состоянии.

Внутренняя схема тиристора из-за наличия у последнего целых трех р-п-переходов довольно сложна для понимания, поэтому я не буду здесь «грузить» читателей «всякими глупостями». Тем более что настоящего радиолюбителя ответ на вопрос «**Как** работает?» интересует в сотни раз сильнее, чем на вопрос «**Почему** работает?».

У тиристорov, так же как и у транзисторов, три вывода: анод (А), катод (К) и управляющий электрод (УЭ). Аноду соответствует коллектор или сток у транзисторов, катоду — эмиттер или исток, управляющему электроду — база или затвор. Разные названия одним и тем же электродам даны для того, чтобы по названию электрода можно было понять, о чем идет речь. Так, если вы услышите слово «сток», сразу ясно, что речь идет о полевых транзисторах, а если «анод» — то говорится или о диодах, или о тиристорах, или об электронных лампах (к сожалению, эти приборы появились почти одновременно и назвать их электроды по-разному попросту не догадались, а потом переименовывать было уже поздно). Поэтому названия всех электродов нужно знать. Если вы их нечаянно спутаете, то результат будет таким же, как если бы жених во время свадьбы спутал невесту с одетым в фату дедушкой.

Некоторые довольно «солидные» авторы, стремясь блеснуть умом, называют управляющий электрод тиристорov базой. К сожалению, при этом они блещут умом, а антонимом слова «ум».

Известны две схемы включения тиристорov: с общим анодом и с общим катодом. Какой-либо принципиальной разницы между этими двумя схемами нет — тиристор нужно только включить (в случае с бензином — зажечь его), и дальше он будет «гореть» сам, и «спичка» больше не нужна. Поэтому чаще всего используют более удобную в управлении схему с общим анодом (рис. 1.28, а). Тиристор включается нажатием на кнопку SB, и после включения кнопку можно разомкнуть — ток через нагрузку будет продолжать течь. Для выключения тиристора нужно уменьшить протекающий через него ток так, чтобы он стал меньше $I_{уд}$. Сделать это можно двумя способами — отключить нагрузку или, что используется гораздо чаще, уменьшить напряжение питания до нуля. Как вы уже знаете, на выходе диодного мостового выпрямителя присутствует постоянное пульсирующее от нуля до максимального (амплитудного) зна-

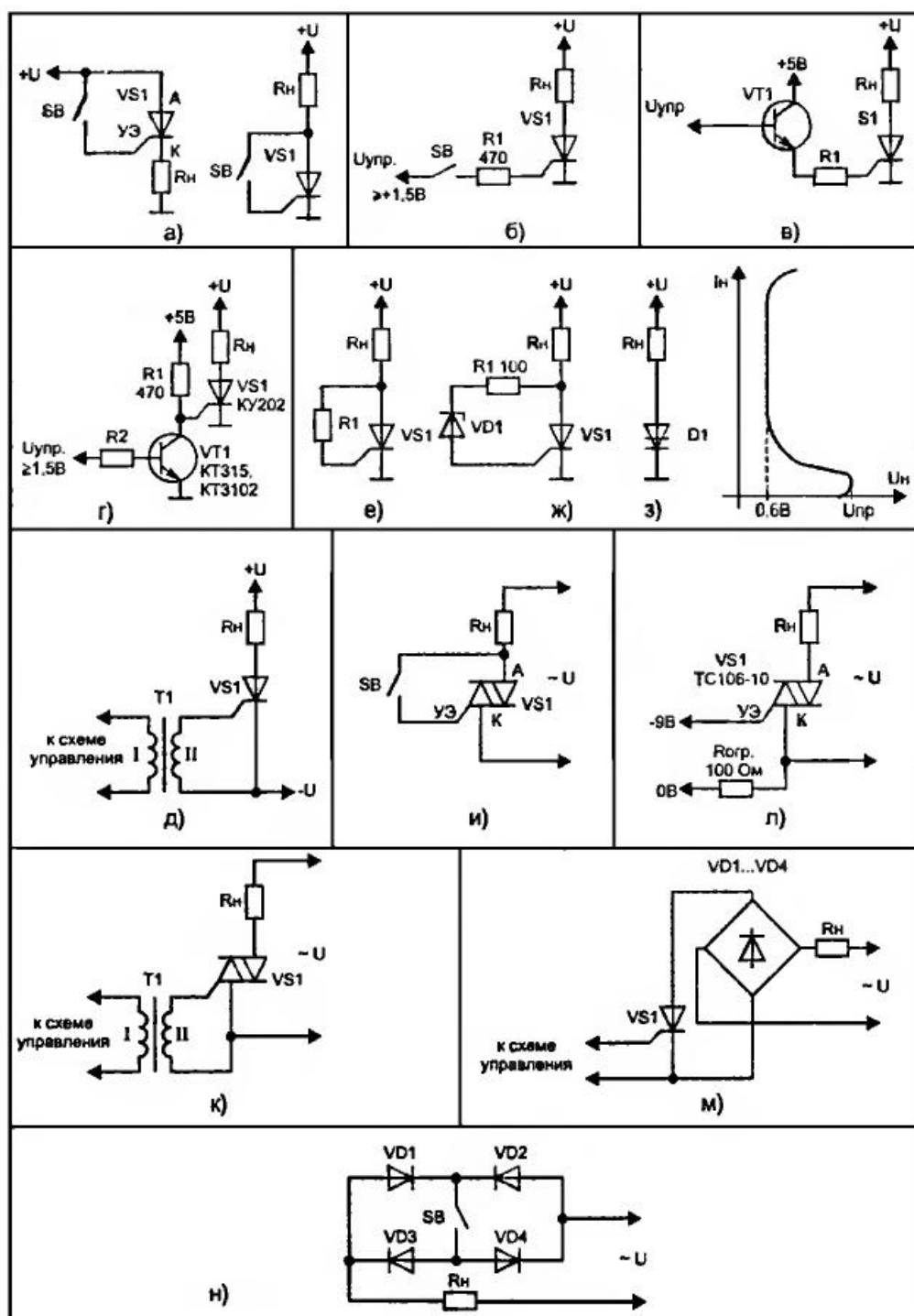


Рис. 1.28. Схемы включения тиристоров: а — с общим анодом; б, д — с общим катодом; в — с эмиттерным повторителем в цепи управления; г — с каскадом с общим эмиттером в цепи управления; д — с разделительным трансформатором в цепи управления; е, ж — схемы включения тиристоров, открывающихся при увеличении напряжения питания; е — с токоограничивающим резистором в цепи управляющего электрода (резистор сильно греется); ж — схема включения динистора; и — схема включения симистора с общим анодом; к — управление симистором через разделительный трансформатор; л — исключение: управление симистором типа ТС106-10 путем подачи на его управляющий электрод отрицательного относительно катода тока; м — коммутирование тринистором через диодный мост переменного напряжения; н — схема, поясняющая почему это возможно

чения напряжение. Поэтому если к его выходу не подключать фильтрующий конденсатор, а подключить только анод тиристора, то напряжение на нем будет каждые полпериода уменьшаться до нуля. Поэтому после отпускания кнопки SB (или размыкания переходов транзистора, заменяющего кнопку) тиристор отключится. Если нужно, чтобы напряжение на нагрузке (R_H) не пульсировало, по параллельно R_H нужно подключить фильтрующий конденсатор.

Единственный недостаток такой схемы — при выключенном тиристоре напряжение на контактах кнопки равно напряжению питания — падение напряжения на переходе катод — управляющий электрод не превышает 100 мВ, а сопротивление этого перехода 30...80 Ом. При низковольтном питании нагрузки это можно не учитывать, но при напряжении питания, равном сетевому (220 В) и выше, из-за этого возникают очень серьезные проблемы. В таких случаях тиристоры включают по схеме с общим катодом; такая схема, та же как схема с ОЭ на биполярных транзисторах, управляется небольшим напряжением (1,5 В), но употребляет по управляющей цепи значительный ток.

Схема включения тиристора с общим катодом нарисована на рис. 1.28, б. При замыкании кнопки SB через управляющий электрод в катод начинает течь ток, зависящий от сопротивления этого перехода (около 100 Ом у тиристоров на ток до 10 А), сопротивления резистора R1 (470 Ом) и напряжения управляющего сигнала (5 В). Если этот ток превышает минимальный отпирающий ток $I_{y.от}$, то тиристор сработает. В противном случае нужно или уменьшить сопротивление резистора R1, или увеличить напряжение управления.

Тиристором можно управлять с помощью промежуточных усилителей на транзисторах. Здесь будут рассмотрены промежуточные каскады только на основе биполярных транзисторов, как наиболее часто используемых. Но с помощью полевого транзистора также можно управлять тиристором, нужно будет только немножко изменить схему включения транзистора, чтобы она соответствовала схеме включения для полевого.

На рис. 1.28, в тиристор включается с помощью эмиттерного повторителя, ток через управляющий электрод ограничивается резистором R1. При нулевом напряжении на базе транзистора тиристор закрыт; при напряжении на базе, равном 5 В, он открывается. Сопротивление резистора R1 в этой и всех остальных схемах должно быть максимально возможным (так как при этом уменьшается протекающий через него ток), но таким, при котором тиристор надежно сработает.

Тиристор в схеме, изображенной на рис. 1.28, г, управляется транзисторным каскадом, включенным по схеме с ОЭ. При нулевом управляющем напряжении на базе VT1 транзистор закрыт, а тиристор открывается током, текущим через резистор R1. При увеличении управляющего напряжения (тока через переход база — эмиттер) транзистор VT1 приоткрывается и начинает шунтировать резистор R1. Напряжение на управляющем электроде тиристора снижается, и, как только оно станет меньше 0,6...0,7 В, тиристор уже не сможет открыться.

Сопротивление резистора R1 нужно подобрать при отключенном транзисторе VT1 так же, как и в схеме на рис. 1.28, в. Сопротивление резистора R2 тоже должно быть максимально возможным (но не более 10 кОм — в таком случае ток, протекающий через него, можно не учитывать), но таким, при котором ти-

ристор надежно закрывается при напряжении на базе транзистора VT1, равном напряжению питания.

В схеме на рис. 1.28, *г* нельзя использовать каскад с ОК на транзисторе структуры р-п-р. Падение напряжения на коллекторном переходе включенного по такой схеме транзистора превышает 0,6 В, и тиристор закрыться не может. Эмиттерный повторитель в схеме на рис. 1.28, *в* можно заменить каскадом с ОЭ на транзисторе структуры р-п-р, но такая замена вызовет увеличение управляющего транзистором тока.

Часто бывает необходима гальваническая развязка низковольтного устройства управления и высоковольтного источника питания нагрузки. Нужно это для того, чтобы случайно не убило током слишком любопытного человека, сунувшего пальцы в схему управления тиристором. Для этого используют два вида приборов: оптроны (передача информации с помощью светового луча) и разделительные трансформаторы (передача информации с помощью электромагнитных колебаний). Чаще всего используется последний способ — трансформатор, в отличие от оптрона, можно изготовить самостоятельно, правда, места на плате он занимает больше, а управлять им гораздо сложнее, чем оптроном.

Схема включения трансформатора приведена на рис. 1.28, *д*. В исходном состоянии на обмотке 2 (вторичная обмотка — к вторичным обмоткам трансформатора подключает нагрузку, а к первичным (их номер может быть больше, чем «1») подключает источник сигнала) напряжение равно нулю, управляющий электрод тиристора замкнут на катод, тиристор закрыт, и напряжение на нагрузке (относительно шины «+U») равно нулю. Когда нужно включить тиристор, на первичную обмотку трансформатора Т1 (обмотка 1) подают высокочастотные колебания (их частота должна быть в десятки раз больше, чем частота пульсаций выпрямленного напряжения на тиристоре, — иначе может возникнуть ситуация, когда тиристор начнет открываться не с началом возрастания напряжения на нем, а через некоторое время из-за этого напряжение на нагрузке может быть в несколько раз меньше, чем при замкнутом накоротко тиристоре. Кстати, этот эффект широко используется в тиристорных регуляторах напряжения. Их преимущество — высокий коэффициент полезного действия (КПД) — до 98%, недостаток — очень мощные пульсации напряжения (помехи в нагрузке). Колебания получают с помощью отдельного генератора, его частота должна быть около 1 кГц, а ток — более 100 мА. Колебания в первичной обмотке трансформируются во вторичную обмотку, и на ее выводах появляется некоторое переменное напряжение, частота которого равна частоте генератора, напряжение сигнала определяется из соотношения:

$$N_1/U_1 = N_2/U_2,$$

а ток — из соотношения:

$$I_1 \cdot N_1 = I_2 \cdot N_2,$$

где N_1 и N_2 — соответственно число витков первичной и вторичной обмоток; U_1 и U_2 ; I_1 и I_2 — соответственно напряжения и токи на концах первичной и вторичной обмоток.

Из этих формул можно сделать вывод, что при увеличении числа витков вторичной обмотки напряжение на ней увеличивается, а ток — уменьшается. Отношение U_1/U_2 называют **коэффициентом трансформации**.

Если коэффициент трансформации выбран таким образом, что положительная полуволна переменного напряжения на вторичной обмотке трансформатора превышает 0,6...1 В, то тиристор откроется. Так как работа генератора не прекращается, то тиристор будет поддерживаться в открытом состоянии постоянно (если он питается пульсирующим напряжением).

Обычно разделительные трансформаторы наматываются на ферритовых кольцах с внешним диаметром (т. е. максимальным, если сказать образно, то это диаметр бублика; есть еще и внутренний диаметр — диаметр «дырки» у бублика), равном 7...14 мм. Первичная обмотка содержит примерно 50 витков проволоки диаметром 0,1...0,2 мм (с изоляцией), вторичная — 25...50 витков тем же проводом. Перед началом намотки кольцо нужно «обмотать» узкой полоской изоляции (хотя бы обычной бумагой), а обмотки нужно расположить с разных концов кольца двумя «кучками». Расстояние между крайними выводами обеих обмоток должно превышать 1 мм — иначе их может «пробить» и гальваническая развязка исчезнет, будто ее и не было.

Так как тиристор управляется током, а не напряжением, то на его основе можно собрать устройство, срабатывающего при увеличении напряжения питания выше некоторого предела. Схема такого устройства изображена на рис. 1.28, е. Управляющий электрод тиристора соединен с анодом через резистор R1. Пока напряжение питания «+U» слишком мало, то ток, протекающий через этот резистор, оказывается слишком малым для открывания тиристора. При увеличении питания напряжение на аноде тиристора увеличивается (считается, что сопротивление нагрузки R_н гораздо меньше сопротивления резистора R1), а напряжение на управляющем электроде остается неизменным. Падение напряжения на резисторе R1 увеличивается и, так как его сопротивление неизменно, увеличивается протекающий через него ток. При некотором напряжении «+U» протекающий через резистор R1 ток превышает минимальный отпирающий тиристор ток, и тиристор включается. **Напряжение включения зависит только от сопротивления резистора R1** и может изменяться в широких пределах.

У этой схемы есть только один недостаток — при большом напряжении включения (более 30–50 В) на резисторе R1 рассеивается значительная мощность, и он очень сильно греется. Поэтому для работы с большим напряжением «придумали» специальные тиристоры, которые называли **динисторами (диодный тиристор)**

У динистора только два вывода (нет управляющего электрода), и по принципу действия он похож на «помесь» стабилитрона с тиристором (рис. 1.28, ж). Как известно, пока напряжение на стабилитроне меньше напряжения стабилизации, ток, протекающий через него, очень мал. При напряжении на стабилитроне, равном напряжению стабилизации протекающий через него ток резко увеличивается, он становится достаточным для открывания тиристора. Резистор R1 — токоограничивающий, и в большинстве случаев он не нужен. Напряжение включения тиристора в этой схеме зависит только от напряжения стабилизации стабилитрона.

Этот пример приведен только для объяснения принципа действия динистора, но, хотя схема, изображенная на рис. 1.28, ж, является вполне работоспособной, реальные динисторы устроены несколько иначе. Единственная причина этого — практически невозможно расположить стабилитрон с одним р-р-переходом параллельно двум тиристорным переходам на одном кристалле. А два кристалла внутри одного корпуса практически никогда не «засовываются». Исключение — оптроны.

В динисторах используется одна из особенностей всех тиристоров — при увеличении напряжения между анодом и катодом минимальный отпирающий ток (по управляющему электроду) уменьшается. При некоторой разности потенциалов между анодом и катодом этот ток уменьшается до нуля, и при дальнейшем увеличении напряжения он становится отрицательным, т. е. тиристор останется выключенным только в том случае, если через его управляющий электрод течет отрицательный запирающий ток. Если же управляющий электрод находится в «обрыве» (т. е. ни к чему не подключен), то в таком случае единственно возможное состояние тиристора — открытое, так как режим с отрицательным сопротивлением равносителен протеканию через управляющий электрод отпирающего тока.

В отличие от стабилитрона, напряжение на динисторе не ограничивается, а снижается практически до нуля. Если ток через динистор ограничивается на безопасном для него уровне, то такой режим не приводит к выходу прибора из строя. В противном случае наступает тепловой пробой, опасный для всех полупроводников, и не только для них.

Так же как и у стабилитронов, один из основных параметров динисторов — напряжение пробоя. У отечественных динисторов серии КН102 оно, в зависимости от буквы окончания, находится в пределах 20...150 В. Так же как и стабилитроны, для получения большего напряжения пробоя динисторы можно соединять последовательно, при этом напряжение пробоя цепочки динисторов равно сумме напряжений пробоя всех динисторов. Но так можно соединять только однотипные динисторы, с одинаковыми напряжениями пробоя, так как иначе вначале может открыться один динистор, падение напряжения на нем уменьшается до нуля, а на всех остальных динисторах резко увеличится; это приведет к лавинообразному открыванию остальных динисторов при напряжении меньше суммарного напряжения пробоя всех динисторов в цепи.

При подаче обратного напряжения на динистор он ведет себя как высоковольтный обратносмещенный диод.

Существует также еще один вид тиристоров — **симметричный тиристор, или симистор** («обычные» тиристоры, которые рассматривались ранее, называются триодными тиристорами или, сокращенно, тринисторами. Но, так как тринистор «появился на свет» гораздо раньше всех остальных тиристоров, его часто по старинке зовут просто тиристором. Какой-либо ошибки в этом нет). В отличие от всех остальных управляемых полупроводниковых приборов (кроме полевых транзисторов), симистору безразлична полярность напряжений на его электродах (аноде и катоде): он способен работать как в прямом, так и в обратном включении, т. е. пропускать через себя переменный ток.

Для открывания симистора его вывод управляющего электрода нужно соединить с анодом (рис. 1.28, *и*). При этом через нагрузку будут протекать обе полуволны переменного тока. При размыкании кнопки SB (через ее контакты также протекает переменный ток) симистор будет находиться во включенном состоянии до ближайшего перехода сетевого напряжения через нуль, после чего разомкнется.

Управлять симисторами, работающими на переменном токе, гораздо сложнее, чем тринисторами, — для этого нужно коммутировать переменное напряжение (на постоянном токе симистор ничем не отличается от тринистора в управлении). Поэтому управляют им чаще всего через разделительный трансформатор (рис. 1.28, *к, д*), подавая на его первичную обмотку высокочастотное напряжение.

Некоторыми симисторами можно управлять, подавая на их управляющий электрод отрицательное относительно катода напряжение амплитудой более 0,6...1 В (рис. 1.28, *л*), при этом они также будут коммутировать обе полуволны сетевого напряжения. Таких симисторов существует очень мало (скорее исключение, чем правило), и внешне они ничем не отличаются от остальных. Из отечественных приборов к таким относится 10-амперный симистор ТС106-10 в пластмассовом корпусе.

Переменный ток можно коммутировать и с помощью обычного транзистора, включив его нагрузку в диагональ диодного моста (рис. 1.28, *м*). Его принцип действия можно пояснить с помощью рис. 1.28, *н*, где вместо тиристора используется кнопка. При разомкнутых контактах кнопки ток в нагрузку не идет, так как при любой полярности сетевого напряжения один из диодов в верхнем и нижнем рядах оказывается закрытым обратным напряжением. При замкнутых контактах кнопки верхние и нижние диоды оказываются соединенными встречно-параллельно, падение напряжения на каждой группе диодов не превышает 0,6...1 В, а на всем мосте — 1,2...2 В. Через нагрузку протекает переменный ток.

Как видно из рис. 1.28, *н*, на верхнем контакте кнопки напряжение положительно относительно нижнего контакта **при любой полярности сетевого напряжения**. Поэтому диодовый мост в таком включении очень часто используют там, где нужно коммутировать переменное напряжение прибором, работающим только на постоянном токе (биполярные и полевые транзисторы, тринисторы, динисторы). Его единственный недостаток — большое падение напряжения, поэтому такую схему используют только там, где напряжение питания превышает 20...30 В. Максимально допустимый протекающий через каждый диод ток должен превышать максимальный ток нагрузки, а максимальное обратное напряжение диодов и замыкающего их прибора должно превышать

$$U_{\text{max}} \geq U_{\text{пит}} \cdot 1,4,$$

где $U_{\text{пит}}$ — переменное входное напряжение;

1,4 — поправочный коэффициент, необходимый для перехода от действующего к амплитудному значению переменного тока синусоидальной формы.

Основное преимущество использования тиристоров для коммутации мощной нагрузки — **очень небольшое время включения** (из-за сильной внутренней

положительной обратной связи), поэтому разогрева корпуса тиристоров из-за «плавного» включения, как это бывает у транзисторов, можно не бояться. Но из-за этой самой положительной обратной связи **время выключения** тиристоров оказывается довольно значительным, поэтому максимальная рабочая частота для большинства тиристоров не превышает десятков килогерц. Это нужно учитывать.

Падение напряжения на переходах тиристора, так же как и у биполярных транзисторов, включенных по схеме с ОК, не превышает 0,6...1,5 В, у симисторов оно несколько выше. Падение напряжения зависит только от протекающего через тиристор тока. Уменьшать его, увеличивая ток управляющего электрода, нельзя.

Для поддержания тиристора в открытом состоянии нужно, чтобы через него тек некоторый минимальный прямой ток $I_{oc, min}$, в противном случае тиристор закроется (при отсутствии протекающего через управляющий электрод открывающего тока). Эта величина не нормируется, поэтому в справочниках вы ее не найдете. Минимальный прямой ток в открытом состоянии в среднем в 500...1000 раз меньше минимального допустимого тока.

При определении цоколевки тиристоров последние очень похожи на полевые транзисторы с изолированным затвором и встроенным каналом. Сопротивление между катодом и управляющим электродом очень мало («канал»), а сопротивление между «каналом» и анодом довольно велико. Но, в отличие от полевых транзисторов, сопротивление «канала» у тиристоров не зависит от напряжения на аноде.

Отличить катод от управляющего электрода очень сложно и возможно только на макете. Для этого тиристор включается по схеме на рис. 1.28, а (напряжение питания « $+U_{пит}$ » не должно превышать 12 В), к нагрузке подключают любой вывод — или катода, или управляющего электрода, — а оставшийся электрод кратковременно соединяют с анодом тиристора. Если тиристор замкнется и напряжение на нагрузке (лампочке) появится, вольтметром измеряют падение напряжения на тиристоре. После этого меняют выводы «канала» местами и повторяют все вышеописанные манипуляции. Когда к нагрузке подключен катод, падение напряжения на переходах тиристора несколько больше; когда же с ней соединен управляющий электрод, тиристор может вообще не включаться. Определять цоколевку симисторов удобно, подавая на них переменное напряжение питания. Кстати, таким образом легко отличить симистор от тринистора. По сопротивлению «канала» можно приблизительно определить мощность (максимально допустимый ток) тиристора.

Светоизлучающие и фотоприемные приборы. Оптроны

Большинство информации об окружающем мире здоровый человек, и радиолюбители в том числе, воспринимает с помощью органа зрения. Причем глаза — приоритетный орган чувств: в первую очередь мозг анализирует информацию от глаз и только потом от всех остальных органов чувств. Поэтому светоизлучающие устройства, на свет от которых реагируют только глаза, получили наиболее широкое распространение в индикаторах состояния аппаратуры. Кро-

ме того, они являются и самыми простыми индикаторами как по устройству, так и по применению.

В современной аппаратуре в основном используется только два вида светозлучающих приборов — **лампы накаливания** (их иногда называют просто лампочками — не совсем правильно, но серьезной ошибки здесь нет) и **светодиоды**. Кроме них, существуют еще разнообразные газонаполненные и люминесцентные лампы, жидкокристаллические панели и многое другое. Но они находят весьма ограниченное применение из-за дороговизны и (или) сложности управления ими.

Как устроена лампа накаливания, наверное, знает каждый из вас. В герметичный стеклянный баллон заключена спираль из тонкой проволоки тугоплавкого металла, которая обладает некоторым сопротивлением. При подаче некоторого напряжения к концам этой спирали она начинает разогреваться. Как известно из физики, всякое нагретое тело, температура которого выше абсолютного нуля (т. е. выше 273°C), испускает световые волны. При температуре спирали ниже 700°C она излучает преимущественно в инфракрасной области. Это излучение человеческий глаз «не видит», поэтому нам кажется, что лампочка не светится (т. е. не излучает свет — это по-научному), хотя и потребляет от источника питания некоторый ток. При увеличении напряжения на выводах лампочки ее свечение сдвигается в красную (уже видимую) область диапазона электромагнитных волн (свет — это одновременно и частица (фотон), и волна; подробнее двойственная природа света изучается в высших учебных заведениях), а при дальнейшем увеличении напряжения растягивается вплоть до фиолетовой области, «захватывая» при этом и ультрафиолетовый (невидимый) диапазон. Смесь всех цветов дает белый свет, поэтому при увеличении напряжения на лампочке ее цвет свечения из красного через желтый «превращается» в белый, и чем больше протекающий через спираль лампочки ток, тем «белее» она светится. Но увеличивать ток до бесконечности нельзя — спираль может разогреться вплоть до температуры плавления и расплавиться, — лампочка перегорит.

Так как все лампочки светят не только в видимом диапазоне, но и «захватывают» невидимую инфракрасную и ультрафиолетовую области, их коэффициент полезного действия невелик и не превышает 7...10%. Ультрафиолетовое излучение у ламп накаливания довольно слабое, и оно практически никак себя не проявляет. Инфракрасное излучение гораздо сильнее, именно из-за него лампочки и греются. Вообще любое тепло, исходящее от нагретого предмета — от печи, радиатора, лампочки, — это не что иное, как инфракрасное излучение; в отличие от нагретого воздуха, это излучение распространяется во все стороны, а не только вверх. Чем чернее поверхность нагретого тела, тем активнее оно излучает тепло; белые или зеркальные поверхности тел тепло практически не излучают. Поэтому радиаторы — теплоотводы — обычно красят в темные цвета, а чайники и кастрюли, задачей которых является сохранение тепла, — в светлые тона. Поэтому «серебрить» радиаторы ни в коем случае нельзя — в таком случае теплоотдача его резко снизится и от этого пострадает как ваше устройство, так, возможно, и вы лично.

Светодиод, в отличие от лампочки, полупроводниковый прибор. Любой р-п-переход, находящийся в прямом смещении, излучает свет. Только обычные полупроводники излучают свет в длинноволновом (инфракрасном) диапазоне, поэтому такое «свечение» вызывает только нагрев кристалла. Диапазон излучаемых полупроводником волн очень узок, он зависит только от толщины р-п-перехода.

Светодиоды «устроены» так, что они светят преимущественно в видимой области, хотя существуют и «инфракрасные светодиоды». Так как толщина их р-п-перехода невелика, то цвет свечения у них не зависит от протекающего тока, температуры и давления. Наиболее распространены красные световоды, желтые и зеленые светодиоды применяются несколько реже, а синие и белые далеко не всем по карману из-за своей дороговизны. Кроме того, существуют обычные, яркие и лазерные светодиоды. Обычные светодиоды не обладают направленностью свечения, и угол обзора у них достигает 120° . В яркие светодиоды встроена линза, поэтому угол обзора у них не превышает $30\text{--}45^\circ$, т. е. они светят «пятном», и яркость свечения в центре пятна довольно значительна — в десятки раз больше, чем у обычных светодиодов при той же потребляемой мощности. Лазерные светодиоды — это уже не светодиоды, а миниатюрные полупроводниковые лазеры, самый дешевый такой светодиод стоит около десятка долларов (в 100 раз дороже обычных и ярких светодиодов). Лазерный светодиод испускает свет в виде очень тонкого пучка — угол рассеивания (угол обзора) не превышает $1\text{--}2^\circ$. Из-за своей дороговизны лазерные светодиоды используются очень редко. В отличие от остальных видов светодиодов, лазерные бывают только красного и очень редко желтого цветов.

Так как светодиоды светят (именно светят, а не горят — как лампочки) в узком диапазоне волн и испускание ими невидимых волн в нормальном режиме при исправном кристалле полностью исключено, то их теоретический КПД близок к 100%. Но на самом деле не все то излучение, в которое «трансформировался» ток источника питания, «выходит» наружу (часть его отражается пластмассовым корпусом светодиода, а часть поглощается кристаллом), поэтому реальный КПД светодиодов — около 70% (в 10 раз больше, чем у лампочки). Именно по причине столь высокого КПД, а также из-за дешевизны, однородности цвета свечения, высокой надежности (они не горят, а светятся, следовательно, они не греются. То есть перегорания — единственной неисправности, которая бывает у светоизлучающих приборов, — можно не бояться; но это только в том случае, если не нарушаются допустимые нормативы), малогабаритности и «разноцветности» светодиоды на сегодняшний день практически полностью вытеснили лампочки из разнообразных индикаторов. Лампочки «вышли» только там, где нужно получить очень большой уровень освещенности. Такие лампочки называют осветительными.

Так как светодиоды обладают р-п-переходом, то они светятся только при определенной полярности приложенного к их переходам напряжения. Светодиоды светятся только тогда, когда они прямо смещены; при обратном смещении ток через р-п-переход не течет и света нет. В схемах светодиоды обычно включаются через токоограничивающий резистор (рис. 1.29), один из выводов светодиода чаще всего соединяют с общим проводом, но иногда его соединяют и с «плюсо-

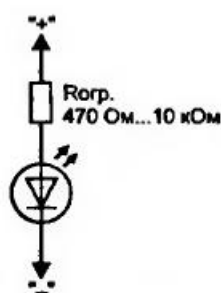


Рис. 1.29. Схема включения светодиода

вой» шиной питания. Падение напряжения на светящемся светодиоде равно 1,7...2,5 В (его можно использовать в качестве низковольтного стабилитрона); резистор R1 должен иметь такое сопротивление, чтобы через светодиод тек ток, равный 10...15 мА для красных и синих светодиодов с диаметром корпуса 5 мм, или 15...25 мА для белых, желтых и зеленых светодиодов с таким же диаметром. Для светодиодов с диаметром корпуса 10 мм эти цифры нужно удвоить.

При подаче обратного напряжения светодиод не светится. Если амплитуда обратного напряжения превышает несколько десятков вольт, то может произойти пробой р-п-перехода, из-за чего светодиод выходит из строя (резко снижается яркость свечения при номинальном токе, или светодиод не светится совсем). Поэтому при питании светодиода от источника переменного тока большой амплитуды нужно позаботиться о защите перехода светодиода. Основные схемы защиты приведены на рис. 1.30, резистор R1 на всех рисунках — токоограничивающий, его сопротивление соответствует напряжению 220 В; сопротивление на рис. 1.30, б, в желательно уменьшить до 47 кОм, но при этом увеличится рассеиваемая на нем мощность (до 1 Вт).

В схеме на рис. 1.30, а светодиод включен последовательно с высоковольтным диодом, максимальное обратное напряжение которого должно превышать

$$U_{\text{обр.}} \geq U_{\text{пнт.}} \cdot 1,4,$$

где $U_{\text{пнт}}$ — переменное сетевое напряжение.

Преимущество такой схемы включения — ток через резистор R1 течет только при положительной полуволне сетевого напряжения, а при отрицательной полуволне он равен нулю. Недостаток этой схемы — нужен высоковольтный диод VD.

В схеме на рис. 1.30, б диод подключен параллельно и ограничивает обратное напряжение на светодиоде на безопасном для него уровне — 0,6 В. Обратное напряжение на диоде равно прямому напряжению на светодиоде и не превышает 3 В. Поэтому диод в этой схеме можно использовать любой, а не только высоковольтный. Диод можно заменить другим светодиодом (рис. 1.30, в), такое включение называется «встречно-параллельное соединение» светодиодов.

Ток через резистор R1 в этих схемах течет в оба полупериода сетевого напряжения, и в схеме на рис. 1.30, б он «замыкается» несветящимся диодом. Поэтому КПД схемы на рис. 1.30, в в 2 раза больше, чем у схемы на рис. 1.30, б. В схеме на рис. 1.30, в можно использовать (для красоты) светодиоды разных цветов свечения или сдвоенный разноцветный светодиод, у которого два светодиода (обычно красный + зеленый) соединены по схеме на рис. 1.30, в уже внутри корпуса. В таком случае при малейшей несимметричности обоих полупериодов сетевого напряжения суммарный (смешанный) цвет свечения обоих светодиодов изменится. Такие светодиоды обычно включают так, чтобы при положительной полуволне светился красный светодиод.

Кроме обычных, существуют также мигающие светодиоды. От обычных они, как это ясно из названия, отличаются тем, что при подаче прямого напряжения не постоянно светятся, а моргают. Внутри корпуса такого светодиода можно увидеть два кристалла: собственно светодиод и микросхему, управляющую им. Мигающие светодиоды, как правило, яркого свечения, основные цвета — красный и зеленый; некоторые светодиоды двухцветны и чередуют свою окраску с красной на зеленую и обратно. Частота «моргания» таких светодиодов около 2 Гц (два «моргания» в секунду).

Внешне мигающие от немигающих светодиодов отличить может только специалист — по количеству кристаллов и их расположению внутри корпуса (а гениальный специалист может также предсказать цвет свечения светодиода). Если вы к таковым не относитесь, то все это можно узнать, подключив светодиод к источнику питания (см. рис. 1.29). В большинстве мигающих светодиодов токоограничивающий резистор R1 установлен внутри корпуса (кроме него, там есть еще и защитный диод, как на рис. 1.30, б), поэтому напряжение питания светодиода может быть в пределах 3...9 В. Но в некоторых светодиодах резистора нет, и они работают так же, как и обычные: начинают мигать при напряжении питания более 1,7 В и перегорают — когда оно выше 3 В. В некоторых светодиодах нет защитного диода, и при обратном включении они ведут себя как стабилитроны с напряжением стабилизации 5...10 В.

Перейдем к обычным, немигающим светодиодам. Так как они не горят, а светятся и температура кристалла не повышается более чем на 10°C, то их инерционность оказывается очень небольшой (можно не учитывать время разогрева спирали (у лампочки) от комнатной температуры до нескольких тысяч градусов) и, следовательно, быстродействие огромно. Оно ограничивается лишь емкостью перехода (около сотни пикофард) и выходным сопротивлением источника, управляющего светодиодом. Максимальная рабочая частота для обычных световодов — несколько мегагерц, для специальных высокочастотных светодиодов она еще в сотни раз больше. Благодаря этой особенности с помощью светодиодов (ярких и лазерных) можно без проводов передавать информацию на некоторое, не очень большое расстояние, в том числе можно передавать и звук, ведь максимальная частота, которую слышит человек (0,02 МГц), в сотни раз меньше максимальной для большинства, даже самых дешевых, светодиодов.

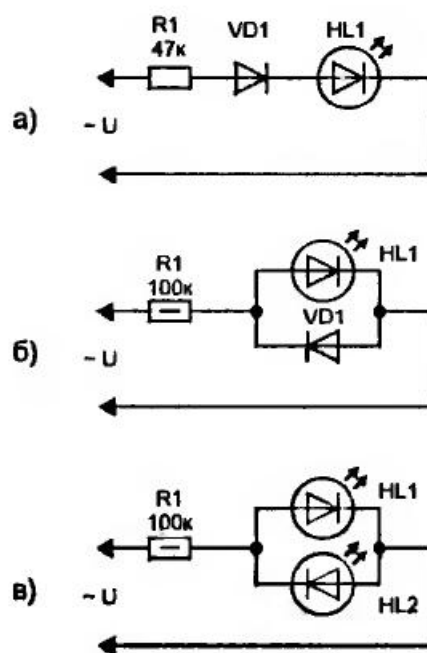


Рис. 1.30. Схемы включения светодиода в высоковольтную (220 В) цепь переменного тока:

- а — с высоковольтным диодом;
- б — с низковольтным диодом;
- в — встречно-параллельное соединение двух светодиодов

Но **мало передать** информацию, ее еще нужно **принять**. Слушать телевизор с помощью глаз и без сурдоперевода получается у немногих, поэтому, чтобы услышать передаваемую светодиодом информацию, нужен специальный **фотоприемник**, который преобразует свет обратно в электричество; а в усилении электрического сигнала и преобразовании его в звук особых трудностей нет.

В отличие от излучателей света, названия излучателей начинается с приставки «свето», например светодиод, а приемников — с приставки «фото». Фотоприемников существует великое множество: фотоприемником может быть открытый для света кристалл любого полупроводникового прибора (при этом действие света на прибор ничем не отличается от управляющих электрических сигналов — фототранзисторы открываются, фототиристоры включаются...). Кроме того, существуют такие фоторезисторы (под воздействием света их сопротивление может уменьшиться в миллионы раз; их единственный недостаток — высокая инерционность (максимальная частота — сотни... тысячи герц), преимущество — самая большая чувствительность среди всех фотоприемников), а также фоточувствительные электронные лампы.

Наибольшим быстродействием среди всех фотоприемников обладают фотодиоды (до десятка мегагерц у обычных фотодиодов и в десятки... сотни раз больше у специальных фотодиодов), их недостаток — низкий КПД (коэффициент усиления), не превышающий единиц... десятков процентов (чем «шустрее» фотодиод, тем ниже его КПД).

Фототранзисторы можно представить как фотодиод со встроенным эмиттерным повторителем, их чувствительность в несколько раз выше, чем у фотодиодов, но, к сожалению, быстродействие снижается и не превышает сотен килогерц ($1000 \text{ кГц} = 1 \text{ МГц}$). Если у фототранзистора использовать только базовый переход, то транзистор «превращается» в диод и его быстродействие увеличивается при уменьшении КПД.

В качестве фотодатчиков (т. е. датчиков освещенности, так же как термометр — термодатчик) используются только фоторезисторы, фототранзисторы и фотодиоды, так как у этих приборов напряжение на выходе **линейно** зависит от уровня освещенности. Основные схемы включения таких приборов нарисованы на рис. 1.31.

Фоторезисторы практически всегда включают по схеме, изображенной на рис. 1.31, а. Основное отличие фоторезисторов от всех полупроводниковых фотодатчиков — от воздействия света разность потенциалов на его выводах не изменяется (при отсутствии источника смещения, т. е. резистора R_1 на рис. 1.31, а), изменяется (уменьшается) только его сопротивление.

Так как сопротивление фоторезистора в зависимости от уровня освещенности может изменяться от сотен мегом до единиц килоом, то сопротивление резистора R_1 в каждом конкретном случае нужно подбирать индивидуально так, чтобы при «среднем» уровне освещенности напряжения на выходе фотодатчика было примерно равно половине напряжения питания. Обычно его сопротивление находится в пределах $100 \text{ кОм} \dots 1 \text{ МОм}$.

Фоторезистор — идеальный фотодатчик в тех случаях, когда от него не требуется высокое быстродействие. Среди всех фотодатчиков уровень шумов у фо-

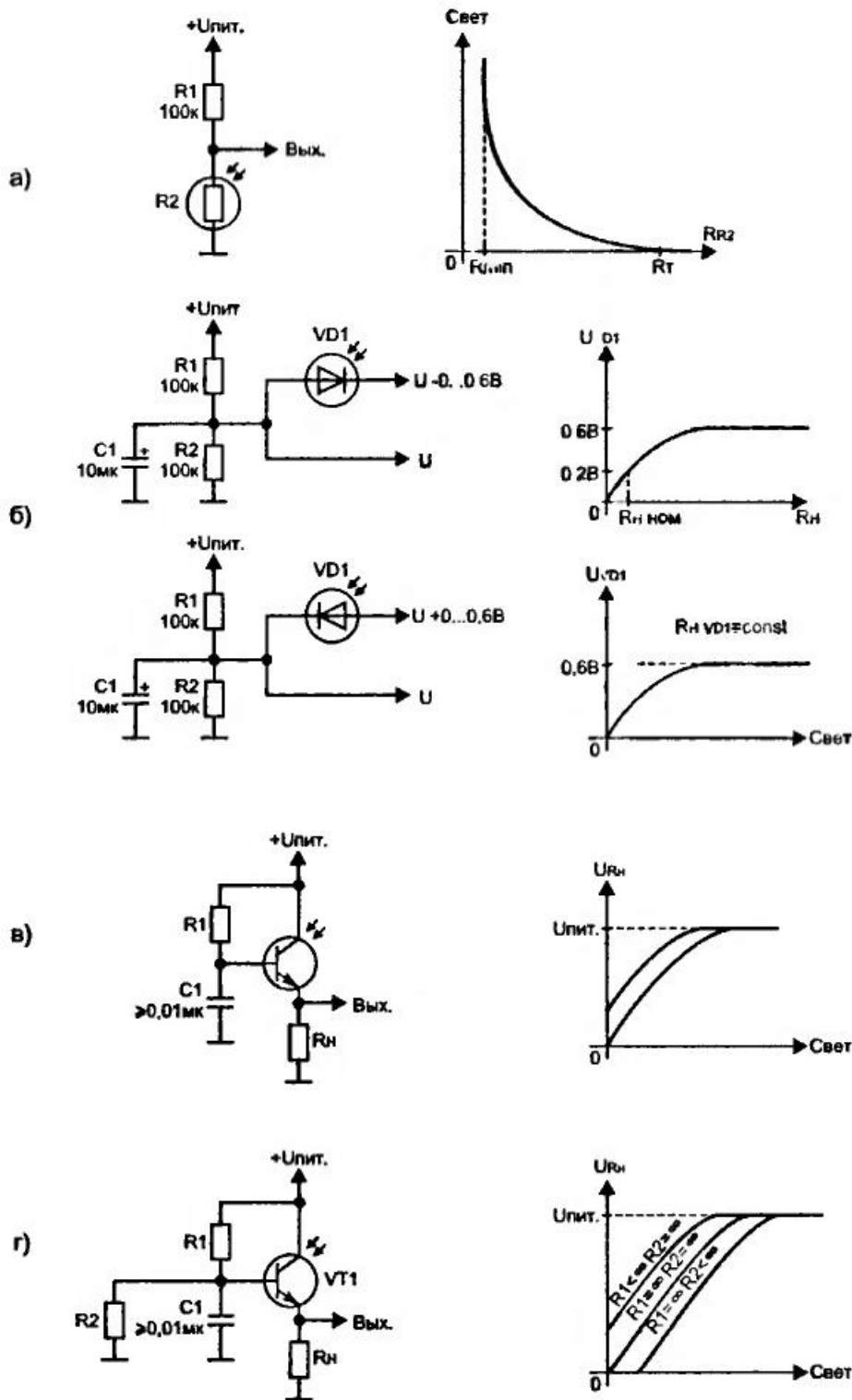


Рис. 1.31. Схемы включения фотоприемников и их характеристики:
 а — фоторезистора; б — фотодиода; в, г — фототранзистора («∞» — знак бесконечности; R_T — темновое сопротивление)

торезисторов наименьший, поэтому его часто используют в качестве регулятора громкости, изменяя его сопротивление с помощью малогабаритной лампочки (под термином «быстродействие» подразумевается скорость изменения параметра, т. е. сопротивления, а не максимальная частота, которую можно через него «пропускать». Поэтому при максимальной частоте переключения 100 Гц он мо-

жет «пропускать» через себя сигналы с частотой в тысячи раз большей). Также фоторезистору абсолютно безразлична полярность приложенного к его выводам напряжения; он, наверное, единственный фотодатчик, который может управлять переменным током. Вообще, по всем параметрам он очень похож на обычный резистор, нужно только ограничивать напряжение (не более десятков... сотен вольт — для каждого типа фоторезистора оно разное, — иначе может произойти электрический пробой) и ток, а точнее, мощность, так как при нагреве его сопротивление изменяется; максимально допустимая рассеиваемая мощность для большинства фоторезисторов не превышает 0,125...0,5 Вт.

Для работы с более высокочастотными сигналами управления используются фотодиоды и фоторезисторы. Так как у фотодиодов низкая чувствительность, ничтожный выходной ток и очень небольшая разность потенциалов на их выводах, то для того, чтобы все это ненароком вообще не уменьшить до нуля, фотодиоды включают как «батарейки» (рис. 1.31, б), и нагрузкой фотодиоду обычно служит входное сопротивление предварительного усилителя (его чаще всего собирают на основе полевых транзисторов или операционных усилителей, и $R_{вх}$ составляет 1...10 МОм и более), к которому подключают «свободный» вывод фотодиода. Чем больше входное сопротивление предварительного усилителя, тем больше разность потенциалов на выводах фотодиода, но при этом уменьшается его быстродействие, так как р-п-переход фотодиода обладает некоторой емкостью (единицы... десятки пикофарад), скорость заряда/разряда которой обратно пропорционально зависит от входного сопротивления (нагрузки фотодиода). Поэтому, если нужно высокое быстродействие (частоты до десятков... сотен мегагерц), сопротивление нагрузки фотодиода уменьшают до 10...100 кОм, при этом амплитуда сигнала уменьшается практически до нуля. Но ничто не дается даром.

Амплитуда сигнала на выводах фотодиода (при бесконечном сопротивлении нагрузки) не превышает 0,6...0,7 В — напряжение прямого смещения. Превысить эту величину оно никак не может — при таком напряжении открывается р-п-переход фотодиода, и избыток напряжения уничтожается внутри кристалла диода, вызывая его нагрев. Так как чувствительность фотодиода очень мала и ток фотоэффекта у лучших экземпляров не превышает единиц миллиампер, то кристалл в таком режиме нагревается всего на десятые... сотые доли градуса. То есть нагрев фотодиода под действием света и соответственно изменение его параметров из-за нагрева можно не учитывать.

Так же как и светодиоды, все полупроводниковые фотодатчики чувствительны не ко всему спектру падающего на них света, а только к его очень узкой части. Большинство фотодатчиков чувствительны к инфракрасной, красной или, очень редко, желтой части диапазона. Фиолетовых и ультрафиолетовых фотодиодов к моменту написания книги не существовало. Поэтому при работе с фотодатчиками нужно согласовать длину волны света передатчика и приемника. Бессмысленно управлять инфракрасным фотодиодом с помощью желтого светодиода — он попросту ничего не «увидит».

То же самое относится и к фоторезисторам. Но у них из-за отсутствия р-п-переходов область наибольшей чувствительности гораздо шире, чем у фотополупроводников, и для большинства используемых радиолюбителями фоторе-

зисторов она соответствует видимому свету — области наибольшей чувствительности человеческого глаза. Поэтому здесь особых проблем с согласованием нет. Лучше всего управлять фоторезистором с помощью лампочки.

Фототранзисторы, так же как и обычные транзисторы, можно включать по схеме или с общим коллектором, или с общим эмиттером (подразумеваются биполярные фототранзисторы). Какой-либо принципиальной разницы между этими двумя схемами включения нет — падение напряжения в обеих схемах на переходах освещенного транзистора близко к нулю, а неосвещенного — к напряжению питания. Но чувствительность и инерционность у схемы с общим коллектором больше, чем у схемы с общим эмиттером.

Большинство ныне существующих фототранзисторов по неизвестным мне причинам имеют структуру п-р-п, поэтому в дальнейшем рассматриваться будут только они.

Схема включения фототранзистора по схеме с ОК дана на рис. 1.31, а, а по схеме с ОЭ — на рис. 1.31, б. Большинство современных фототранзисторов обладают значительным коэффициентом усиления h_{21} , поэтому нагрузку, потребляющую ток до нескольких десятков миллиампер, можно подключать непосредственно к выводам фототранзистора, без дополнительных усилителей тока. Но в большинстве случаев, при слабом световом сигнале или мощной нагрузке, усилители (схема с ОК) нужны.

У большинства фототранзисторов есть вывод базы. Подавая на него открывающее положительное напряжение, можно приоткрыть транзистор, а соединив через резистор эмиттер и базу — немножко закрыть его (при неизменном начальном уровне освещения). Но в обоих этих режимах световой коэффициент усиления снижается, поэтому злоупотреблять ими нельзя. Лучше всего базу ни с чем не соединять («оторвать»). При уменьшении сопротивления резистора между базой и эмиттером увеличивается быстродействие (уменьшается инерционность) фототранзистора. При нулевом сопротивлении этого резистора фототранзистор «превращается» в фотодиод.

При работе с фотодатчиками необходимо также учитывать **засветку** — действия на фотодатчик лучей солнца или осветительных ламп. Борьба с этим можно двумя путями — «обходным» и «в лоб». Обходной путь заключается в том, что частота полезного сигнала, как правило, выше частоты освещения (для солнца она близка к 0 Гц, для осветительных ламп — 50...60 Гц), поэтому эти две частоты можно разделить с помощью дифференцирующей цепочки на основе конденсатора (при увеличении частоты сигнала емкостное сопротивление конденсатора уменьшается и сигнал с более высокой частотой имеет большую амплитуду).

Но этот способ непригоден в тех случаях, когда частота полезного сигнала также близка к нулю. В таких случаях нужно действовать «в лоб», т. е. защищать фотоприемник от воздействия засветки — нет засветки, нет и проблемы.

Все светодиоды (исправные) излучают свет в очень узком диапазоне частот, т. е. практически неизменного цвета. Существуют также окрашенные пластинки — **светофильтры**, которые пропускают свет только одного цвета (того, в который они окрашены), а все остальные цвета они задерживают. Если мы прикрепим светофильтр к фотоприемнику, то мы значительно уменьшим засветку,

так как в солнечном спектре все цвета равномерно смешаны (смесь всех цветов дает белый свет), а большинство фотоприемников довольно широкополосны и реагируют одновременно на несколько цветов. Светофильтр же из этой смеси выделяет один-единственный цвет.

Логично предположить, что цвет светофильтра должен соответствовать цвету свечения светоизлучателя (или наоборот), так как только при согласованности их цветов луч светоизлучателя не будет ослабляться светофильтром и сможет беспрепятственно пройти к фотоприемнику.

Но и этот способ не лишен недостатков, полностью устранить засветку с помощью светофильтра невозможно. Избавиться от засветки можно, только если заключить и светоизлучатель, и фотоприемник в непрозрачный для внешнего света корпус. И эта проблема сразу «отпадает». Получившийся в результате таких манипуляций «тандем» из излучателя и приемника света по-научному называется **оптрон**.

Оптрон (или оптопара) чаще всего используется для гальванической развязки двух и более напряжений. Например, как это было при объяснении принципа действия тиристоров, нагрузка подключена к высоковольтной сети переменного тока, а управляет тиристором низковольтная довольно сложная схема. Для того чтобы можно было непосредственно, с помощью электрического тока, управлять тиристором, источник управляющего сигнала и тиристор нужно соединить **двумя** проводами: один — общий и второй — управляющий, по нему передается сигнал относительно общего провода. Так вот. Если один из проводов будет общим и для высоковольтной, и для низковольтной частей схемы, то на общем проводе низковольтной части схемы (а также ее напряжение значительно меньше напряжения питания высоковольтной части, — то и на всех остальных проводах низковольтной части) **будет присутствовать высокое, опасное для жизни напряжение относительно другого, не общего, провода**. Если общий провод — «фаза», то при касании к **любому проводнику** низковольтной управляющей схемы вас дернет так, что вы увидите одновременно и чертиков, и звездочки, и явление НЛО народу. Связано это с тем, что наши электрики для уменьшения количества проводов фазовый вывод от генератора тока (электростанции) соединяют с проводами на вышках, а второй, нулевой, провод от генератора попросту закапывают в землю. Земля — отличный проводник, ее сопротивление даже меньше, чем сопротивление проводов на столбах. А так как ваш дом не изолирован от земли, то на вашем теле присутствует «земляной» потенциал, т. е. тот, который «сидит» на втором, не фазовом выводе розетки. И если вы коснетесь фазового провода, то при плохой изоляции ног от пола может произойти то же самое, что бывает при касании пальцами обоих выводов розетки.

Чтобы полностью исключить возможность таких «фокусов», в подобных устройствах применяют **гальваническую развязку** низковольтной и высоковольтной частей с. емы. В устройствах, обеспечивающих гальваническую развязку, передача электрического сигнала от управляющей схемы к ее высоковольтной нагрузке осуществляется с помощью другой, **не электрической** силы — с помощью света у оптронов, электромагнитного поля у трансформато-

ров, давления у реле, кнопок и переключателей. Так как связующее звено имеет не электрическую природу, то и возможность поражения электрическим током сведена к нулю. Низковольтную и высоковольтную части при этом соединять проводами не надо — они соединены не электрической силой.

В качестве светонизлучателя в оптронах обычно используется инфракрасный светодиод и очень редко (в резисторных оптронах) — миниатюрная лампочка накаливания. В качестве фотоприемника в оптронах может использоваться любой полупроводниковый прибор, а также фотрезистор. Называются оптроны именно по названию фотоприемника, например, оптрон на основе фототранзистора называется или оптооттранзистором, или транзисторным оптроном, или транзисторной оптопарой. Все эти три названия — правильные, они являются синонимами.

Для управления высоковольтной нагрузкой обычно используют оптоотиристоры (точнее, оптодинисторы). Наиболее распространенная схема согласования двух приборов изображена на рис. 1.32, а.

Напряжение пробоя динистора должно быть выше максимального напряжения на тиристоре «+U», поэтому в исходном состоянии, пока не светится светодиод оптопары, динистор и тиристор закрыты и ток через нагрузку не течет. При подаче напряжения (вернее, мощности) на светодиод, последний начинает светиться и напряжение пробоя динистора плавно (в зависимости от яркости свечения светодиода) уменьшается до нескольких вольт (с нескольких сотен вольт). Тиристор открывается, и через нагрузку начинает течь ток.

Изменяя текущий через светодиод ток, можно в небольших пределах (от 50 до 100%) изменять ток в нагрузке. Как уже отмечалось выше, при засветке фотодинистора его напряжение пробоя уменьшается **плавно**, поэтому, изменяя яркость свечения светодиода, можно добиться, чтобы его напряжение пробоя равнялось нескольким десяткам... сотням вольт, и при этом тиристор будет открываться не сразу с началом нарастания напряжения питания, а через некоторое время, пока напряжение между анодом и управляющим электродом тиристора не превысит напряжение пробоя фотодинистора, после чего тиристор мгновенно (почти) включится (рис. 1.32, б). При этом на нагрузке будут «укороченные» импульсы и мощность нагрузки от этого несколько уменьшится. Как видно из рис. 1.32, б, уменьшить мощность нагрузки более чем на 50% нельзя — в таком случае тиристор должен включаться в то время, когда напряжение на его аноде начинает уменьшаться.

Для управления симистором, который коммутирует переменный ток, можно включить по встречно-параллельной схеме два оптодинистора (рис. 1.32, в) или один оптодинистор в диагональ моста (рис. 1.32, г). Так как оптроны гораздо дороже всех остальных приборов, чаще всего используется, несмотря на большую сложность, последняя схема.

В схеме на рис. 1.32, в каждый динистор коммутирует «свою» полуволну, в то время как другой динистор «отдыхает» (при подаче обратного напряжения динистор превращается в диэлектрик (непроводник) с высоким напряжением пробоя, которое от засветки не зависит). Светодиоды обоих оптронов обычно соединяют последовательно (как на рис. 1.32, в), в таком случае при выходе из

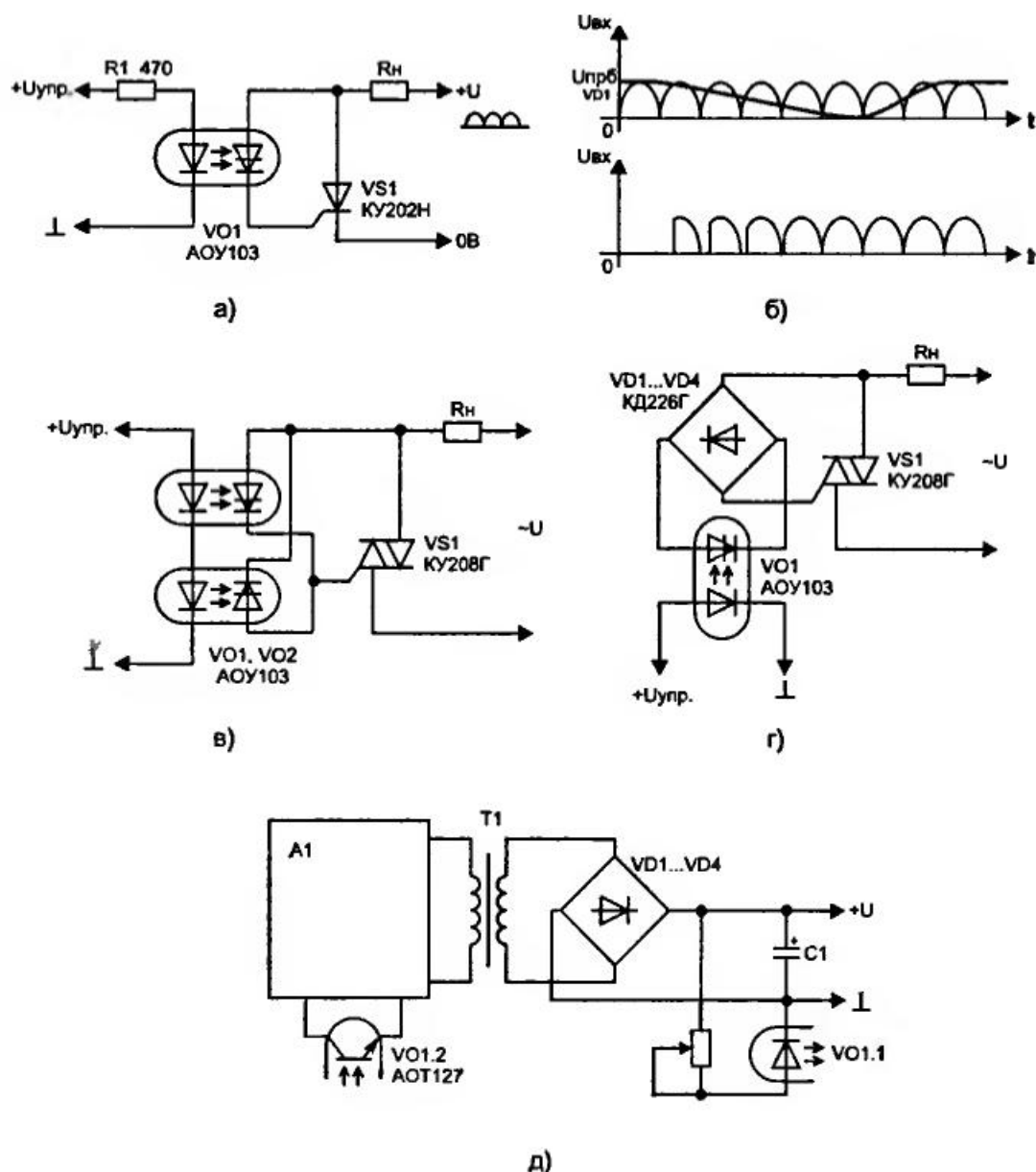


Рис. 1.32. Схемы включения оптронов (а–г — динисторных; д — транзисторного): а — управление тринистором; б — зависимость выходного напряжения от напряжения пробоя динистора (яркости свечения светодиода оптрона); в — управление симистором с помощью двух оптодинисторов; г — то же самое, но с помощью одного оптрона и диодного моста; д — контроль выходного напряжения источника питания с помощью оптоэмиттера

строю (перегорании) одного светодиода второй также не будет светиться и нагрузка не включится. При параллельном соединении светодиодов потребляемый ими ток увеличится в 2 раза; при выходе из строя одного светодиода второй будет продолжать светиться и на нагрузку станет поступать не переменное, а постоянное пульсирующее напряжение. Оно может повредить («сжечь») как нагрузку, так и симистор.

В схеме на рис. 1.32, г динистор включен в диагональ диодного моста. Мостик выпрямляет переменное напряжение на симисторе, поэтому независимо от мгновенной полярности сетевого напряжения, напряжение на аноде динистора

всегда будет больше (или равно) напряжения на катоде. При засветке диодистора он начинает закорачивать диодный мост, при увеличении напряжения на нем выше напряжения пробоя оптодиодистора симистор начинает подавать на нагрузку переменный ток. В этой схеме, так же как и в схеме на рис. 1.32, а, с помощью светодиода оптопары можно в небольших пределах (50...100%) регулировать мощность нагрузки. Так как напряжение прямого смещения диодов диодного моста очень мало и примерно одинаково, то при некотором фиксированном напряжении пробоя оптодиодистора он будет открываться в одно и то же время, при превышении сетевым напряжением его напряжения пробоя, независимо от полярности сетевого напряжения. То есть переменное напряжение на нагрузке будет симметричным и его постоянная составляющая будет равна нулю.

Но таким образом нельзя регулировать мощность нагрузки при встречно-параллельном соединении двух оптодиодисторов (рис. 1.32, в). Оба светодиода оптрона при одинаковом протекающем через них токе могут светиться с разной яркостью; у двух диодисторов может быть разная чувствительность к свету. Все это приводит к тому, что при одинаковом токе через светодиоды диодисторы будут пробиваться разным напряжением и напряжение на нагрузке симистора будет несимметричным, т. е. появится постоянная составляющая. Эта самая составляющая может повредить индуктивные нагрузки (трансформаторы), так как сопротивление их обмоток на постоянном токе очень мало и увеличивается с увеличением частоты тока. А разделительный конденсатор между симистором и его нагрузкой ставить невыгодно — он имеет большие габариты и дорого стоит. Поэтому при такой схеме включения оптронов они должны быть или полностью открытыми (ток через светодиоды оптопар максимален, а напряжение пробоя обоих фотодиодисторов — минимально), или полностью закрытыми (ток через светодиоды не течет). Такой режим работы называется ключевым, и он очень широко распространен в цифровой технике. Подробнее о нем будет говориться чуть дальше.

Оптроны, сопротивление управляемого элемента которых линейно зависит от яркости свечения управляющего элемента (оптотранзисторы и очень редко — оптодиоды и опторезисторы) часто используются в источниках питания для контроля выходного напряжения (рис. 1.32, д).

Если оптрон на схеме нельзя нарисовать заключенным в единый корпус, то его можно «разорвать» так, как это сделано на рисунке. Стрелки возле светодиода и фототранзистора обозначают направление передачи света, т. е. транзистор на этом рисунке принимает свет, а не излучает. Буквами VO обозначаются оптроны (независимо от типа фотоприемника); некоторые авторы транзисторные оптроны обозначают буквами OT, а в зарубежной литературе — буквами PC. Единого мнения в этом вопросе пока что не существует. Цифра до точки обозначает порядковый номер оптрона в схеме (т. е. он — первый; порядковые номера обычно даются по принципу и сверху вниз, слева направо; но иногда — «от главного к второстепенному»), а после точки — номер части оптрона. Обычно самой главной частью, от которой зависит функционирование других частей, дается первый номер, но, если вы поменяете названия местами и фототранзистор назовете VO1.2, то катастрофы не случится и гнилыми помидорами вас закидывать не станут.

Все остальные элементы обозначаются также, меняется только название элемента (первые одна-две буквы; название неполупроводников состоит из одной буквы, полупроводников — из двух). Порядковые номера для каждого типа элементов — свои, начинаются они с цифры «1».

Но вернемся к рис. 1.32, д. Блок А1, изображенный на нем, — стабилизатор переменного напряжения, нагруженный на трансформатор Т1. С вторичной обмотки трансформатора напряжение поступает на диодный мостик Д, выпрямляется на нем, сглаживается конденсатором С1, и через переменный резистор R1 подается на светодиод оптопара VO1. Он светится с некоторой небольшой яркостью, и фототранзистор VO1.2 немножко приоткрыт. Если напряжение на конденсаторе С1 увеличится, то увеличится яркость свечения светодиода VO1.1, сопротивление фототранзистора уменьшится, он станет сильнее шунтировать каскады блока А1, отвечающие за амплитуду (размах) напряжения на первичной обмотке трансформатора, и напряжение на обеих обмотках трансформатора уменьшится. Уменьшится напряжение на конденсаторе С1 и ток через светодиод.

Таким образом, с помощью оптопары VO1 напряжение на выходе источника питания поддерживается неизменным и при этом обеспечивается надежная гальваническая развязка. Изменяя сопротивление резистора R1, можно изменять выходное напряжение в широких пределах (чем меньше его сопротивление, тем меньше выходное напряжение).

Описанный выше **линейный режим работы** фототранзистора используется преимущественно только в аналоговой технике. В цифровой же технике большинство элементов работают в **ключевом режиме**, т. е. транзистор или полностью закрыт и протекающий через него ток близок к нулю, или полностью открыт и падение напряжения на нем близко к нулю.

Оптроны в цифровой технике часто используются для согласования нескольких микросхем, работающих при разных напряжениях питания. Для этого фотоприемник подключают к управляемой схеме по одной из стандартных схем включения (они были рассмотрены выше), а светоизлучатель через токоограничивающий резистор — к управляющей части. Сопротивление этого резистора подбирают так, чтобы фотоприемник работал в ключевом режиме (т. е. полностью открывался) но при этом нужно стремиться к тому, чтобы его сопротивление было максимально возможным, — это уменьшит потребляемый ток и продлит время жизни* светоизлучателя.

Самый главный параметр оптрона — напряжение развязки ($U_{раз}$) или, что то же самое, напряжение пробоя изоляции ($U_{из}$). Для большинства современных оптронов оно более 1000 В. Чем оно больше, тем лучше. Также нельзя превышать максимально допустимые напряжения ($U_{мах}$; $U_{комм}$) и ток ($I_{мах}$; $I_{комм}$), протекающие через р-п переходы фотоприемника. Транзисторы и диоды, установленные внутри оптронов — «самые настоящие», и они подчиняются тем же законам, что и обычные приборы, без приставки «фото». Не нужно путать напряжение развязки с максимально допустимым напряжением на переходах — это совершенно разные параметры оптрона.

Максимально допустимый ток через светодиод тиристорных оптронов — до 20...50 мА, в зависимости от мощного тиристора, через светодиоды большинства остальных (за редким исключением) оптронов — 10...20 мА. Чем больше ток через светодиод, тем скорее он перегорит; с уменьшением этого тока увеличивается инерционность (уменьшается быстродействие) оптрона. Поэтому самое главное — найти «золотую середину».

1.2. «Кирпичи»

Микросхемы

Выше, в гл. 1.1, нами были рассмотрены так называемые навесные элементы, или, по моей терминологии, цемент (глина) для сложной схемы — стройки. Рассмотренные в этой главе элементы выгодно использовать только в качестве связующего звена — для согласования друг с другом более сложных схем. Все попытки построить на основе одних только навесных элементов что-нибудь довольно сложное практически бессмысленны; вы затратите огромные средства на приобретение всех нужных элементов, потратите уйму времени на настройку и доведение его «до ума» и в итоге получите устройство необъятных размеров, которое будет «есть» энергии больше, чем электрочайник...

Возьмем, к примеру, простейший усилитель, характеристики которого весьма далеки от идеальных, изображенный на рис. 1.13. Несмотря на свою относительную «простоту», он требует три транзистора, каждый из которых предварительно нужно проверить на исправность (особенно если они из разряда «бывших в употреблении»), 4 резистора, которые нужно подобрать по требуемому выходному сопротивлению и начальному смещению транзисторов, два конденсатора... В общем, настройка даже столь простой схемы превращается в испытание: у кого крепче нервы — у человека или у схемы? К сожалению, чаще всего у схемы...

В принципе в такой схеме можно все или большинство номиналов деталей взять «от балды», руководствуясь расчетами и интуицией, но в таком случае, если даже схема «решит» заработать, качество ее работы будет оставлять желать лучшего. И вы будете обвинять «злого дядьку» что он подсунул «неправильную» схему, которая даже в принципе не может работать. В то же время, если вы немножко измените (подкорректируете) номиналы некоторых резисторов-конденсаторов, та же самая схема заработает «очень даже прилично».

Все эти «беды» из-за значительного разброса параметров отдельных элементов, изготовленных в разное время и в разных местах. Разброс параметров, особенно у полупроводников, может быть очень большим: у некоторых транзисторов, из одной серии и с одинаковой буквой, коэффициент h_{21} , может отличаться в 2...3 раза.

Вывод: не требует настройки только то устройство, параметры деталей которого полностью соответствуют параметрам исходного, по схеме которого оно собрано, т. е. точная копия, «отпечаток от матрицы», проекция шаблона исходного устройства.

Но что стоит нашей промышленности с ее огромными заводами и научно-исследовательским институтом в придачу сделать шаблон схемы (например, что изображена на рис. 1.13), довести характеристики схемы на шаблоне до идеальных, а потом попросту «наштамповать» копий столько, сколько нужно? Да ничто! Поэтому большинство заводов выпускает самые разнообразные схемы, которые могут удовлетворить потребности практически любого радиолюбителя (и не только) в миниатюрном интегральном исполнении. Такие схемы называются **интегральные микросхемы**. «Интегральный» в переводе с радиотехнического языка означает, что на одном маленьком кристаллике кремния (квадрат в несколько миллиметров) «нарисовано» до нескольких тысяч... сотен тысяч отдельных транзисторов-резисторов-диодов и прочих «деталей», которые соединены друг между другом согласно схеме. Поэтому интегральный усилитель может иметь всего 4 вывода: 2 провода питания + вход + выход. При этом о подборе трех транзисторов и четырех резисторов можно забыть: об этом позаботились на заводе-изготовителе микросхемы. Можно даже вообще не знать, сколько и каких именно элементов «нарисовано» внутри микросхемы, работающего с микросхемами интересует только ответ на вопрос: «Что появится на выходе микросхемы, если на ее вход подать вот это?» Поэтому забивать головы читателей всякими глупостями относительно схем, по которым собраны микросхемы, здесь и далее я не буду.

Несмотря на гораздо большую сложность (внутри современных микросхем очень редко бывает менее десятка транзисторов, резисторы и все остальное обычно не учитывается), основных характеристик (т. е. тех, которые «самые главные») у большинства микросхем даже меньше, чем у транзисторов. Разброс параметров у микросхем очень небольшой (не более 10%); сами же эти параметры можно найти в справочниках, которые имеются у каждого «серьезного» торговца радиодеталями, или в Интернете. Большинство микросхем имеют стандартную цоколевку выводов, поэтому очень часто «старую» микросхему можно заменить на более современную непосредственно, без переделки печатной платы.

Цифровые микросхемы

До сих пор рассматривались преимущественно только **аналоговые устройства**, т. е. те устройства, которые работают с сигналом, **амплитуда которого может изменяться по случайному закону от нуля до напряжения питания** (рис. 1.33, а). Но существуют также **цифровые устройства**, работающие с цифровым сигналом, т. е. его **амплитуда может равняться или нулю, или напряжению питания** (рис. 1.33, б).

Такие устройства иногда называют логическими. Сигнал, напряжение которого близко или равно нулю называется **уровнем логического 0**, **нулевым, низким уровнем** или по-английски буквой **L** (low — низкий); а тот сигнал, напряжение которого близко к напряжению питания, — **уровнем логической «1»**, **высоким, единичным уровнем** или английской буквой **H** (high — высокий). Третьего не дано и сигнал, напряжение которого больше уровня лог. «0», но меньше лог. «1», анализируется цифровой схемой и, в зависимости от его амплитуды, а также **напряжения переключения** схемы, превращается в один

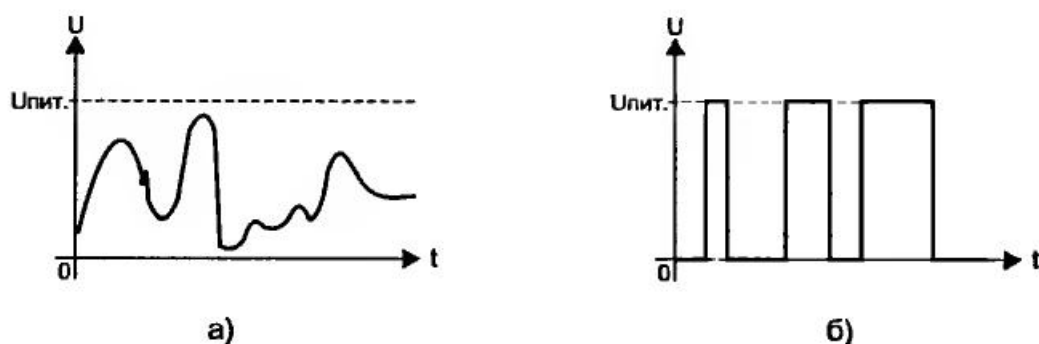


Рис. 1.33. Временные диаграммы сигналов: а — аналогового, б — цифрового

из логических уровней. Как видно, цифровая техника гораздо проще (и примитивней) аналоговой: аналоговая схема может работать в том числе и с цифровым сигналом, а цифровая с аналоговым — нет. Впрочем, некоторые цифровые микросхемы можно перевести в аналоговый режим, но они будут работать в нем с таким «скрипом»...

Как видно из рис. 1.33, цифровой сигнал гораздо примитивней аналогового, поэтому его легче **обрабатывать**, также он имеет **большую помехоустойчивость**. На рис. 1.33, а на спаде сигнала видна небольшая ступенька. При обработке такого сигнала аналоговыми методами (усиление, ограничение, модуляция) этот «зуб» никуда не исчезнет и будет также обрабатываться, а так как крутизна линии в его области резко увеличивается по отношению к крутизне (антоним этого слова — «плавность») линии основного сигнала, то **искажение сигнала при последующей обработке практически неизбежно** и сигнал на выходе будет несколько отличаться от входного сигнала — вполне возможно, что амплитуда этого «зуба» — помехи «дорастет» до напряжения питания.

Цифровое устройство абсолютно нечувствительно к подобным «зубам», если их амплитуда не достигает напряжения переключения элемента ($1/3...1/2$ напряжения питания), что бывает очень редко. Поэтому помехоустойчивость цифрового устройства и его коэффициент искажения входного сигнала гораздо лучше, чем у аналогового.

Также цифровой сигнал легче обработать. Допустим, нам нужно увеличить его частоту в 1,852 раза. Нет ничего проще, нужно вначале записать его с обычной частотой в специальное запоминающее устройство (микросхему памяти), а потом считать его из памяти со скоростью в 1,852 раза больше. С аналоговым сигналом такой фокус не удастся хотя бы потому, что до сих пор не существует аналоговых микросхем памяти, есть только цифровые. В принципе можно записать аналоговый сигнал на пленку, но это плохо скажется на суммарном коэффициенте искажений (нужно вначале преобразовать электрический сигнал в не электрический, а потом наоборот; любое преобразование сигнала вносит в него новые искажения), а также потребует увеличения габаритов устройства (сравните любой лентопротяжный механизм с маленькой микросхемкой памяти, которых в спичечный коробок «влезает» несколько десятков).

Именно поэтому будущее электроники за цифровой техникой. Даже существующие сегодня (2002) довольно примитивные цифровые телевизоры и проигрыватели дисков по качеству звучания и изображения оставляют аналоговую тех-

нику далеко позади. Что будет лет через 1...20 — предсказывать не берусь. Скорее всего, аналоговая техника будет «гибридизироваться» с цифровой и чисто аналоговые микросхемы останутся только в самых примитивных (по меркам будущего) устройствах.

Аналоговый сигнал очень легко преобразовать в цифровой и, наоборот цифровой в аналоговый с помощью специальных микросхем — аналогоцифровых и цифро-аналоговых преобразователей (АЦП и ЦАП). Принцип действия таких преобразователей довольно прост: допустим, если у нас 8-разрядный АЦП и мы подадим на него сигнал, аналогичный изображенному на рис. 1.33, а, то он «разобьет» весь интервал от нуля до « $U_{\text{пит}}$ » на $2^8 = 256$ линий, а погрешность измерения напряжения сигнала равна $(1/256) \cdot 100\% = 0,39\%$. Это довольно много, поэтому в наиболее качественной цифровой аппаратуре сейчас используются 24-битные преобразователи, которые делят интервал почти на 17 миллионов «линий».

Впрочем, я немного отвлекся, негоже ставить телегу перед лошадью, поэтому начнем с самого начала.

Цифровая электроника

Цифровая электроника, как это ясно из названия, оперирует электрическими эквивалентами цифр. В электронике цифр немного — только две (0 и 1), поэтому эта система счисления называется двоичной. Система счисления с двумя цифрами наиболее удобна для электроники: для его расшифровки приемной стороне нужно только определить, напряжение на входе есть (лог. «1») или его нет (лог. «0»). Для этого не нужны сложные измерительные и сравнивающие приборы. В то же время два — это минимальное количество цифр, которого достаточно для описания любого, даже практически бесконечного, числа. Это как в обычном десятичном счислении — с помощью двух цифр можно описать числа до 100, с помощью трех — до тысячи, с помощью сотни — 80...

Благодаря небольшому количеству цифр математические операции в двоичном счислении очень просты. Так, если в десятичной системе таблица умножения состоит из $10^2 = 100$ примеров, то в двоичной — всего из $2^2 = 4$. Это буквально на одка для двоичника или просто ленивого младшеклассника. Правда, повсеместное внедрение двоичной системы сдерживают несколько причин:

- средняя «длина» какого то числа в двоичной системе в $\sqrt{10} \approx 3$ раза превышает длину (количество цифр) того же числа в десятичной системе, и для записи, например, числа 900 в двоичном счислении требуется не 3, а 10 цифр;
- люди уже привыкли к десятичному счислению, а перевод его в двоичное и наоборот очень трудоемок.

Но для цифровых микросхем две эти «отговорки» не имеют никакого значения: они ни к чему никогда не привыкают, а на длину числа им попросту «наплевать».

Все цифровые микросхемы работают только в ключевом режиме. Если на вход большинства микросхем подать сигнал, похожий на рис. 1.33, а, на выходе цифровой микросхемы будет «картина», аналогичная изображенной на

рис. 1.33, б. Но похожа она будет только относительно — фронты и спады сигналов будут не резкими, а наклоненными.

Все дело в том, что наиболее часто используемые радиолюбителями микросхемы далеко не идеальны (не буду уточнять здесь, сколько стоит идеальные), и поэтому они имеют некоторую **запрещенную зону** по входному напряжению, которую нельзя нарушить. Чтобы лучше это понять, обратимся к схеме простейшего логического элемента — инвертора, изготовленного по КМОП-технологии (рис. 1.34)

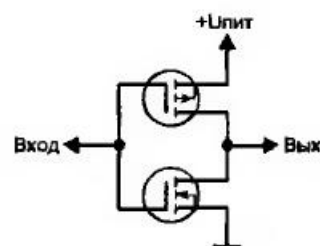


Рис. 1.34 Инвертор на КМОП транзисторах

Как видно из рисунка, инвертор состоит из разноканальных полевых транзисторов с индуцированным каналом. При нулевом напряжении на входе открыт верхний, с р-каналом, транзистор (так как напряжения на его затворе относительно истока очень велико и равно напряжению питания), следовательно, напряжение на нагрузке довольно велико — на выходе уровень лог. «1». Канал у нижнего по схеме транзистора не индуцируется, так как напряжение на выходе относительно его истока равно нулю.

При увеличении напряжения на входе разность потенциалов между затвором и истоком верхнего по схеме транзистора уменьшается, а разность потенциалов между этими выводами у нижнего транзистора — увеличивается. При достижении входным напряжением некоторой величины (обычно $1/3...1/2$ от напряжения питания) сопротивление канала верхнего по схеме транзистора начинает резко (так как толщина канала у «микросхемных» транзисторов ничтожно мала) увеличиваться, а сопротивление канала нижнего — резко уменьшаться. Происходит **переключение** микросхемы, приводящее к смене уровней на выходе логического элемента; напряжение, при котором этот процесс происходит, называется напряжением переключения ($U_{\text{пркл.}}$).

Из-за несовершенства и большой простоты схемы КМОП-микросхем, и этого инвертора в том числе (кстати, именно такие микросхемы дешево стоят), процесс переключения при очень плавно нарастающем входном напряжении может развиваться двумя путями. Первый путь — это когда вначале увеличится почти до бесконечности сопротивление канала — р-транзистора и только потом начнет уменьшаться сопротивление n-канального транзистора (см. рис. 1.35, а); при напряжении, близком к напряжению переключения $U_{\text{пркл.}}$, оба транзистора закрыты и выход логического элемента как бы «отключен» от шин питания. Второй — n-канальный транзистор начинает открываться задолго до того, как р-канальный транзистор полностью закроется (см. рис. 1.35, б); при напряжении, равном напряжению переключения, каналы обоих транзисторов имеют некоторое не очень большое сопротивление, и через оба канала от шины «+U» к общему проводу течет ток, которого, по идее, быть не должно и который зовется **сквозным током**. Этот ток вреден и довольно опасен для микросхемы. Вреден он потому, что именно из-за него резко увеличивается ток потребления микросхемы во время переключения логических элементов. Опасен из-за того, что, если сопротивление каналов транзисторов не успело увеличиться до безопасной

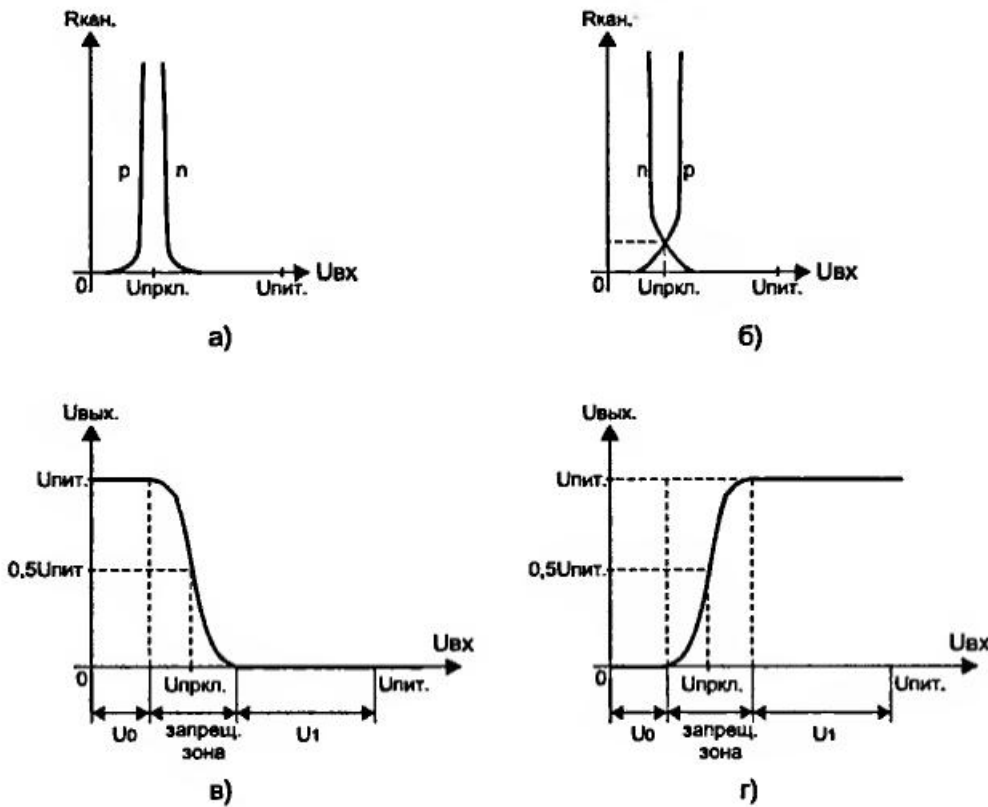


Рис. 1.35. Графики, поясняющие работу цифровых КМОП-схем (см. рис. 1.34): а, б — см. в тексте; в — напряжение на выходе инвертора; г — напряжение на выходе повторителя уровня

для них величины, сквозной ток может оказаться столь большим, что теплота, выделяющаяся на каналах транзисторов, попросту пережжет каналы и микросхема (или ее отдельный элемент) выйдет из строя.

Несмотря на свою большую опасность для микросхемы, этот «путь» используется почти во всех КМОП-микросхемах. Основная причина — выходы микросхем ни при каких обстоятельствах не должны «отключаться» — через выход всегда должен течь какой-то ток. Входное сопротивление КМОП-элементов очень высоко, поэтому если выход предыдущего элемента, подключенного ко входу последующего, внезапно «отключится», то вход элемента станет чувствительным к электромагнитным наводкам и статическим потенциалам. В таком случае информацию и ее изменение на выходе предсказать невозможно. А вся электроника держится именно на том, что, зная свойства отдельных элементов, можно предсказать, как будет работать схема несколько соединенных определенным образом элементов.

Схема, изображенная на рис. 1.34, называется комплементарной (не путать с комплементами) парой полевых транзисторов. Комплементарный в переводе означает «взаимодополняющий», такие схемы строятся на основе транзисторов с абсолютно одинаковыми параметрами, но разность структуры (п-р-п и р-п-р биполярные транзисторы, п- и р-канальные полевые). Комплементарную пару можно заменить одним транзистором с резистором вместо второго транзистора, но в таком случае, когда открыт транзистор, через резистор течет некоторый ток, который никакой работы не выполняет и из-за которого резко возрастает энергопотребление микросхемы. У комплементарной пары, когда один транзистор открыт,

второй находится в режиме отсечки и сквозной ток равен нулю. Кстати, в схеме, изображенной на рис. 1.13, на выходе можно поставить комплементарный эмиттерный повторитель (рис. 1.36). Напряжение на выходе такого повторителя поддерживается на неизменном уровне и примерно равно одному напряжению. Если из-за подключения нагрузки напряжение на выходе относительно входного напряжения понизится, падение напряжения на переходе база—эмиттер транзистора структуры п-р-п увеличится, увеличится также и эмиттерный ток этого транзистора, и напряжение на выходе также увеличится. Если напряжение на выходе повторителя из-за внешнего воздействия увеличится, п-р-п транзистор закроется (падение напряжения на его эмиттерном переходе уменьшится), а транзистор структуры р-п-р откроется сильнее и скомпенсирует увеличение выходного напряжения. При отключенной нагрузке протекающий через оба транзистора сквозной ток очень мал, и его можно не учитывать.

Но, как видно из рис. 1.36, выходное напряжение не совсем точно поддерживается на одном уровне — оно может колебаться в пределах $\pm 0,6$ В относительно входного. Как известно, биполярные транзисторы начинают открываться только после того, как напряжение на их переходе база—эмиттер увеличится до 0,6 В. Поэтому верхний по схеме транзистор начнет открываться только после того, как напряжение на выходе снизится относительно входного напряжения на 0,6 В и более, а нижний — после того, как оно повысится относительно входного более чем на 0,6 В. Такая особенность этого повторителя полностью исключает вероятность возникновения сквозных токов, но из-за нее возникают искажения входного сигнала (тип — «ступенька»). В цифровых схемах, которые работают в ключевом режиме, на «ступеньку» можно не обращать внимания, но в аналоговых схемах с ней нужно бороться всеми способами. Поэтому подробнее такой тип искажений будет рассмотрен в следующем томе книги.

Вернемся обратно к рис. 1.34. Зависимость выходного напряжения этой схемы от входного показана на графике рис. 1.35, в. При напряжении на входе, равном примерно 0...2,5 В, напряжение на выходе близко к напряжению питания (9 В), а при напряжении, равном 3...9 В — близко к нулю. Напряжение в пределах 2,5...3 В на эту схему подавать нельзя — в таком режиме возникают сквозные токи, а также напряжение на выходе линейно зависит от входного напряжения. Этот диапазон входных напряжений называется **запрещенной зоной**, ширина этой зоны не превышает 0,1...0,5 В для большинства цифровых КМОП-микросхем.

На рис. 1.35, г показана зависимость выходного напряжения от входного для **повторителя уровня**. Повторитель можно собрать из двух последовательно соединенных инверторов, соединив выход первого инвертора со входом второго.

Кроме повторителей и инверторов, в цифровой электронике существует целый класс специализированных логических элементов, способных выполнять простейшие математические действия с двоичными числами — сложение, умножение и т. д. Подробнее об этом чуть позже.

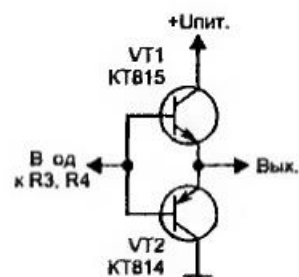


Рис. 1.36. Пояснения в тексте

Микросхемы — «кирпичи»

К этому виду «стройматериалов» относятся микросхемы малой степени интеграции, (т. е. внутри которых не очень много «деталек»), к которым, в свою очередь, относятся все логические элементы и некоторые триггеры. Логические элементы — самый примитивный вид микросхем; в зоологии соответствуют черви-паразиты, которые без организма хозяина при обилии пищи в окружающей среде могут умереть от голода. Логические элементы могут только анализировать информацию на своих входах, но сделать с ней что-нибудь они не в состоянии. Тем не менее ни одна более-менее сложная схема не «обходится» без логических элементов — при изготовлении сложных микросхем («панелей») абсолютно все «случаи жизни» предусмотреть невозможно — такая микросхема по размерам, стоимости и количеству выводов соответствовала бы современному компьютерному процессору (страшно даже подумать, на что бы был похож этот самый процессор), поэтому сложные микросхемы выпускаются в несколько «упрощенном» виде и для **согласования** их с остальной схемой используют логические элементы. Но на самом деле на основе одних только логических элементов собрать что-нибудь путное почти невозможно.

Триггеры немножко сложнее логических элементов. Если продолжить экскурс в мою любимую науку зоологию, то триггер можно сравнить с вороной, которая, падая с ветки, больно ударилась головой о землю и теперь сидит, видит кота, расправила крылья, а что дальше делать, не знает. Но если шлепнуть ее газетой, то она очухается и улетит. Так и триггер, он почти что «сложная микросхема»; от логических элементов отличается способностью запоминать информацию, благодаря чему может выполнять простейшие действия с данными. Если соединить несколько триггеров вместе, получится или счетчик, или регистр. Все зависит от того, **как** их подключить к простейшим микросхемам — «кирпичам». Триггеры я рассмотрел только по причине их изменений «многофункциональности» — среди радиолюбителей очень широко распространен обычай затыкать все «дырки» в схемах этими двумя видами микросхем. «Панелями» же затыкать дыры неудобно. И не очень красиво.

Как видно из предыдущих двух абзацев, логические элементы и триггеры являются чуть ли не самыми распространенными микросхемами. Поэтому, несмотря на то что их много разных, принцип действия и схемы включения их нужно знать. В этом нет ничего сложного, главное — понять. Ну, и немножко запомнить. Пока вы не найдете общий язык с микросхемами — «кирпичами», о самостоятельном творчестве приносящем удовольствие от «покорения очередной вершины» можно и не думать.

КМОП-микросхемы

Самая распространенная сегодня структура микросхем — это **комплементарные интегральные микросхемы на транзисторах структуры металл окисел полупроводник**, или, сокращенно, **КМОП-ИМС**. Слово «окисел» заменяют на диэлектрик (получается КМДП) — это одно и то же. Из отечественных микросхем такую структуру имеют серий K176, K561, K564,

КР1561, из импортных — серии «4xxx», где «xxx» — любые три цифры. Кроме КМОП-микросхем существуют также микросхемы транзисторно транзисторной логики (ТТЛ-ИМС) и ТТЛ-микросхемы с ускоряющими диодами Шоттки (ТТЛШ-ИМС). Нынче КМОП-микросхемы успешно вытесняют микросхемы ТТЛ, так как они лучше по всем параметрам.

1. У микросхем ТТЛ ток потребления в статическом режиме равен 0,5...50 мА, у КМОП — 0,05...10 нА (1 мА = 1000 000 нА). Столь низкий ток потребления снимает все ограничения на применение КМОП ИМС в устройствах с автономным (батарейки, аккумуляторы) или альтернативным (солнечные батареи) источником питания — схема на нескольких микросхемах, находящихся в статическом режиме, потребляет ток в десятки раз меньше тока саморазряда батарейки. Поэтому источник питания можно не отключать и информация из статической памяти устройства не сотрется.

2. ТТЛ-ИМС работоспособны при напряжении питания 3,5...6 В, КМОП-ИМС — при напряжении питания 1,5...20 В. Выводы делайте сами.

3. Огромное входное сопротивление. У ТТЛ-ИМС оно равно пяти (К155) или 200 кОм (К555, КР1553), у КМОП-ИМС оно около 10 ГОм (1 ГОм = 1000 МОм = 1000 000 кОм). Зная входное сопротивление, по закону Ома (формула (1) легко вычислить управляющий ток (ток, потребляемый от источника сигнала). Ничтожный входной ток КМОП-ИМС снимает все ограничения на сопротивление внешних резисторов (резисторы сопротивлением более 10 МОм очень редки и практически не используются), а также позволяет подключать датчики с большим выходным напряжением и низким током (электромагнитные, пьезокерамические) непосредственно к входу микросхемы, без всяких предварительных усилителей.

Единственный недостаток описанных выше КМОП-ИМС — в небольшой максимальной частоте переключения (1...10 МГц, то есть если их переключать чаще чем 10 миллионов раз в секунду, то они начнут «захлебываться»). У самой экономичной ТТЛ-серии КР1533 максимальная частота — 50 МГц. Но столь высокие частоты переключения чаще всего и не нужны — большинство радиолюбительских конструкций работает на низких частотах, для которых КМОП-микросхемы подходят идеально. А для сверхвысоких частот уже сегодня выпускаются специализированные микросхемы, которые работают на частотах до 200...500 МГц при статическом токе потребления менее 1 мкА.

Еще один недостаток КМОП-ИМС — это следствие их высокого входного сопротивления: чувствительность микросхем к статическому электричеству. Статическое электричество со всех сторон окружает человека, а также все то, что он держит в руках. Если у вас на голове есть волосы или если вы носите одежду из синтетических тканей, то вы наверняка замечали проявления статического электричества — при расчесывании сухих волос сухой пластмассовой расческой или при снятии джемпера из «синтетики» слышен треск и видны искры (миниатюрные «короткие замыкания»: ток — ничтожный, напряжение — до десятков тысяч вольт), а волосы после расчесывания стоят дыбом (электростатическое отталкивание одноименно заряженных друг друга и разноименно — относительно кожи головы отдельных волосинок, при этом напряжение также достига-

ет тысяч вольт). Если сунуть в такой «реактор» КМОП-микросхему, из строя она выйдет сразу. Также нужно учитывать, что человеческое тело электропроводно, а все проводники обладают электрической емкостью. Поэтому статическое электричество может скапливаться не только на «синтетике», но и на вашем теле. Вы наверняка замечали, что в сухую погоду некоторые металлические предметы (например, ручка двери) или руки вашего собеседника «бьются током». Никто никого не бьет, просто разность потенциалов достигла столь большой величины, что стало возможным возникновение электрической искры (микромолнии).

Бороться со статическим электрическим очень просто — для этого нужно только работать заземленными инструментами. А если у вас низковольтный паяльник (напряжение не превышает 20 В и оно гальванически развязано от сети, т. е. для понижения напряжения используется трансформатор), то заземление не нужно вообще, достаточно хотя бы изредка касаться жала паяльника пальцем, чтобы электростатические потенциалы вашего тела и паяльника выровнялись таким образом, а не через выводы припаиваемой микросхемы.

Так называемые защитные диоды, которые есть в большинстве микросхем, от статического электричества защищают очень плохо. Поэтому пренебрегать упомянутыми выше правилами нельзя. Впрочем, если бы не было защитных диодов, то с микросхемами невозможно было бы работать...

ТТЛ-микросхемы к статическому электричеству абсолютно нечувствительны. Вообще они довольно «дубовые» по сравнению с КМОП, поэтому знакомство с цифровыми микросхемами лучше начинать со схем ТТЛ. Но, как я уже убедился на собственном опыте, переучивать гораздо сложнее, чем учиться. Поэтому в этой книге ТТЛ-микросхемам будет выделено очень мало места. Впрочем, все то, что относится к КМОП-ИМС, справедливо и для ТТЛ. Нужно только помнить перечисленные выше три пункта.

Логические элементы

Выше мы уже рассмотрели простейшие логические элементы — повторители и инверторы. Названы они простейшими так как имеют только один вход и набор функций, выполняемый ими, очень невелик.

В цифровой электронике принято работу каждой микросхемы пояснять с помощью **таблицы истинности**. Из этой таблицы видно, что появится на выходе микросхемы при подаче на ее вход какого-то уровня. Таблица истинности для повторителя и инвертора изображены на рис. 1.37, а и б соответственно. Выводы из этих таблиц сделайте сами. Если что-то непонятно, обратитесь к тексту «Цифровая электроника»

Для лучшего понимания принципа действия логических элементов нужно обратиться к их эквивалентной схеме. Полная эквивалентная схема логического элемента НЕ (инвертора) изображена на рис. 1.38. Диоды VD1 и VD2 защищают затворы полевых транзисторов от пробоя слишком большим входным напряжением; они есть на всех входах почти всех цифровых микросхем. Пока напряжение на входе находится в пределах $0...+U$, они никак не проявляют себя. Но как только входное напряжение станет меньше нуля или больше на-

пряжения «+U», входной ток через соответствующий диод начнет замыкаться на соответствующую шину (например, если напряжение на входе больше напряжения питания «+U», то ток через диод VD1 потечет на этот провод, увеличивая напряжение питания микросхемы). Максимально допустимый ток через диод, подключенный к шине «+U» (VD1), равен 70...150 мА, а через диод, подключенный к общему проводу, — 20...40 мА (последовательно с этим диодом включен резистор небольшого сопротивления). Этот ток в несколько раз больше максимального выходного тока самих микросхем, поэтому каких-либо внешних цепей защиты микросхем от перенапряжения «придумывать» не надо. Многие авторы не признают этого очевидного факта и загромождают свои схемы лишними элементами, изрядно опустошая при этом «золотые запасы» радиодеталей на домашнем мини-складе.

На схеме указаны два конденсатора — C1 и C2. Эти конденсаторы — емкости затвор-исток соответствующих транзисторов, их емкости примерно равны 30 пФ. Эти конденсаторы ограничивают максимальную рабочую частоту логического элемента (не более 2 МГц); при нулевой емкости (а это невозможно) максимальная частота равнялась бы бесконечности. При работе на низких частотах (до десятков килогерц) и с не очень высокоомным источником сигнала их емкость можно не учитывать. Сумма емкостей обоих конденсаторов называется **входной емкостью логического элемента**.

Полевые транзисторы, используемые в цифровых микросхемах, немного отличаются от обычных полевых транзисторов. У «микросхемных» транзисторов в подканальной области сформирован специальный слой, к которому приложено напряжение питания. При уменьшении напряжения питания микросхемы также уменьшается напряжение включения транзистора (у обычных полевых транзисторов с изолированным затвором оно абсолютно не зависит от напряжения питания нагрузки), из-за этого уменьшается напряжение переключения логического элемента. Благодаря этой особенности КМОП-микросхемы работают в очень широком диапазоне напряжений: от 1,5...2 до 18...20 В (напряжение пробоя затвора).

Как уже отмечалось выше, при переключении логического элемента возникают сквозные токи; также при периодическом изменении амплитуды сигнала на входе логического элемента заряжаются-разряжаются его входные емкости — на это тоже нужно затратить некоторую энергию. Поэтому различают два режима работы КМОП-ИМС: статический (состояние покоя) и динамиче-

ВХОД	ВЫХОД	ВХОД	ВЫХОД
0	0	0	1
1	1	1	0

а) б)

Рис. 1.37. Таблицы истинности для одновходовых логических элементов: а — повторителя уровня; б — инвертора

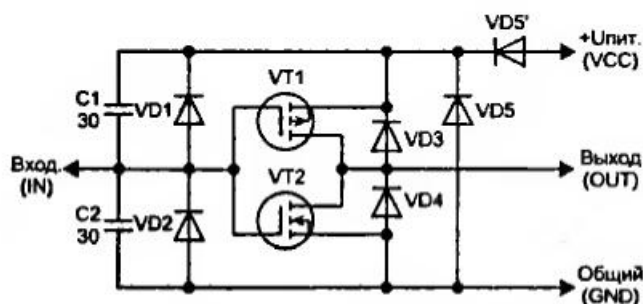


Рис. 1.38. Схема «внутренностей» простейшего логического элемента (инвертора)

ский режимы. Ток потребления КМОП-микросхем в статическом режиме очень мал, он мал настолько, что его практически невозможно измерить (у исправных микросхем он не превышает единиц наноампер, т. е. примерно равен 0,001 мкА); в динамическом режиме он увеличивается в миллионы раз и при работе на максимальной рабочей частоте может достигать единиц миллиампер. Поэтому в устройствах с автономным источником питания, в целях экономии электроэнергии, все или большинство микросхем большую часть времени, по возможности, должны находиться в статическом режиме.

Выводы канала выходных транзисторов защищены от подачи обратного напряжения на выход, а также от ЭДС самоиндукции, если нагрузка логического элемента носит индуктивный характер (электромагнитное реле, динамик, трансформатор) с помощью диодов VD3, VD4. Максимально допустимый протекающий через них ток не превышает сотни миллиампер. Учитывая, что максимальный ток через каналы транзисторов не превышает нескольких десятков миллиампер, со своей задачей эти диоды справляются отлично.

Для защиты всей микросхемы от подачи обратного напряжения питания служит диод VD5. Этот диод самый мощный, максимально допустимый протекающий через него ток достигает 200 мА. Благодаря ему обратное напряжение на шинах питания микросхемы при ограничении тока питания не превышает 1 В, и при повреждении каналов транзисторов не происходит.

Защита от подачи обратного напряжения была бы гораздо более эффективной, если бы этот диод включался не параллельно шинам питания, а последовательно в разрыв цепи (как диод VD5'). Но такое включение никогда не используется — на диоде падает 0,6...1 В, поэтому минимальное рабочее напряжение питания увеличится на эту величину и станет равным на 2,5...3 В. Это очень много; к тому же большинство фирм-изготовителей цифровых микросхем соревнуются, чьи микросхемы более низковольтны.

Из всего вышесказанного можно сделать такие выводы:

- входное напряжение логического элемента должно быть либо равным нулю или не превышать напряжение питания. Запрещенная зона входных напряжений должна «проскакаться» как можно скорей;
- время переключения логического элемента зависит от выходного сопротивления источника сигнала — чем оно меньше, тем больше быстродействие управляемого элемента;
- падение напряжения на каналах транзисторов при большом сопротивлении нагрузки близко к нулю, т. е. размах выходного напряжения при переде из состояния лог. «0» в лог. «1» и наоборот равен напряжению питания;
- КМОП микросхемам не страшно короткое замыкание выходов: у них на выходах стоят полевые транзисторы, а все полевые транзисторы при очень большом протекающем токе превращаются в генераторы тока, ограничивая протекающий через канал ток на некотором, чаще всего безопасном для транзистора уровне. Но это справедливо для **кратковременных** коротких замыканий. При длительном замыкании температура кристалла мо-

жет превысить максимально допустимую и произойдет тепловой пробой — микросхема «сгорит»;

- входы элементов нельзя оставлять свободными, их нужно подключить или к внешним цепям, или к шинам « U_{cc} », GND;
- при подаче обратного напряжения питания амплитудой более 1 В микросхема выйдет из строя.

Обычно микросхемы выпускаются в многовыводном корпусе, с количеством, равным 14, 16, 20, 24. Но, как видно из рис. 1.38, для некоторых микросхем хватило 4 выводов. Поэтому, чтобы добро (оставшийся десяток «ног») не пропадало зря, промышленность выпускает наборы абсолютно независимых друг от друга элементов в одном корпусе. Общие у этих элементов только шины питания, положительный полюс источника питания обычно подключается к «самому последнему» выводу (например, у 14-выводной микросхемы к выводу 14), а отрицательный полюс (земля) — к «половинному» (т. е. $14 : 2 = 7$) выводу. Но некоторые микросхемы не подчиняются такому правилу — это нужно знать. В дальнейшем, в тексте этой книги, номера выводов питания будут отмечаться только у микросхем с «нестандартным» расположением этих выводов.

Микросхема К561ЛН2 представляет собой набор из 6 инверторов (см. рис. 1.39). Кружок на выходе элемента — квадратика — знак инверсии (если кружок есть, выход называется **инверсным**, если его нет — **прямым**). Чем инверсия сигнала отличается от повторения сигнала, видно из рис. 1.37. Единица, нарисованная внутри квадратика, — символ логической операции ИЛИ, хотя в принципе там можно было бы нарисовать и знак & — символ операции И. Но в литературе принята «1».

Расшифровка названий логических элементов, а также их изображение на схемах можно найти в таблице на рис. 1.40.

Зная цоколевку микросхемы К561ЛН2, можно проверить ее рабочую способность. Для этого выберем один элемент (например, подключенный к выводам 1 и 2 микросхемы), входы всех остальных элементов (т. е. выводы 3, 5, 9, 11, 13) соединим с выводом 7 или 14 микросхемы (так как их нельзя оставлять свободными). После этого подадим питание + на микросхему; к ее выводу 2 подключим вольтметр или, что более удобно, какой-нибудь логический пробник (например, изображенный на рис. 1.41 — при уровне лог. «1» светится красный светодиод, при уровне лог. «0» — зеленый; при отключенном выводе ни один светодиод не светится). На выходе должен присутствовать какой-нибудь логический уровень, и, касаясь пальцами входа микросхемы и одного из проводов питания, можно убедиться, что микросхема работает в полном соответствии с рис. 1.37, б (когда на вход подается потенциал с общего провода — вывод 7, — светится красный светодиод (лог. «1»), а когда вход соединен с положительным полюсом источника питания, светится зеленый). После этого можно убедиться в высоком входном сопротивлении элемента — для этого нужно касаться его не пальцем, а через диэлектрик (например, кусочек бумаги или картона). Исправный логический элемент будет переключаться как обычно, но только с некоторой задержкой — это влияют емкости затвора (С1 и С2 на рис. 1.38), которые столь ничтожным током заряжаются довольно долго.

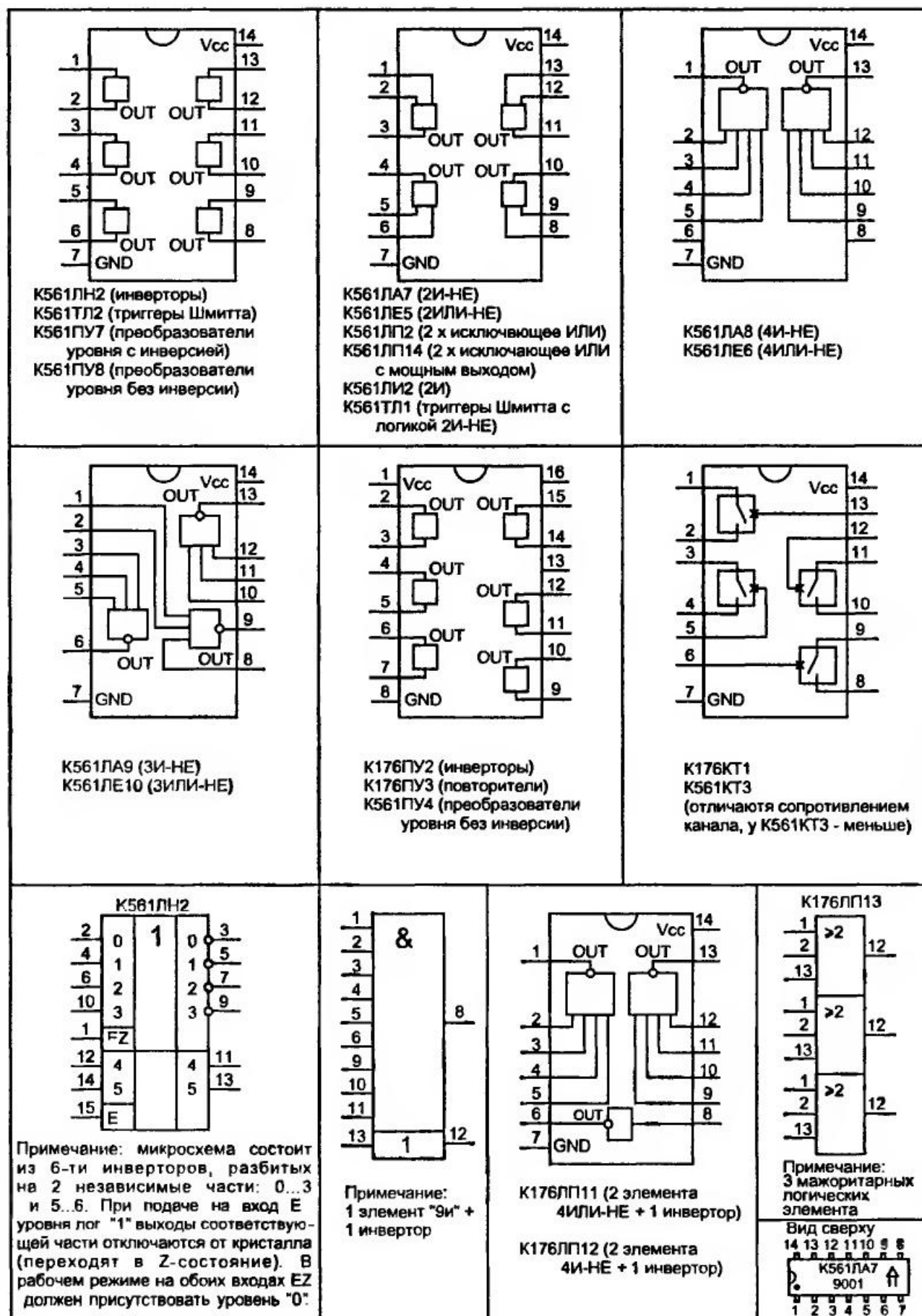


Рис. 1.39. Логические элементы

Суффикс	Название	Герб (изображение элемента)
АГ	Одновибратор	G
ИБ	Шифратор	CD
ИД	Дешифратор	DC
ИЕ	Счетчик:	CT
	двоичный	CT2
	двоично-десятичный	CT 2/10
ИР	Регистр	RG
КП	Селектор — мультиплексор	MX, MS
КТ	Коммутатор цифровых и аналоговых сигналов	
ЛА	Логический элемент "И - НЕ"	
ЛЕ	Логический элемент "ИЛИ - НЕ"	
ЛИ	Логический элемент "И - НЕ"	
ЛН	Инвертор	
ЛИ	Логический элемент "исключающее ИЛИ"	
	Мажоритарный логический элемент	
	Составные логические элементы	—
ПР	Преобразователь двоичного кода	X / Y
ПУ	Преобразователь уровня: без инверсии	
	с инверсией	
РУ	Оперативное запоминающее устройство	RAM
ТВ	JK-триггер	T
ТЛ	Логический триггер (триггер Шмитта)	
ТМ	D-триггер	T
ТР	RS-триггер	T

Рис. 1.40. Расшифровка названий цифровых микросхем (по отечественному стандарту)

После этого можно измерить потребляемый микросхемой ток, подключив в разрыв одного из проводов питания микроамперметр. Логический пробник при этом нужно отключить от выхода микросхемы и шин питания — иначе мы измерим суммарный ток, потребляемый микросхемой и пробником. Можно убедиться, что, когда вывод 1 микросхемы соединен с одним из проводов питания, ток потребления близок к нулю; когда же он ни к чему не подключен, ток потребления редко увеличивается. Когда вход «болтается в воздухе», на нем скапливается случайное напряжение (так как входное сопротивление элемента огромно), и, по закону подлости, это напряжение обычно заходит в запрещенную зону.

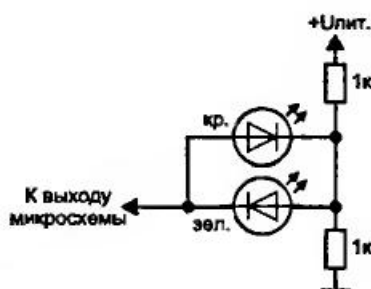


Рис. 1.41. Простейший логический пробник

Если мы сделаем «свободными» входы остальных пяти элементов (т. е. снимем перемычку, соединяющую их с шинами питания), то ток потребления микросхемы увеличится еще сильнее. Поэтому входы КМОП-микросхем нельзя оставлять свободными, их нужно подключать или к внешним цепям, или к одной из шин питания. В противном случае резко увеличится ток потребления (сама микросхема

при этом из строя не выйдет). Кроме того, «свободный» вход чувствителен к статическому электричеству, которое смертельно опасно для микросхемы.

Зная внутреннее строение логического элемента (рис. 1.38), с помощью цифрового мультиметра можно определить его цоколевку (т. е. к какому выводу подключены входы, выходы, шины питания микросхемы), если она неизвестна, а также уточнить расположение выводов питания.

Вначале нужно «найти» выводы питания. Для этого щупами мультиметра, включенного в режим измерения падения напряжения на переходах диодов (этот режим есть во всех цифровых мультиметрах), «лазят» по всем выводам микросхемы и ищут два вывода, падение напряжения между которыми минимально (обычно 500...700 мВ). Это и будут выводы питания — красный щуп мультиметра соединен со входом отрицательного напряжения питания («минусом»), а черный — со входом положительного. Если падение напряжения слишком мало (менее 400 мВ), то, скорее всего, это выход микросхемы, к которому подключен канал полевого транзистора с встроенным каналом. Поэтому нужно поискать другой вывод (или выводы), падение напряжения между которыми чуть больше.

У микросхемы К561ЛН2 падение напряжения минимально (около 600 мВ) между выводами 7 и 14, причем только тогда, когда к выводу 7 подсоединен красный щуп мультиметра, т. е. вывод 7 — «минус», а вывод 14 — «плюс» источника питания. После этого можно приступать к поиску входов-выходов микросхемы. Для этого одним из щупов нужно «зацепиться» за один из выводов питания микросхемы (или красным щупом за «минус», или черным — за «плюс»), а вторым щупом «лазить» по всем выводам микросхемы. Когда второй щуп соединен с выводом, число на индикаторе мультиметра будет примерно на 100 мВ больше, чем когда к шине питания (чем меньше эта разность, тем больше максимально допустимый выходной ток), а когда со входом — на 100...500 мВ больше, чем когда с выводом. Объясняется это тем, что максимальный допустимый ток через диоды VD3, VD4 (см. рис. 1.38) гораздо больше, чем через диоды VD1, VD2, поэтому падение напряжения на них меньше. Кроме того, к выходу подключены каналы (или р-п-переходы — в зависимости от разновидности) выходных транзисторов. Разные входы можно отличить друг от друга по падению напряжения на них; падение напряжения на некоторых входах очень велико, и мультиметр «зашкаливает». Отличить такие входы от неподключенных к кристаллу микросхемы выводов можно, если измерить падение напряжения на них

относительно другой шины питания микросхемы. Если оно также будет очень высоко, скорее всего, вывод в «обрыве» или к нему подключен затвор полевого транзистора. Но полевые транзисторы в составе микросхем почти всегда защищены диодами. Поэтому, наверное, вывод «в обрыве». Уточнить это можно, только подав на микросхему напряжение питания.

Таким методом можно определить цоколевку у всех микросхем — и цифровых, и аналоговых. У последнего типа микросхем падение напряжения на более мощном (не промежуточном) выходе меньше.

Выше были рассмотрены **одновходовые логические элементы**. Помимо них, существуют также **многовходовые логические элементы**, которые более распространены и чаще используются, хотя бы потому, что позволяют осуществлять простейшие логические операции.

Известно три типа логических операций: И, ИЛИ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и их инверсные производные: И-НЕ, ИЛИ-НЕ, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ-НЕ.

Таблицы истинности этих операций можно найти на рис. 1.42, а изображения элементов на схемах — на рис. 1.40.

Рассмотрим функцию И. Так как элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ в схемах используются гораздо чаще, чем просто И и ИЛИ (без инверсии), то в таблице нас будет больше интересовать колонка с инверсными выходами. Кстати, среди отечественных микросхем нет элементов ИЛИ, есть только элементы ИЛИ-НЕ.

Как видно из рис. 1.42, а, уровень лог. «0» на выходе элемента И-НЕ появится только в том случае, если на **всех входах** элемента будут присутствовать «единицы». Если **хотя бы на одном из входов** появится уровень лог. «0», на выходе появится уровень лог. «1». Элемент ИЛИ-НЕ работает противоположным образом. Уровень лог. «1» на выходе появится только в том случае, если на всех входах элемента присутствуют нули. Если хотя бы на одном (или на всех) входах появится уровень лог. «1», на выходе появится уровень лог. «0».

Элемент ИЛИ-НЕ можно представить как элемент И, на всех входах которого стоят инверторы, а элемент И-НЕ — как элемент ИЛИ с инверторами на всех входах. Можете проверить это по таблицам.

Элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ работает следующим образом: если сигналы на обоих входах совпадают (у таких элементов, в отличие от элементов И

Элемент "И"			Элемент "ИЛИ"				
а)	Вход	Инверсный выход	Прямой выход	б)	Вход	Инверсный выход	Прямой выход
	0 0	1	0		0 0	1	0
	1 1	0	1		1 1	0	1
	0 1	1	0		0 1	0	1
	1 0	1	0		1 0	0	1
Элемент "Исключающее ИЛИ"			Мажоритарный логический элемент				
в)	Вход	Инверсный выход	Прямой выход	г)	Вход	Прямой выход	
	0 0	1	0		0 0 0	0	
	1 1	1	0		1 1 1	1	
	0 1	0	1		0 0 1	0	
	1 0	0	1		1 1 0	1	

Рис. 1.42. Таблицы истинности для многовходовых логических элементов

(И-НЕ) и ИЛИ (ИЛИ-НЕ), всегда только два входа) — на выходе уровень лог. «0». Если они разные — то на выходе уровень лог. «1». Этот элемент можно использовать или в качестве инвертора, или вместо повторителя уровня. Как видно из таблицы на рис. 1.42, в, если на один из входов элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ подать уровень лог. «0», то на выходе будет присутствовать тот же уровень, что и на втором входе (т. е. он включен как повторитель). Если на один из входов подать уровень лог. «1», то элемент превратится в инвертор и на его выходе будет присутствовать инверсная относительно второго входа информация.

Существует также трехходовый элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, он называется **мажоритарным клапаном** (рис. 1.42, г). На выходе такого элемента появляется тот сигнал, который присутствует на большинстве входов (т. е. на двух или всех трех). Радиолюбителями такие элементы используются очень редко, используются они в основном только там, где нужна очень высокая надежность (например, в ракетостроении). Для этого один какой-нибудь очень ответственный датчик резервируют, т. е. ограничиваются не одним датчиком, как обычно, а встраивают целых три абсолютно независимых датчика, и сигналы с их выходов подают на входы мажоритарного клапана. Если все датчики исправны, то на их выходах будут одинаковые уровни сигналов, такой же уровень будет и на выходе клапана. Если один из датчиков внезапно выйдет из строя и на его выходе появятся случайные уровни сигнала, то это абсолютно не отразится на работе схемы, ведь на выходе обоих «оставшихся в живых» датчиков будут одинаковые уровни. На этой стадии легко узнать о неисправности, если параллельно входам мажоритарного клапана подключить трехходовые элементы И и ИЛИ. И только если выйдут из строя два или все датчики, на выходе мажоритарного клапана появится «неправильная» информация.

К отдельному классу логических элементов относятся так называемые **триггеры Шмитта**. Они бывают с одним (инверторы К561ТЛ2) и двумя (логика И-НЕ на входе К561ТЛ1) входами. Триггеры Шмитта можно использовать как обычные логические элементы, но, благодаря небольшому **гистерезису переключения**, их в то же время можно использовать в некоторых других схемах, в которых логические элементы работать не будут.

На гистерезисе я уже останавливался, когда описывал усилители тока на транзисторах. Но повторение — мать учения, поэтому здесь я остановлюсь на нем повторно.

Объяснить словами, что такое «гистерезис», очень сложно, поэтому я сразу отсылаю читателя к рис. 1.43 (сравните его с рис. 1.35, г), на котором этот самый гистерезис изображен.

Пока напряжение на входе триггера Шмитта меньше напряжения U_1 , микросхема воспринимает его как уровень лог. «0». Но как только оно немного превысит напряжение U_1 , триггер Шмитта лавинообразно и почти мгновенно переключается. Переключение в исходное состояние возможно только тогда, когда входное напряжение станет меньше напряжения U_0 (направления на рисунке помечены стрелками).

Одна из особенностей триггера Шмитта, выгодно отличающая его от всех остальных логических элементов, — у него в принципе невозможно возникновение

сквозных токов на выходе, а также при плавном нарастании (изменении) входного напряжения выходное напряжение изменяется очень резко. Поэтому триггеры Шмитта идеальны для применения в цифровой электронике, с ее резкими изменениями амплитуды сигнала.

Триггер Шмитта — переходное звено между простейшими (логические элементы) и более сложными (триггеры) микросхемами. Как и все триггеры, этот способен запоминать информацию. Нужно только с помощью внешнего делителя напряжения на резисторах установить на входе триггера Шмитта напряжение, равное напряжению переключения ($U_{\text{пркл.}}$, половинное напряжение гистерезиса — см. рис. 1.43). Если теперь кратковременно подать на его вход напряжение больше напряжения U_1 , триггер его «запомнит» и уровень лог. «1» на его входе будет сохраняться до тех пор, пока на вход триггера не поступит напряжение меньше уровня U_0 .

При работе с плавно нарастающим входным сигналом триггер Шмитта сдвигает его фазу (рис. 1.44). Как видно из рисунка, «середина» сигнала на выходе триггера Шмитта несколько сдвинута относительно входного сигнала и сигнала на выходе логического элемента, входы которого подключены параллельно входам триггера. Об этом нужно помнить.

К логическим элементам относятся также **аналоговые коммутаторы**. Эти коммутаторы управляются цифровыми уровнями, а коммутировать способны как цифровой, так и аналоговый сигнал (его амплитуда не должна превышать напряжение питания).

На схемах аналоговые коммутаторы (микросхема К561КТ3 — четыре независимых коммутатора в одном корпусе) разные авторы рисуют по-разному (рис. 1.45), самая простая и наиболее наглядная схема изображена в пункте «а», поэтому здесь и далее, в тексте этой книги, будет встречаться только эта схема. Вообще в электронике при изображении какого-нибудь прибора (транзистора, микросхемы и т. д.) автором картинка этого прибора преследуется одна-единственная цель — чтобы другие люди (читатели) смогли сами догадаться, «что это такое и как оно работает», не выискивая ответ в тексте. Чем нагляднее изображения отдельных элементов, тем проще понять, как и почему работает вся схема. Если же все элементы изобразить в виде «черных ящиков», то разобраться в работе такого устройства не сможет даже серьезный специалист. Если вы не разобрались в работе устройства, то возможно только слепое копирование его схемы, т. е. использование тех же деталей, которые использовал его автор. И если какой-то одной маленькой детальки у вас не окажется (а автор разрабатывает схему устройства с учетом имеющихся у него, а не у читателя деталей), то всю схему придется браковать и выбрасывать в мусор. В то же время если вы разобрались в работе устройства и знаете, как можно одной дета-

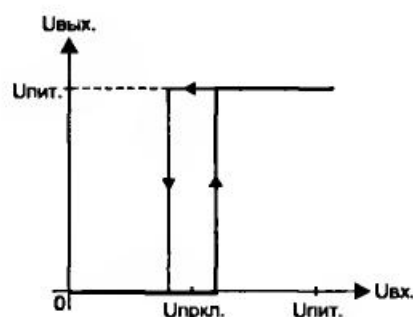


Рис. 1.43. Зависимость выходного напряжения от напряжения на входе у неинвертирующего триггера Шмитта

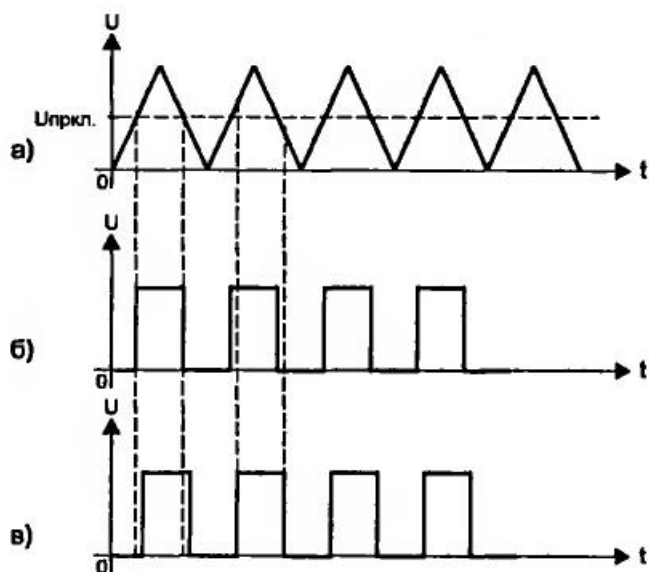


Рис. 1.44. Зависимость выходного напряжения (б) от входного (а) у повторителя уровня; в — неинвертирующего триггера Шмитта

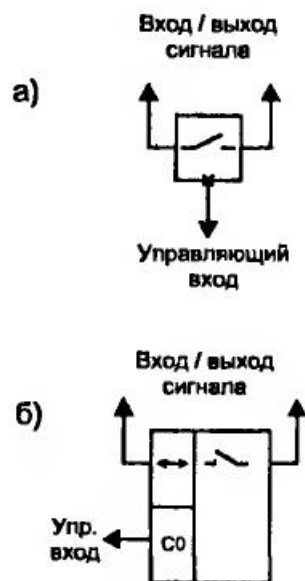


Рис. 1.45. Изображение аналогового коммутатора на схемах

лю или группой деталей заменить другие детали (об этом чуть ниже), то вам не составит труда чуть ли не полностью перерисовать схему, используя в ней имеющиеся у вас детали. И эта схема будет работать точно так же, как и первоисточник, а возможно, что и лучше, — ведь у автора первого варианта схемы может попросту не оказаться тех лучших деталей, которые есть у вас, и ему пришлось умышленно собирать заведомо худший вариант.

Для того чтобы радиолюбители разных стран могли понимать друг друга, изображения всех элементов во всех странах соответствуют единым международным стандартам. Но у русских, которые всегда стремятся «выпендриться», по части изображения элементов на схемах существует свой собственный стандарт, который, слава богу, не очень сильно отличается от международного. В этой книге изображения всех элементов соответствуют отечественному стандарту; мне, как автору, так легче. Единственное исключение — изображение аналогового коммутатора. Общепринятая схема на рис. 1.45, б, я же предпочитаю более наглядную схему на рис. 1.45, а. Надеюсь, со временем общепринятым станет более наглядный вариант изображения. «Все, что ни делается — только к лучшему!» — как говорил классик.

Между входом и выходом аналогового коммутатора включены каналы двух полевых транзисторов — n- и p-типа. Через канал транзистора с p-каналом текут только электроны, а с n-каналом — только дырки. Так как каналы обоих транзисторов соединены параллельно, то аналоговый коммутатор представляет собой электрически управляемый резистор, сопротивление которого не зависит от амплитуды напряжения на его выводах.

Управляется аналоговый коммутатор логическими уровнями. При уровне лог. «0» его контакты разомкнуты и сопротивление между ними очень велико (более 1000 МОм). При уровне лог. «1» на управляющем входе сопротивление между его контактами не превышает 100 Ом. При плавном увеличении напря-

жения на управляющем входе сопротивление каналов транзисторов уменьшается также плавно.

Цоколевка выводов большинства логических элементов микросхем серий К176, К561, К564 приведена на рис. 1.39. Для облегчения процесса изготовления платы на большинстве рисунков показано расположение отдельных элементов внутри единого корпуса микросхемы. На профессиональных схемах устройств отдельные элементы микросхем рисуются отдельно друг от друга, хотя, если это удобно для восприятия, их можно объединять. Отдельные «части» **разных** микросхем объединять ни в коем случае нельзя!

Многие **разные** логические элементы с одинаковым количеством входов-выходов расположены в стандартных корпусах с одинаковой цоколевкой выводов. Поэтому, чтобы уменьшить количество «картинок» на рис. 1.39, элементы с совпадающей цоколевкой я объединил на одном рисунке, перечислив внизу их названия. Друг от друга они отличаются только принципом действия (см. рис. 1.40 и 1.42).

Применение логических элементов

Логический элемент — один из самых многофункциональных разновидностей цифровых микросхем. Помимо своих прямых обязанностей (логические операции с двоичными числами), способны выполнять множество других функций, которые не «по зубам» более сложным микросхемам: генерировать, задерживать и распределять импульсы, согласовывать уровни, управлять источниками сигнала или нагрузками. Благодаря такой универсальности область применения логических элементов очень широка, практически ни одна более-менее сложная схема не обходится без подобных микросхем. Схем на основе логических элементов известно довольно много.

Некоторые общепринятые (по отечественному стандарту) условные обозначения и сокращения на схемах:

- сокращенное «имя» цифровых микросхем — DD, аналоговых — DA. Сразу после имени ставится порядковый номер микросхемы в составе устройства. Номера могут «раздаваться» в любом порядке, но обычно руководствуются принципом «сверху вниз, слева направо». Пропусков в нумерации деталей быть не должно — это свидетельство лени и признак невежества автора. Если микросхема состоит из нескольких независимых частей (например, логических элементов), то после порядкового номера микросхемы ставится точка, а после точки — порядковый номер «части» микросхемы.
- Все микросхемы изображаются в виде прямосторонних геометрических фигур (цифровые микросхемы только в виде прямоугольников). Внутри «квадратика» микросхемы ставится герб, который является «сокращенным» названием микросхемы, чтобы не приходилось для «облегчения понимания» писать его полностью, загромождая и так громоздкие схемы. Кроме того, внутри сложных микросхем часто пишут сокращенные имена их входов-выходов; в этом случае от герба они отделяются вертикальными

линиями. Разные группы входов или выходов отделяются друг от друга горизонтальными линиями.

- Цифры за пределами (снаружи) «квадратика» микросхемы — номера ее выводов. Чтобы не загромождать рисунки, номера выводов питания при их стандартном расположении (последний — «плюс»; «половинный» — «минус») обычно не указываются. Весь расчет на то, что читатель способен сам догадаться, куда и что нужно подавать. Ни одна микросхема не будет работать при отключенном напряжении питания от ее выводов питания.
- Для упрощения графики и уменьшения количества линий (из-за этого рисунки становятся более наглядными) провода, соединяющие между собой большое количество компонентов (например, шины питания), часто убирают, а выводы элементов, которые должны быть соединены между собой, помечают каким-нибудь образом (например, выводы, которые соединены с отрицательным полюсом однополярного источника питания, — знаком «общий» (\perp), с положительным — буквами «+U», «+U_{пит}», «U_{сс}»; также часто используются прописные буквы латинского алфавита — а, б, с...). **Все** выводы, которые помечены **одинаково**, должны быть соединены друг с другом.
- На схемах входы микросхем, а также управляющие входы полупроводников (база, затвор, ...) **всегда** расположены левее выходов. Отступать от этого правила можно только в исключительных случаях. «Молоточек» общего провода нельзя направлять вверх, а «стрелку» шины питания (+U) нельзя направлять вниз. Это так называемое «неписаное правило», и его соблюдают все, кроме хамов и незнаек.
- Напряжение питания всех схем в этой книге, если оно не указано на рисунках, равно 9 В.

Одно из устройств, собранное на основе логических элементов и которое есть практически во всех схемах, — **генератор прямоугольных импульсов**. Большинство цифровых схем работают именно с импульсами — считывают их, сравнивают, преобразовывают по специальным алгоритмам... Многие схемы имеют внутренний генератор, но некоторые работают от внешних импульсов — от импульсов, поступающих на их вход. К числу таких схем принадлежит большинство логических пробников, хотя в некоторых «серьезных» схемах пробников внутренний генератор все-таки есть.

Простейший генератор состоит из двух логических элементов (один или оба элемента должны быть с инверсией), а также частотоподающих резистора и конденсатора (рис. 1.46). «Частотоподающими» они названы потому, что от них «и только от них» зависит частота генерации.

Рассмотрим генератор, изображенный на рис. 1.46, а. Разобраться в его работе нам помогут **временные диаграммы**, изображенные возле схемы. Временные диаграммы можно сравнить с географической картой. Если вы знаете, как ими пользоваться, у вас никогда не возникнет серьезных проблем.

«Пользоваться» временными диаграммами очень просто. По вертикальной оси (вверх) на них отложено напряжение, а по горизонтальной (вправо) — время. То есть они показывают изменение амплитуды сигнала с течением времени. Очень часто для упрощения рисунка вертикальную ось убирают (и так все зна-

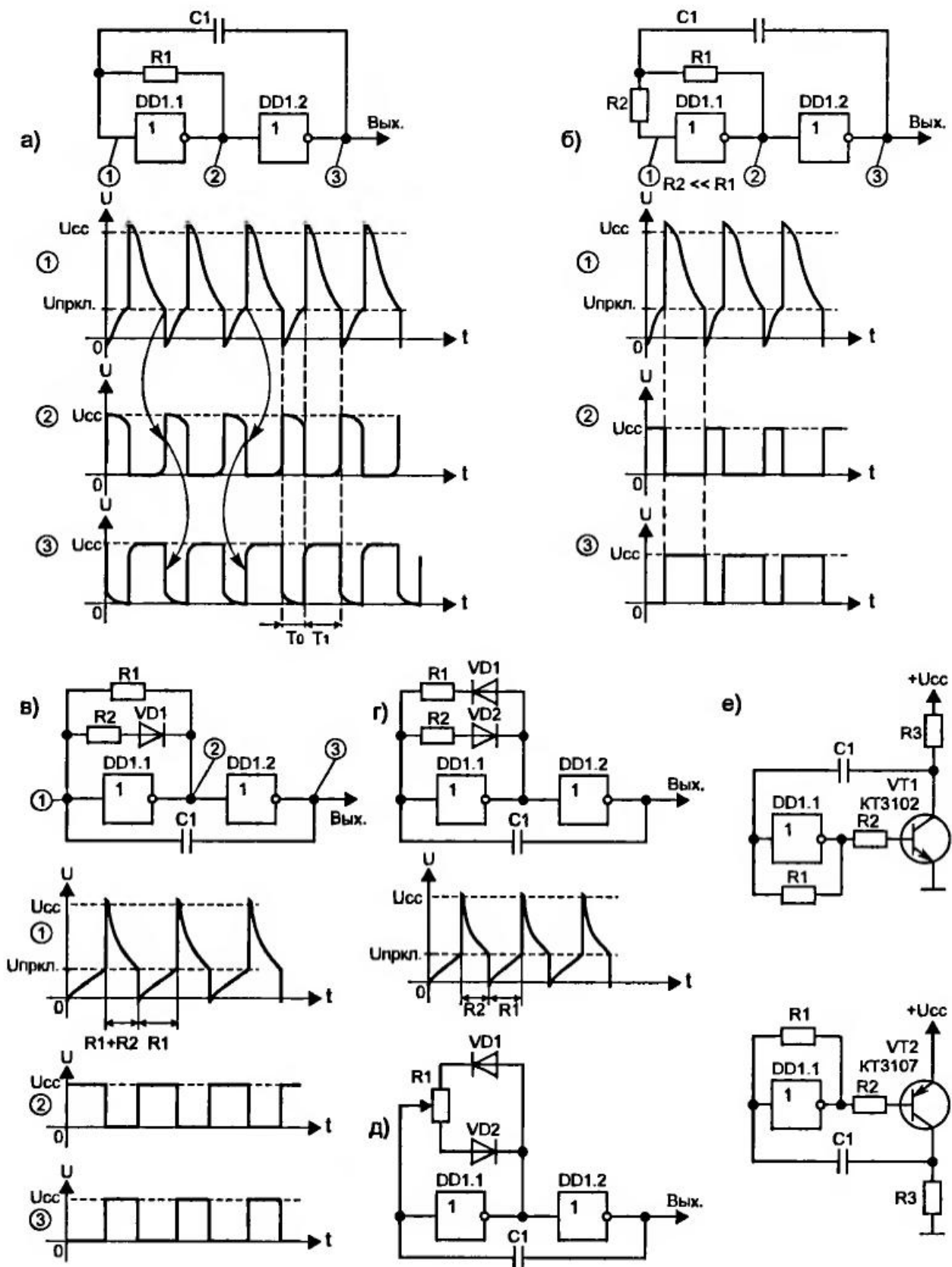


Рис. 1.46. Генераторы импульсов на основе логических элементов: а — типовая схема; б — схема с повышенной крутизной выходных импульсов; в — изменение скважности выходных импульсов с помощью диода; г — схема с отдельной регулировкой скважности; д — схема с возможностью плавной регулировки скважности; е — генератор на одном инверторе и каскаде с ОЭ на биполярном транзисторе

ют, что на ней отложено), а иногда убирают и горизонтальную ось времени, т. е. остается одна кривая линия полезного сигнала, без всяких стрелок координат.

Если нужно изобразить сигналы на нескольких выходах, которые зависят от некоторого третьего сигнала, то обычно «самый главный» сигнал изображают сверху, а точно под ним — все зависящие от него сигналы. Для того чтобы показать, как влияет изменение амплитуды «самого главного» сигнала (увеличение амплитуды сигнала называется **фронтом импульса**, а уменьшение — **спадом импульса**; спад иногда неправильно называют отрицательным фронтом). На амплитуду остальных сигналов между отдельными группами диаграмм рисуют строго перпендикулярные пунктирные линии, но иногда (когда диаграммы очень сложные) рисуют стрелки. На диаграммах, изображенных на рис. 1.46, а, показано и то и другое, но обычно рисуют что-то одно.

Вернемся к схеме, изображенной на рис. 1.46, а. Допустим, что на входе первого инвертора (диаграмма 1), (диаграммы можно помечать цифрами в кружке со стрелкой, как это делаю я и некоторые другие авторы, а можно занудно писать возле кривой линии диаграммы «вывод №... элемента №...»). Кружок со стрелкой более нагляден (не нужно ничего искать)) уровень лог. «0», на его выходе (2) уровень лог. «1», а на выходе второго инвертора — уровень лог. «0». То есть разность потенциалов на обкладках конденсатора $C1$ равна нулю. Так как на правом по схеме выводе резистор $R1$ уровень лог. «1», то конденсатор через него начинает заряжаться (1). Как только он зарядится до напряжения, примерно равного напряжению переключения первого инвертора, напряжение на выходе этого элемента начнет плавно уменьшаться, и, если бы не было второго инвертора, оно уменьшилось бы точно до напряжения переключения, при этом возникли бы сквозные токи. Но в схеме есть второй инвертор, и его присутствие нужно учитывать.

Как только напряжение на его входе начнет уменьшаться (2), напряжение на выходе начнет увеличиваться (3). К его выходу подключен один из выводов конденсатора $C1$. Так как разность потенциалов на выводах $C1$ резко измениться не может (закон сохранения энергии), а выходное сопротивление второго инвертора гораздо меньше сопротивления резистора $R1$ и входного сопротивления первого инвертора, то конденсатор превращается в «батарею», плюсовой полюс которой соединен со входом первого инвертора. Напряжение на выходе второго инвертора увеличивается довольно резко, также резко увеличивается напряжение на входе первого инвертора, напряжение на его выходе уменьшается еще резче, а это ускоряет увеличение напряжения на выходе второго инвертора... Развивается **лавинообразный процесс переключения** обоих логических элементов, он продолжается до тех пор, пока на выходах обоих инверторов не установятся новые логические уровни (2 и 3). Так как напряжение на выходе инвертора равно напряжению питания (9 В), а напряжение на конденсаторе «батареи» (напряжение переключения первого инвертора) примерно равно 3 В, то напряжение на входе первого инвертора лавинообразно увеличивается до $9 + 3 = 12$ (В). Но на самом деле такого не происходит — оно увеличивается максимум до 9,7 В (небольшие «пики» на диаграмме 1), — это начинают действовать входные защитные диоды. Так как максимально допустимый ток через

эти диоды больше максимального выходного тока второго инвертора, а емкостное сопротивление конденсатора $C1$ сравнительно очень мало (поэтому он не успевает разрядиться), то напряжение на выходе второго инвертора резко увеличивается только до $9 - 3 = 6$ (В), и потом, по мере разряда конденсатора через защитный входной диод, оно плавно увеличивается до 9 В.

Но некоторые схемы требуют от генераторов импульсов, чтобы их выходные импульсы были максимальной крутизны, безо всяких «плавных переходов». В таком случае в схему нужно ввести дополнительный резистор $R2$ (рис. 1.46, б) сопротивлением 10...100 кОм. Благодаря резистору падение напряжения произойдет на нем, а не на выходе второго инвертора и на выходе будут импульсы максимальной крутизны (3'). Сопротивление резистора $R1$ должно более чем в 5...10 раз превышать сопротивление резистора $R2$.

После переключения генератора на выходе первого инвертора устанавливается лог. «0», и конденсатор $C1$ через резистор $R1$ начинает заряжаться отрицательно (относительно правой по схеме обкладки). Как только напряжение на его левой по схеме обкладке снизится до напряжения переключения (3 В), напряжение на входе первого инвертора, благодаря второму инвертору и конденсатору $C1$, станет меньше нуля и ограничится на уровне 0,7 В благодаря защитному диоду. Уровни на выходах инверторов снова изменяются, и конденсатор $C1$ начнет заряжаться.

Так как напряжение переключения инверторов меньше половины напряжения питания, то импульсы на выходе генератора (выходе второго инвертора) не симметричны: длительность уровня лог. «1» больше, чем длительность уровня (полупериода) лог. «0» (соответственно T_1 и T_0). Связано это с тем, что при уровне лог. «1» на выходе второго инвертора конденсатор должен разрядиться через резистор $R1$ на $9 - 3 = 6$ (В), а при уровне лог. «0» — зарядиться на $0 + 3 = 3$ (В), т. е. в 2 раза меньше. Длительность импульса можно определить по формуле:

$$T \approx R \cdot C \cdot \ln(U_{\text{пит}} / \Delta U), \quad (10)$$

где R — сопротивление резистора $R1$, МОм; T — длительность импульса, с;

C — емкость конденсатора $C1$, мкФ;

$U_{\text{пит}}$ — напряжение питания, В;

ΔU — напряжение до которого конденсатор $C1$ должен зарядиться/разрядиться;

\ln — натуральный логарифм выражения $U_{\text{пит}}/U$.

Длительность импульса лог. «1» примерно равна $T_1 \approx 1,1 RC$, а импульса лог. «0» — $T_0 \approx 0,45 RC$; длительность периода импульсов равна $T = T_0 + T_1 = 1,1 + 0,45 = 1,55 RC$; частота генератора $F = 1/T \approx 1/(1,5 RC)$. Эти цифры очень приблизительны — у разных логических элементов разное напряжение переключения, кроме того, оно незначительно зависит от напряжения питания генератора.

Для того чтобы длительность импульса стала равной длительности паузы между импульсами, схему генератора нужно немножко усложнить, введя цепочку $R2VD1$ (названия цепочек или групп элементов, соединенных вместе, пишут-

ся сплошным текстом, без пробелов и запятых; но иногда отдельные элементы отделяются друг от друга дефисами — маленькими «тире»). В такой схеме при уровне лог. «1» на выходе первого инвертора конденсатор $C1$ заряжается только через резистор $R1$, диод $VD1$ в это время закрыт обратным напряжением и его сопротивление огромно. Когда на выходе первого инвертора появится уровень лог. «0», диод $VD1$ откроется и параллельно резистору $R1$ подключится резистор $R2$. Суммарное сопротивление цепочки $R1R2VD1$ уменьшится, и конденсатор $C1$ станет разряжаться быстрее, чем заряжаться. Подбирая сопротивление резистора $R2$ (оно обычно в 2...3 раза больше сопротивления резистора $R1$), можно добиться абсолютной симметрии импульсов.

Часто бывают нужны **сильно несимметричные импульсы** (например, длительность импульса $T_1 = 5$ с, а длительность паузы $T_0 = 0,1$ с, или наоборот). Такого можно добиться, резко уменьшая сопротивление резистора $R2$ и изменяя полярность включения диода $VD1$ (если на выходе второго инвертора должно быть $T_1 \gg T_0$). Для того чтобы можно было отдельно регулировать длительности импульса и паузы, в схему нужно ввести второй диод (рис. 1.46, *г*). В этой схеме длительность импульса на выходе второго инвертора регулируется резистором $R2$, а длительность паузы между импульсами — резистором $R1$.

Иногда необходимо иметь возможность изменить скважность импульсов (**скважность** — отношение длительности импульса к длительности паузы) при неизменной частоте генератора. В таком случае можно воспользоваться схемой, нарисованной на рис. 1.46, *д*; работает она так же, как и схема в пункте 2. В верхнем по схеме положении движка переменного резистора $R1$ конденсатор $C1$ через диод $VD1$ заряжается гораздо быстрее, чем через диод $VD2$ — разряжается, поэтому длительность импульса на выходе генератора гораздо больше длительности паузы. Когда движок переменного резистора находится в нижнем по схеме положении, то длительность импульса гораздо меньше длительности паузы. Так как суммарное сопротивление обеих «половинок» переменного (или подстроечного) резистора $R1$ при этом не изменяется, то период следования импульсов и соответственно частота генератора при этом также не изменяются.

Во всех схемах, изображенных на рис. 1.46, второй инвертор можно заменить на биполярный резистор, включенный по схеме с ОЭ (рис. 1.46, *е*); этот транзистор может быть любой структуры. В таких схемах нагрузку лучше всего подключать к выходу «микросхемного» инвертора — там импульсы более «прямоугольны». Сопротивление резистора в коллекторной цепи транзистора ($R3$) должно быть в пределах 1...10 кОм (чем оно больше, тем меньше потребляемый генератором ток и тем хуже он работает), а сопротивление базового резистора $R2$ должно быть в 20...100 раз больше сопротивления резистора $R3$. В целом такая схема из-за несовершенства транзистора как логического элемента работает гораздо хуже схем на двух инверторах, поэтому использовать ее можно только в исключительных случаях — когда «не хватает» инверторов в составе одной микросхемы, а вводить в состав устройства еще одну микросхему не хочется.

Во всех описанных выше схемах инверторы можно заменить инвертирующими триггерами Шмитта, при этом крутизна выходных импульсов резко увеличится. Но благодаря гистерезису переключения, которым обладают подобные

логические элементы, генератор можно собрать всего на одном триггере Шмитта (рис. 1.47, а). Работает он очень просто: сразу после включения питания конденсатор $C1$ разряжен, на выходе элемента присутствует уровень лог. «1», который через резистор $R1$ заряжает конденсатор. Как только напряжение на нем превысит пороговое напряжение уровня лог. «1», триггер Шмитта **почти мгновенно** переключится и на его выходе появится уровень лог. «0». Конденсатор $C1$ начнет разряжаться, и, как только напряжение на нем упадет ниже уровня лог. «0», триггер снова переключится. Благодаря триггерным свойствам такого инвертора крутизна выходных импульсов очень велика, импульсы можно считать идеально прямоугольными. Период следования импульсов у такого генератора равен $T = 1,33 RC$, а частота — $F = 1/(1,33 \cdot RC)$. Так как напряжение переключения триггера Шмитта не равно половине напряжения питания, то импульсы на его выходе несимметричны — продолжительность уровня лог. «1» несколько больше, чем уровня лог. «0» (соответственно $T_1 = 0,7 \cdot RC$, а $T_0 = 0,6 \cdot RC$ при напряжении питания, равном 9 В). При напряжении питания, равном 7 В, импульсы симметричны, а при меньшем напряжении длительность импульса меньше длительности паузы (уровня лог. «0»).

Для устройств работающих в цифровом режиме с плавно нарастающими сигналами (частный случай — генератор импульсов), триггер Шмитта идеален. Поэтому многие классы цифровых устройств, работающих в режиме переключения (компараторы, логические элементы, даже усилители тока на биполярных транзисторах), для большей крутизны импульсов и, следовательно, большей экономичности (так как во время **продолжительного** переключения возникают сквозные токи, на транзисторах падает большое напряжение, а некоторые схемы вообще могут возбудиться и вместо одного импульса выдадут на выход целую пачку импульсов) вводят гистерезис переключения (или просто гистерезис

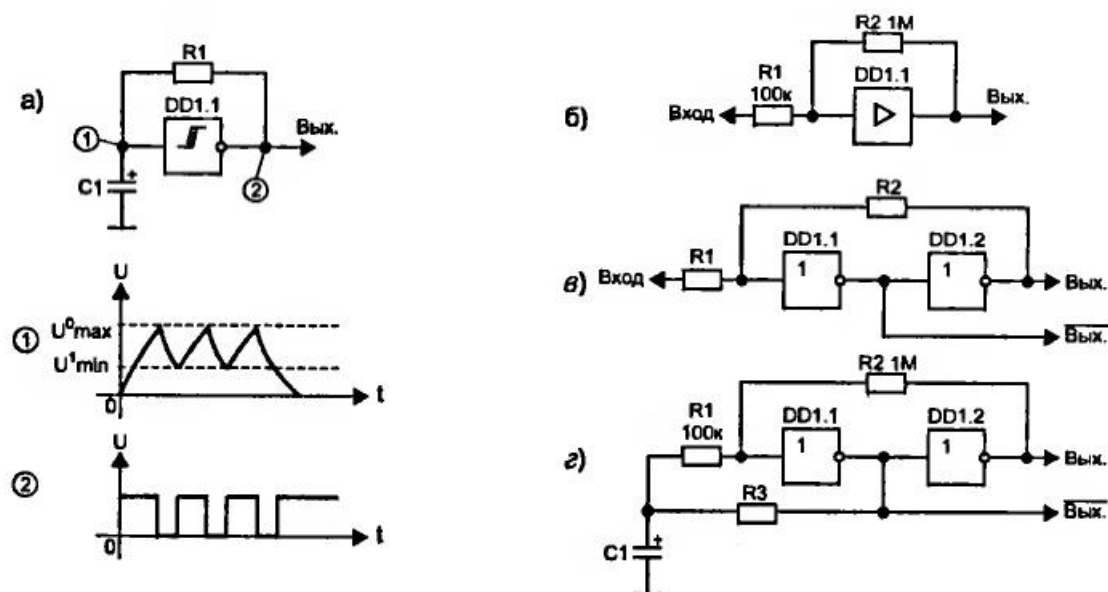


Рис. 1.47. Триггеры Шмитта: а — генератор импульсов на основе триггера Шмитта; б — триггер Шмитта на основе повторителя уровня; в — триггер Шмитта на двух инверторах; г — генератор импульсов с парафазными (прямым и инверсным) выходами

зис — других типов гистерезиса в электронике, по моим сведениям, нет). Усилители тока мы уже рассмотрели, компараторы относятся к аналоговым микросхемам, остались только логические элементы.

Легче всего ввести гистерезис в повторитель уровня (рис. 1.47, б). Для этого вход и выход повторителя нужно закортить резистором положительной обратной связи (ПОС) R2, а сигнал на вход элемента подавать через токоограничительный резистор R1. От соотношения сопротивлений этих резисторов зависит напряжение переключения триггера Шмитта, его можно вычислить по формулам:

$$U_{\text{пркл. 0-1}} = U_{\text{пркл.}} \cdot (R1 + R2)/R2, \quad (11)$$

$$U_{\text{пркл. 1-0}} = (U_{\text{пркл.}}(R1 + R2) - U_{\text{cc}} \cdot R1)/R2, \quad (12)$$

где $U_{\text{пркл.}}$ — напряжение переключения логического элемента без резисторов, $U_{\text{пркл. 0-1}}$; $U_{\text{пркл. 1-0}}$ — соответственно максимальное входное напряжение, при котором на выходе удерживается уровень лог. «0», и минимальное входное напряжение, при котором на выходе сохраняется уровень лог. «1»;

U_{cc} — напряжение питания микросхемы;

R1 и R2 — сопротивление резисторов R1 и R2; сопротивления обоих резисторов должны быть выражены в одних и тех же единицах (омах, килоомах, мегаомах...).

Так, при напряжении питания, равном 9 В, напряжении переключения повторителя $U_{\text{пркл.}} = 3$ В, сопротивление резистора R1, равном 100 кОм, а резистора R2 — 1000 кОм, напряжения из уровня лог. «0» в уровень лог. «1» и наоборот равны соответственно 3,3 и 2,4 В. Некоторая несимметричность этих напряжений относительно напряжения объясняется тем, что напряжение переключения повторителя не равно половине напряжения питания.

Напряжение гистерезиса у схемы с перечисленными выше параметрами внешних цепей равно $3,3 - 2,4 = 0,9$ (В). Его можно вычислить по отдельной, очень простой формуле, не проводя расчетов (11) и (12):

$$U_{\text{г}} = (R1 \cdot U_{\text{cc}})/R2 = U_{\text{cc}} \cdot R1/R2, \quad (13)$$

где $U_{\text{г}}$ — напряжение гистерезиса.

Несмотря на простоту схемы (всего 1 логический элемент), **неинвертирующие** триггеры Шмитта находят весьма ограниченное применение, генератора на них не собрать. Гораздо шире используются **инвертирующие** триггеры Шмитта, хотя бы потому, что из них можно «сделать» в том числе и повторитель, добавив еще один инвертор.

Схема триггера Шмитта на инверторах изображена на рис. 1.47, в. Как известно, чтобы «сделать» из инверторов повторитель, нужно последовательно соединить два инвертора (см. таблицы истинности на рис. 1.37), что и сделано на этом рисунке. Сигнал можно снимать как с выхода первого инвертора (инверсный выход; вектор — палочка над словом «вых», так же как и кружок возле выходного вывода микросхемы, означает инверсию сигнала), так и с выхода второго инвертора (прямой выход). Напряжения переключения такого триггера

Шмитта, а также напряжение гистерезиса рассчитываются по формулам (11)...(13). Если сигнал снимается с инверсного выхода, то выражения, стоящие слева от знака равенства в формулах (11) и (12), нужно поменять местами.

Добавив в схему на рис. 1.47, *в* резистор и конденсатор, можно получить генератор импульсов (рис. 1.47, *з*). Частота выходного сигнала такого генератора зависит от гистерезиса, напряжений переключения и питания микросхемы; определяется она по не очень простой формуле, поэтому приводить ее здесь я не буду. Скажу лишь, что частота такого генератора, при тех же номиналах резистора R3, конденсатора C1 и напряжении гистерезиса, около 1...1,5 В. Определяется по той же формуле, что и у генератора на рис. 1.47, *а*. При напряжении гистерезиса больше половины напряжения питания она превышает частоту генераторов, изображенных на рис. 1.46. Но все это очень приблизительно.

У генератора, изображенного на рис. 1.47, *з*, есть только одно ограничение: сопротивление резистора R3 для устойчивой работы генератора должно быть в 2...3 и больше раз меньше сопротивления резистора R2. При большом сопротивлении резистора R3 резистор R2 «мешает» конденсатору C1 заряжаться, и он может попросту не зарядиться до напряжения переключения — генератор остановится. «Микросхемные» триггеры Шмитта (см. рис. 1.47, *а*) собраны по оригинальной технологии, у них резистора R2 между входом и выходом нет, и входное сопротивление таких элементов, как и всех остальных КМОП-схем, близко к бесконечности. То есть никаких ограничений на максимальное сопротивление частото задающего резистора у них нет.

Как уже, наверное, заметил читатель, в генераторах на основе триггеров Шмитта можно использовать любые конденсаторы, в том числе и полярные (танталовые, электролитические). В генераторах на основе логических элементов (рис. 1.46) полярные конденсаторы использовать нежелательно, хотя и можно. Дело в том, что у таких генераторов на обкладках конденсатора присутствует переменное напряжение, а **омическое сопротивление** (не путать с емкостным!) у «неправильно» включенного полярного конденсатора гораздо меньше, чем при «правильном» включении. То есть при «неправильном» включении выводы конденсатора как бы замыкаются через резистор небольшого сопротивления (сотни ом). Но, несмотря на это, электролитические конденсаторы неплохо работают и в генераторах на рис. 1.46. Связано это с тем, что омическое сопротивление «неправильно» включенного полярного конденсатора становится значительным только при напряжении на конденсаторе, больше трети максимально допустимого напряжения. Положительный полюс конденсатора в схемах на рис. 1.46 лучше всего соединять с выходом второго инвертора.

Во всех схемах генераторов на КМОП-микросхемах есть несколько ограничений:

- Минимальная емкость частото задающего конденсатора — 33...100 пФ, максимальная — 10...100 мкФ. При меньшей емкости этого конденсатора генератор будет работать неустойчиво, так как параллельно ему будут включены паразитные емкости монтажа и входная емкость микросхемы. Эти емкости имеют значительную величину и их влияние на выходной сигнал генератора предсказать очень сложно. При емкости конденсатора

- более 100 пФ паразитные емкости можно не учитывать — они становятся ничтожно малы.
- Минимальное сопротивление частото задающего резистора — 10 кОм, максимальное — 1 МОм. При меньшем сопротивлении резистор начнет шунтировать («закорачивать») логический элемент и стабильность генератора ухудшится. Кроме того, от сопротивления этого резистора зависит потребляемый микросхемой ток, он примерно равен $I_{cc} = U_{cc}/R$ (закон Ома). При сопротивлении этого резистора более 1 МОм на частоту генератора начинает влиять атмосферная влажность, ток утечки частото задающего конденсатора, диэлектрические свойства платы и многое другое.
 - Максимальная частота генератора на основе микросхем серии K176 — 1,2 МГц, серий K561, K564 — до 1,5 МГц; минимальная длительность импульсов равна соответственно 800 и 600 нс (0,8 и 0,6 мкс). При увеличении напряжения питания максимальная частота также увеличивается и достигает 2 МГц. При уменьшении напряжения питания она также уменьшается, при $U_{cc} = 3$ В она не превышает 500...1000 кГц для большинства микросхем перечисленных выше серий.
 - Максимальный выходной ток для большинства логических элементов не превышает 10...20 мА. Если нужен большой ток, на выходе нужно поставить усилитель (например, составной эмиттерный повторитель — см. рис. 1.36). Если нужен ток в 20...30 мА, то несколько одинаковых логических элементов, входящих в состав **одной и той же** микросхемы, можно соединить параллельно (рис. 1.48). **Триггеры Шмитта так включать нельзя.** Это относится и ко всем остальным устройствам с гистерезисом переключения.

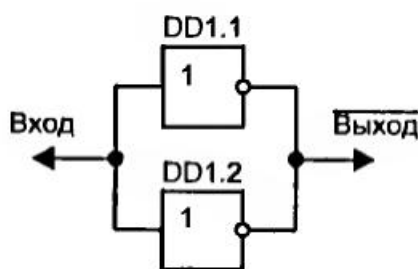


Рис. 1.48. Параллельное включение нескольких однотипных логических элементов для увеличения выходного тока (уменьшения выходного сопротивления)

До сих пор мы рассматривали генераторы только на основе одноходовых логических элементов. Такие схемы выгодно использовать только там, где генератор должен работать постоянно (например, электронные часы). Но в некоторых устройствах периодически возникает надобность остановить (затормозить, заморозить) генератор, чаще всего для того, чтобы уменьшить потребляемый микросхемой ток (работающий генератор потребляет ток, примерно равный, как уже упоминалось выше, $I_{cc} = U_{cc}/R$, а неработающий — практически нулевой ток), но иногда и по другим причинам.

В принципе остановить можно и генератор на основе двух инверторов, замыкая частото задающий резистор через диод логическим уровнем с выхода

управляющей схемы (рис. 1.49, а). Полярность включения диода зависит от полярности управляющих сигналов.

Рассмотрим схему на рис. 1.49, а. При подаче на левый по схеме вывод диода VD1 (анод) уровня лог. «0» диод закрыт и не мешает работе генератора (для того чтобы он открылся, нужно, чтобы напряжение на входе логического элемента стало на $0,7 \dots 1$ В меньше нуля, а такого, при исправных защитных диодах, никогда не бывает). При подаче на анод диода уровня лог. «1» диод открывается и пропускает этот уровень на вход логического элемента. На его выходе устанавливается уровень лог. «0», но так как сопротивление резистора R1 гораздо больше прямого сопротивления диода и выходного сопротивления источника управляющего сигнала, то переключения элементов не происходит и генерация «срывается». На выходе элемента DD1.2 присутствует постоянный уровень лог. «1». При подаче на анод диода уровня лог. «0» генератор практически мгновенно «заводится».

Аналогично работает и нижняя схема, только в ней противоположная полярность управляющих импульсов.

У обеих схем, изображенных на рис. 1.49, в режиме «стоп» на выходе элемента DD1.1 присутствует уровень, противоположный уровню на входе, и на выводах резистора R1 падает практически полное напряжение питания. Поэтому потребляемый такой схемой ток практически одинаков как в рабочем, так и в нерабочем состоянии, следовательно, экономичность таких схем близка к нулю.

Вообще схемы генераторов можно сравнить с двумя видами транспортных средств — автомобилем и электротележкой (каром). Двигатель у автомобиля работает постоянно и жжет бензин даже тогда, когда он стоит на светофоре. У тележки же мотор включается только для увеличения скорости, а все остальное время он выключен. Отсюда видно, что экономичность (КПД) у электротележки гораздо выше, чем у автомобиля.

Дальше нами будут рассмотрены схемы «электротележки».

Схема генератора на основе логического элемента 2И-НЕ (цифра «2» означает количество входов) изображена на рис. 1.50, а, а генератора на основе элемента 2ИЛИ-НЕ — на рис. 1.50.

При подаче на один из входов элемента «2И-НЕ» уровня лог. «1» он работает как обычный инвертор (см. таблицу истинности на рис. 1.42, а), конденсатор C1 периодически заряжается/разряжается через резистор R1 и на выходе генератора присутствуют импульсы с некоторой частотой (она определяется по той же формуле, что и для обычных одноходовых инверторов). Но когда на вход

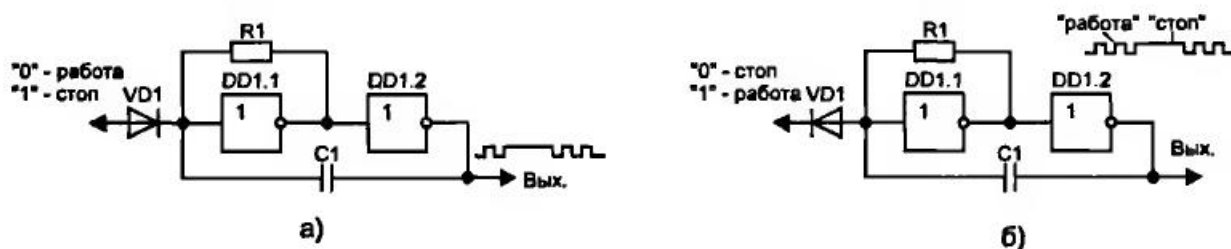


Рис. 1.49. «Останов» генераторов на инверторах с помощью управляющих логических уровней

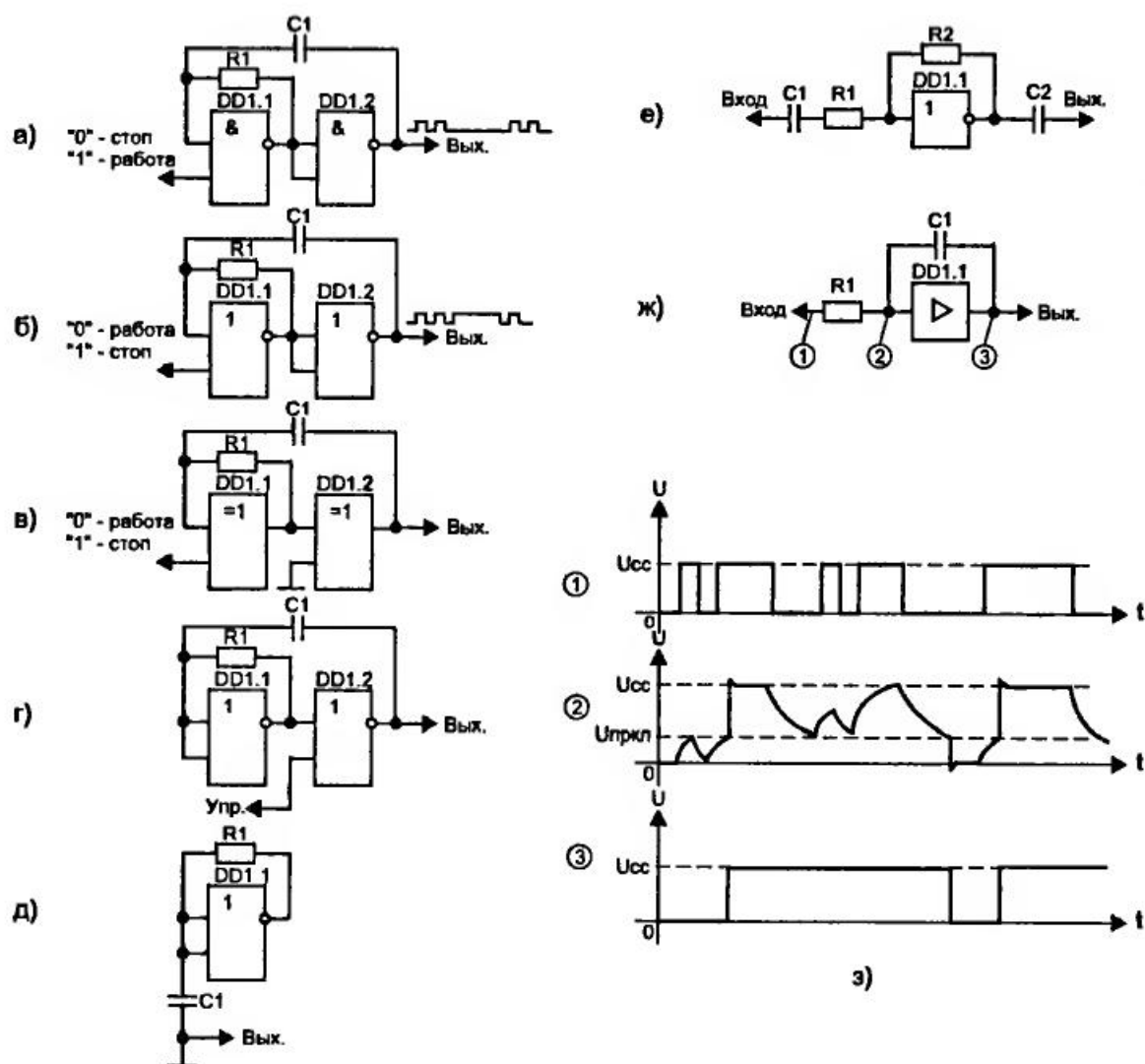


Рис. 1.50. «Останов» генераторов на основе многоходовых логических элементов: а — генератора на основе элемента «2И-НЕ»; б — элемента «2ИЛИ-НЕ»; в — элемента «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ»; г — «неправильная» остановка генератора; д — то, что при этом получается; е — усилитель аналогового сигнала на основе цифрового логического элемента; ж — интегратор; з — временные диаграммы интегратора на основе логического элемента

элемента поступает уровень лог. «0», на его выходе устанавливается «единица» **независимо** от уровня сигнала на всех остальных входах. То есть генерация срывается на втором входе логического элемента DD1.1. Через резистор R1 устанавливается уровень лог. «1», а на выходе генератора — уровень лог. «0». Кстати, сигнал можно снимать и с выхода первого инвертора, там в это время уровень лог. «1».

Аналогично работает и генератор на элементе 2ИЛИ-НЕ, только для него все сигналы имеют противоположную амплитуду.

Как видно из рисунков и описаний, в режиме «стоп» и ток через резистор R1 практически не течет, он зависит только от входного тока микросхемы и тока утечки конденсатора C1. Оба эти параметра у исправных приборов близки бесконечности, т. е. потребляемый генератором в этом режиме ток практически равен нулю.

Поэтому такие схемы очень широко используются в устройствах с пониженным энергопотреблением. Впрочем, подробнее об этом можно узнать чуть ниже. В обеих схемах второй логический элемент можно заменить любым инвертором, в том числе и на транзисторе. Логические элементы использованы здесь (в качестве DD1.2) только для того, чтобы не рисовать на такой простой схеме две микросхемы. Как видно из двух верхних строчек таблиц на рис. 1.42, а и б, присоединенных вместе входах оба типа логических элементов работают одинаково — они инвертируют входной сигнал (имеются в виду элементы с инверсным выходом).

Генератор можно собрать и на элементе ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Для работы в таком режиме понадобятся два логических элемента, работающих как инверторы, т. е. на один из входов обоих элементов нужно подать уровень лог. «0» (см. рис. 1.42, в). Схема такого генератора изображена на рис. 1.50, в, и она практически не отличается от рассмотренных выше, «тормозится» генератор подачей уровня лог. «1» на вход первого элемента, при этом он из инвертора «превращается» в повторитель. На выходе элемента DD1.2 (его можно заменить любым инвертором) в это время присутствует сигнал с любым уровнем — или лог. «0», или лог. «1». Его можно изменить, подав на вход элемента DD1.1, соединенный с резистором и конденсатором, противоположный логический уровень.

Во всех рассмотренных выше схемах останавливать генератор можно, только блокируя первый элемент. Второй элемент (инвертор) «трогать» нельзя.

Рассмотрим, например, схему генератора на основе логических элементов 2ИЛИ-НЕ, у которого блокируется второй инвертор (рис. 1.50, г). При подаче на управляющий вход на выходе элемента DD1.2 устанавливается уровень лог. «0» независимо от сигнала на втором входе, и всю схему генератора, находящегося в таком режиме, можно представить в виде, изображенном на рис. 1.50, д. Эта схема очень похожа на схему включения триггера Шмитта, за исключением разве что того, что у последнего сигнал снимается с выхода элемента, а не с общего провода. Но это так, черный юмор...

В остановленном таким способом генераторе на выходе и в самом деле появится постоянный уровень лог. «0», но ток потребления генератора, находящегося в таком режиме, не то что не снизится, но, возможно, он даже увеличится.

Рассмотрим подробнее схему на рис. 1.50, д. Так как логический элемент, в отличие от триггера Шмитта, гистерезисом переключения не обладает, то через резистор R1 на его выходе установится напряжение, равное напряжению переключения. Конденсатор C1 пока можно не учитывать. Но, как известно, именно в таком режиме сквозные токи через ключевые транзисторы достигают своей максимальной величины! Поэтому потребляемый микросхемой ток очень резко увеличивается, а от избытка выделяющейся на кристалле мощности он может перегреться.

Но самое интересное следующее. Для всех инверторов (кроме триггеров Шмитта) такой режим работы очень неустойчив, и они крайне чувствительны к любым, даже самым малым изменениям напряжения на входе. И если убрать из схемы конденсатор C1, у нас получится усилитель сигнала с большим коэффициентом усиления по напряжению и практически бесконечным по току (рис. 1.50, е). Коэффициент усиления по току у такого усилителя зависит толь-

ко от величины сопротивления резистора R_2 , а коэффициент усиления по напряжению — от соотношения R_2/R_1 . Конденсаторы C_1 и C_2 — развязывающие, необходимые для согласования напряжения переключения логического элемента (его постоянной составляющей) с постоянной составляющей источника сигнала и нагрузки логического элемента. Коэффициент усиления по напряжению одного каскада нельзя делать больше 10...20, а если нужны большие коэффициенты, то можно несколько усилителей на отдельных элементах соединить последовательно, при этом их суммарный коэффициент усиления будет равен произведению коэффициентов усиления всех отдельных усилителей.

Но, несмотря на возможность работы в таком режиме, использовать логические элементы в качестве усилителей переменного напряжения я не рекомендую. По моему мнению, зубы и унитаз лучше всего чистить разными щетками, а не одной и той же. Для линейного усиления сигнала существуют операционные усилители, которые предназначены для работы как с цифровым, так и аналоговым сигналом. У операционных усилителей нет сквозных токов, у них более высокие коэффициенты усиления, они имеют гораздо лучшую амплитудно-частотную характеристику... Кроме того, операционных усилителей, так же как и логических элементов, в одном корпусе может быть до полудесятка штук. А цифровые микросхемы должны работать только в цифровом режиме.

Если мы попытаемся таким же образом остановить генератор, изображенный на рис. 1.50, *в*, переведя второй элемент из режима инвертора в режим повторителя, то у нас из генератора получится черт знает что, но если убрать конденсатор C_1 , то получится линейный усилитель (рис. 1.50, *е*), а если убрать резистор R_1 и перевести первый элемент в режим повторителя, то из генератора получится интегратор (рис. 1.50, *ж*).

В основе интегратора лежит интегрирующая RC-цепочка, которую часто называют фильтром нижних частот (см. рис. 1.6). Как нам уже известно, чем выше частота входного сигнала, тем меньше его амплитуда на выходе интегрирующей цепочки, причем амплитуда выходного сигнала экспоненциально зависит от частоты.

Интегратор работает по несколько более жесткому принципу: пока частота сигнала слишком мала, его амплитуда не ограничивается, и на выходе интегратора присутствует сигнал с той же частотой и амплитудой, что и на входе (правда, этот сигнал немного сдвинут по времени относительно входного). Как только частота входного сигнала пусть даже немножко превысит некоторую **частоту среза**, на выходе установится постоянный уровень, не зависящий от входного сигнала. Интеграторы очень часто используются в цифровой технике, так как только они абсолютно нечувствительны к возникающим сплошь и рядом высокочастотным помехам.

Все рассмотренные выше схемы генераторов на самом деле являются интеграторами, интегрирующий конденсатор которых через токоограничивающий резистор заряжается инверсным напряжением. И именно благодаря интегрирующим свойствам конденсатора эти схемы (кроме генератора на основе триггера Шмитта) именно **переключаются**, а не переходят в линейный режим со всякими присущими ему сквозными токами и пр.

Рассмотрим работу интегратора. В этом нам помогут временные диаграммы, нарисованные на рис. 1.50, з. Когда на вход устройства (диаграмма 1) приходят слишком короткие импульсы, конденсатор $C1$ попросту не успевает заряжаться через резистор $R1$, и напряжение на выходе микросхемы не изменяется. Но как только импульсы становятся достаточно «длинными», конденсатор заряжается до напряжения переключения (2) и уровень на выходе повторителя DD1.1 меняется на противоположный. При этом напряжение на входе логического элемента через конденсатор $C1$ резко увеличивается (уменьшается) и ограничивается защитными диодами. Если на выходе интегратора должны быть импульсы с максимальной крутизной, то последовательно с конденсатором $C1$ нужно подключить резистор сопротивлением около 1 кОм. Его сопротивление должно быть гораздо меньше (в 10...100 раз) сопротивления резистора $R1$.

Минимальную длительность уровня лог. «0» на входе схемы, изображенной на рис. 1.50, ж, которая вызовет переключение интегратора, можно определить по эмпирической (т. е. приближенной, найденной экспериментально, а не теоретически) формуле $T_{0\min} \approx 1,1 \cdot RC$, а минимальную длительность уровня лог. «1» — по формуле $T_{1\min} \approx 0,55 \cdot RC$, где R — в мегаомах, а C — в микрофарадах.

Как видно из сравнения этих двух формул, интегратор на основе логического элемента весьма далек от идеала — минимальные длительности импульсов различаются почти в 2 раза, из-за чего при высокочастотном **меандре** (меандр — симметричный цифровой сигнал переменного тока с крутыми фронтами и спадами импульсов; длительность импульса равна длительности паузы) на входе интегратора на его выходе будет уровень лог. «1». А если длительность импульсов меандра меньше $T_{0\min}$, но больше $T_{1\min}$, то в уровень лог. «1» интегратор переключаться будет, а в уровень лог. «0» — нет. Связано это с тем, что напряжение переключения логического элемента не равно половине напряжения питания, а равно примерно $1/3$ от него, из-за чего при напряжении питания 9 В и уровне лог. «1» на входе конденсатор $C1$ должен зарядиться до напряжения $3 - 0 = 3$ (В), а при уровне лог. «1» — до $3 - 9 = -6$ (В). Знак «минус» означает, что конденсатор не заряжается (относительно общего провода), а разряжается. Поэтому интеграторы на цифровых микросхемах имеет смысл использовать только в не очень точных устройствах. Интеграторы на основе операционных усилителей свободны от этого недостатка, у них напряжение переключения может быть практически от нуля до почти напряжения питания и устанавливается с помощью внешних резисторов. Подробнее про такие интеграторы можно прочитать во втором томе книги.

При очень низких входных частотах, как видно из диаграмм (рис. 1.50, з), происходит **сдвиг импульсов по фазе**: уровень лог. «0» на выходе сдвигается относительно входного сигнала на время $T_{0\min}$, а уровень лог. «1» — на время $T_{1\min}$. Поэтому интеграторы очень часто используют в качестве **цифровой линии задержки** сигнала. Для работы в таком режиме подходят только те интеграторы, у которых $T_{0\min} = T_{1\min}$. Поэтому для работы в таком **цифровом режиме** подходят только операционные усилители, т. е. аналоговые микросхемы! Впрочем, это далеко не единственный парадокс в электронике...

Если в интегратор добавить один резистор, то у нас получится **одновибратор**, или **ждущий мультивибратор** (генератор — это обычный мультивибратор). Его схема изображена на рис. 1.51, а. Добавочный резистор R2 подключают к одной из шин питания — от этого зависит уровень на выходе одновибратора в режиме ожидания. При замыкании кнопки SB1 конденсатор начинает заряжаться и через некоторое время T_{min} одновибратор переключится. В исходное состояние он вернется через некоторое время после отпускания кнопки, и в этом состоянии он будет «ожидать» (поэтому его так и называли) следующего замыкания.

Одновибраторы очень широко используются в цифровой технике. Чаще всего они «ставятся» между кнопкой и управляемой ею частью схемы. Применение одновибраторов в таком случае необходимо из-за того, что все кнопки и переключатели во время переключения **искрят** (т. е. наблюдается **дребезг контактов**). При нажатии на кнопку или переключатель ее контакты замыкаются не мгновенно, а плавно, и сопротивление между ее контактами «плавает» в широких пределах. Цифровая микросхема это «плавающее сопротивление» воспринимает как хаотическое и очень быстрое изменение логических уровней, т. е. на вход микросхемы поступает не один-единственный перепад логических уровней, а сразу несколько сотен. А так как быстрдействие современных цифровых микросхем (относительно быстрдействия человека) очень велико, то, как бы быстро вы ни замыкали/размыкали контакты, искрение контактов (или дребезг контактов — разные слова, но смысл одинаков) все равно проявит себя.

Продолжительность искрения контактов зависит от их материала, а также от силы упругости металла. В реальных кнопках/переключателях оба фактора переплетаются настолько сильно, что определить причину искрения практически невозможно.

Все мы живем в очень агрессивной среде. Кислород, вода (водяной пар) и тот дым, который валит из трубы ближайшего завода, — сильнейшие окислители, и противостоять им практически ничто (из металлов) не может. Поэтому поверхности контактов очень медленно окисляются, и на них появляются участки, покрытые неэлектропроводными оксидами или солями металла. Если переключатель коммутирует высокое напряжение или большой ток, то в момент замыкания/размыкания между контактами возникает электрическая искра (в принципе искра возникает практически всегда, вся проблема в том, что ее не всегда удается заметить). Искра — это не что иное, как нагретое до очень высокой температуры вещество. От воздействия высоких температур скорость окисления металла контактов очень резко возрастает.

Все это приводит к тому, что поверхность контактов, рассмотренная под микроскопом, похожа не на «чистый лист», а, скорее, на поверхность напильника: впадины — это чистый металл, а выступы — слой окислов. Если к этому «контакту» прижать еще один такой же, то тока в цепи, скорее всего, не будет, и только если очень сильно прижать эти «напильники» друг к другу, то возможно продавливание металла сквозь слой окислов. Так как при увеличении давления контакты будут скользить относительно друг друга, то возможно такое состояние, когда все старые микро-контакты между ячейками «напильника» будут

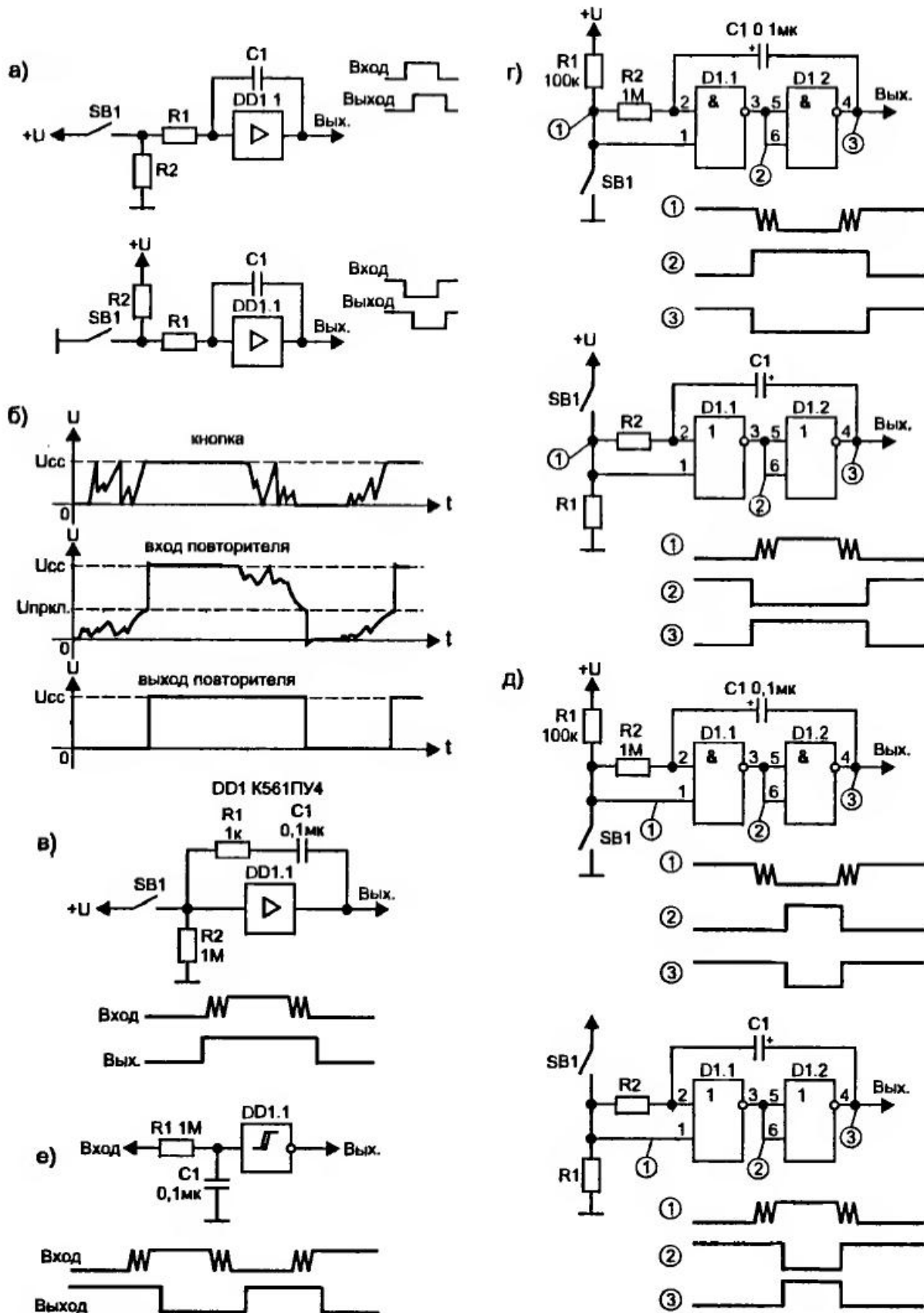


Рис. 1.51. Интеграторы (формирователи одиночного импульса): а — простейший, с задержкой включения и выключения; б — временные диаграммы работы интегратора от «искрящей» кнопки; в — одновибратор с задержкой выключения на многоходовых логических элементах; д — то же самое, но с задержкой включения; е — интегратор на основе триггера Шмитта

нарушены. То есть сопротивление между контактами переключателя резко возрастает. Это и есть искрение контактов.

Существуют также переключатели «со щелчком», т. е. с гистерезисом переключения. В такие переключатели встроена специальная пружинка, и при превышении давления на толкатель некоторой пороговой величины контакты переключателя благодаря пружинке лавинообразно и с очень большой силой и скоростью переключаются во второе устойчивое положение. При этом слышен довольно громкий щелчок, благодаря которому переключатели и получили такое название. В «серьезной» литературе это название не принято, там их вообще никак не называют.

Так как контакты таких переключателей переключаются со значительной скоростью, то искрение контактов можно не учитывать — окисный слой, так же как и спичечный коробок, от удара кувалды будет попросту «сметен». Но у таких переключателей есть другая «беда» — дребезг контактов. Все твердые вещества, к которым относится большинство металлов, обладают упругостью. И чем больше сила давления, тем сильнее противодействующая ей сила упругости. Поэтому с замкнувшимся контактом произойдет то же самое, что и с упругим мячиком, упавшим с некоторой высоты на упругую поверхность — он «подскочит» и кратковременно разомкнет цепь. Потом снова прижмется (замыкание), снова отскочит (размыкание)... То есть в нагрузку кнопки (к микросхеме) пойдет не один импульс, а, например, 21. Кстати, сам щелчок — это «стук» одного контакта о другой.

Бороться с дребезгом и искрением контактов можно двумя способами: «в лоб» и «обходным». Первый метод заключается в том, что замыкающиеся части контактов покрывают тонкой пленкой инертного металла (золото, серебро), а контакты переключателей с гистерезисом смазывают графитом или другими мягким электропроводным веществом, которое «гасит» вынужденные колебания. В итоге удастся резко — в сотни раз — уменьшить дребезг и искрение контактов. Но, к сожалению, даже такой переключатель весьма далек от идеала, а про его стоимость вообще лучше и не упоминать...

Поэтому в технике наибольшее распространение получил «обходной» способ, когда обычную, неидеальную и дешевую, кнопку подключают к устройству через одновибратор, который на дребезг и искрение контактов попросту не реагирует.

Временные диаграммы работы от «искрящей» кнопки верхней схемы на рис. 1.51, а (нижняя схема работает точно так же, нужно только изменить полярность всех логических уровней) изображены на рис. 1.51, б. Диаграммы довольно просты, и, надеюсь, вы сможете сделать выводы самостоятельно. Для большей простоты рисования «искрящий» сигнал нарисован в виде зубьев пилы (поэтому такой сигнал называется **пилообразным**). На самом деле сигнал после кнопки очень похож на кривую электроэнцефалограммы мозга, и его форму, а также количество импульсов в пачке заранее предсказать почти невозможно.

Для увеличения крутизны выходных импульсов схему нужно немножко изменить (рис. 1.51, в). В измененном варианте схемы кнопка подключена непосредственно ко входу повторителя, поэтому одновибратор переключится сразу

же после прихода на его вход первого импульса лог. «1» от кнопки, а уровень лог. «0» на его выходе появится только через некоторое время после отпускания кнопки (оно зависит от номиналов резистора R2 и конденсатора C1; сопротивление резистора R1 должно быть в десятки раз меньше сопротивления резистора R2, но в то же время больше 100 Ом).

Так как время задержки переключения в уровень лог. «0» гораздо больше времени дребезга и искрения контактов кнопки (продолжительность искрения и дребезга не превышает единиц... десятков миллисекунд, а время задержки одновибратора при указанных номиналах деталей примерно равно 100 мс = 0,1 с), то можно не опасаться, что после спада первого импульса — искры от кнопки одновибратора переключится в уровень лог. «0» и выдаст в нагрузку больше одного импульса.

Конденсатор C1 в этой схеме может быть полярным (электролитическим). В таком случае его положительный вывод нужно соединить с выходом повторителя. Сам повторитель можно заменить двумя соединенными последовательно инверторами — в такой схеме можно будет «снимать» инверсный сигнал с «середины» повторителя.

Если один из выводов кнопки должен быть соединен с общим проводом (вывод кнопки или переключателя, который соединен с шиной питания, зовется «холодным», а тот который соединен с входом схемы, — «горячим»), то нижний по схеме вывод резистора R2 нужно соединить с положительным выводом источника питания, а также нужно изменить полярность включения конденсатора C1 (если использовать полярный). Полярность всех сигналов на входе/выходе такого одновибратора будет противоположной относительно схемы на рис. 1.51, в.

Довольно широко применяются одновибраторы, построенные на основе многоходовых логических элементов. Такие одновибраторы могут иметь задержку или выключения (рис. 1.51, з), или включения (рис. 1.51, д). Последнюю функцию на одноходовых элементах реализовать очень сложно. Если нужна задержка и включения, и выключения (интегратор), то одновибратор нужно собрать по схеме на рис. 1.51, а, «превратив» логические элементы или в повторитель, или в два инвертора.

Рассмотрим верхнюю схему на рис. 1.51, з. Как только кнопка SB1 замкнется, на нижнем по схеме входе DD1.1 (2И-НЕ) появится уровень лог. «0», элемент мгновенно переключится, и на его выходе (2) появится уровень лог. «1», который вызовет появления уровня лог. «0» на выходе второго инвертора (3). Через конденсатор C1 на верхнем по схеме входе элемента DD1.1 появится напряжение меньше нуля, оно ограничивается на безопасном для микросхемы уровне благодаря резистору R3 и внутреннему защитному диоду. Как только кнопка SB1 разомкнется, на нижнем по схеме входе элемента DD1.1 через резистор R1 появится уровень лог. «1» ($R2 \geq 3 \cdot R1$), а через резистор R2 начнет заряжаться конденсатор C1. Как только он зарядится до напряжения переключения первого элемента, одновибратор лавинообразно переключится в исходное состояние.

Для «облегчения понимания» рядом с рисунком нарисованы временные диаграммы работы основных узлов. При использовании в схеме электролитических конденсаторов нужно соблюдать указанную полярность. Резистор R3 необязате-

лен и его можно закоротить; он нужен для увеличения крутизны выходных импульсов в точке (3). Если в схеме используется кнопка (переключатель) на два положения, то резистор R1 не нужен; движок такой кнопки подключается в точку соединения резистора R2 с нижним по схеме входом элемента DD1.1.

На нижнем рисунке показана схема включения элементов 2ИЛИ-НЕ. Работает эта схема аналогично верхней, и отличается она только противоположной полярностью всех входных и выходных напряжений.

На рис. 1.51, д изображена схема одновибраторов с задержкой включения. Рассмотрим верхнюю схему, собранную на элементе 2ИЛИ-НЕ.

В исходном состоянии на обоих входах элемента DD1.1 присутствуют уровни лог. «1», такой же уровень присутствует и на выходе схемы. При нажатии на кнопку SB1 на нижнем по схеме входе элемента DD1.1 появится уровень лог. «0», но элемент не переключится до тех пор, пока напряжение на его верхнем по схеме входе не станет меньше напряжения переключения. Время задержки включения зависит от номинала цепочки R2C1.

После отпускания кнопки SB1 на нижнем по схеме входе элемента DD1.1 появляется уровень лог. «1» ($R2 \geq 3 \cdot R1$), который вызывает практически мгновенный переход одновибратора в исходное состояние.

Простейший одновибратор с задержкой включения и выключения можно собрать на основе триггера Шмитта (рис. 1.51, е). Эта схема работоспособна только благодаря наличию у элемента DD1.1 гистерезиса переключения; «обычные» логические элементы работают в таком включении очень плохо. Левый по схеме вывод резистора R1 можно соединить с шиной питания (+U) или общим проводом, а в точку соединения резистора с конденсатором включить кнопку. В таком случае включение одновибратора будет происходить без задержки (если сопротивление замкнутых контактов кнопки слишком мало по сравнению с сопротивлением резистора R1).

Триггерами Шмитта, входящими в состав микросхемы К561ТЛ1, можно непосредственно заменить элементы 2И-НЕ в схемах на рис. 1.51, з и д. На работе схем такая замена отразится только самым положительным образом, крутизна выходных импульсов заметно увеличится, а потребляемый ток несколько уменьшится.

Рассмотренные выше схемы одновибраторов на базе интегратора названы так не совсем точно, правильнее было бы назвать их **формирователем одиночного импульса**. Для «настоящего» одновибратора длительность входного импульса не играет никакой роли и может быть абсолютно любой; длительность выходного импульса одновибратора зависит только от номиналов внешних элементов, но никак не от длительности входного.

В радиолюбительской литературе нет единого мнения в этом вопросе, и очень часто одновибраторами называют все те схемы, которые из множества высокочастотных импульсов (дребезг) «делают» один-единственный низкочастотный импульс. Этой же точке зрения придерживаюсь и я. Скорей всего, я не прав, но «учиться гораздо легче, чем переучиваться», поэтому интеграторы для меня, скорее всего, останутся одновибраторами навсегда...

Все «настоящие» одновибраторы являются дифференциаторами, т. е. в них используется не интегрирующая RC-цепочка, а дифференцирующая (см. рис. 1.5). В принципе в качестве одновибратора (формирователя короткого импульса из более длинного) можно использовать «голую» дифференцирующую RC-цепочку, без всяких повторителей (рис. 1.52, а). Но у такого одновибратора при работе от логических уровней передний фронт выходного импульса будет резкий, а задний — плавный (см. диаграммы); нормально работают с таким сигналом только единичные микросхемы

Простейший одновибратор можно собрать на основе двух логических элементов, введя между ними дифференцирующую и одну интегрирующую RC-цепочку (рис. 1.52, б).

Благодаря наличию конденсатора С1 вся схема работает как интегратор. При подаче на вход верхней схемы уровня лог. «0» на входе элемента DD1.1 и выходе элемента DD1.2 устанавливаются уровни лог. «0», а конденсатор С2 начинает разряжаться через резистор R2 (так как в исходном состоянии разность напряжений на выводах этого конденсатора была равна нулю, а после подачи уровня лог. «0» на вход устройства на выходе инвертора DD1.1 появился уровень лог. «1»). Разность напряжения на выводах конденсатора мгновенно измениться не может, поэтому на верхнем по схеме выводе резистора R1 появится напряжение с амплитудой, равной напряжению на выходе элемента DD1.1). Как только он разрядится до напряжения переключения элемента DD1.2, напряжение на выходе последнего начнет увеличиваться (см. диаграммы). Если к этому времени на вход устройства перестал поступать уровень лог. «0», то через конденсатор С1 начнет переключаться элемент DD1.1 и напряжение на его выходе начнет резко увеличиваться. Также резко начнет уменьшаться напряжение и на входе второго инвертора (через конденсатор С2), т. е. произойдет лавинообразное переключение обоих элементов. Длительность импульсов на выходах обоих инверторов примерно одинакова, но крутизна импульсов больше на выходе элемента DD1.1.

Но такая «идиллия» будет наблюдаться только в том случае, если длительность запускающего импульса меньше длительности выходного. В противном случае фронт сигнала на выходе элемента DD1.2 будет плавным (см. диаграммы), а длительность импульса на выходе элемента DD1.1 к тому же еще и увеличится до длительности запускающего. Но все-таки эту схему, пусть и с небольшой «натяжкой», назвать одновибратором можно.

Постоянные времени $R1 \cdot C1$ и $R2 \cdot C2$ (т. е. произведение величин этих элементов) должны быть одинаковыми. Если они будут разными, то длительность сигнала на выходе элемента DD1.2 в случае, если $C1 \cdot R1$ меньше, чем $C2 \cdot R2$, будет находиться в пределах от $0,6 \cdot C1 \cdot R1$ до $1,1 \cdot C2 \cdot R2$. О причинах этой зависимости можно узнать, глядя на начало и конец диаграмм.

Нижняя схема одновибратора работает аналогично и отличается только тем, что все импульсы и уровни имеют противоположную полярность.

Как видно из диаграмм, оба одновибратора реагируют на любой, даже самый короткий запускающий импульс. Кроме того, им не присуще свойство **перезапуска**, когда очередной запускающий импульс, пришедший во время формирования одновибратором выходного импульса, «заставляет» одновибратор на-

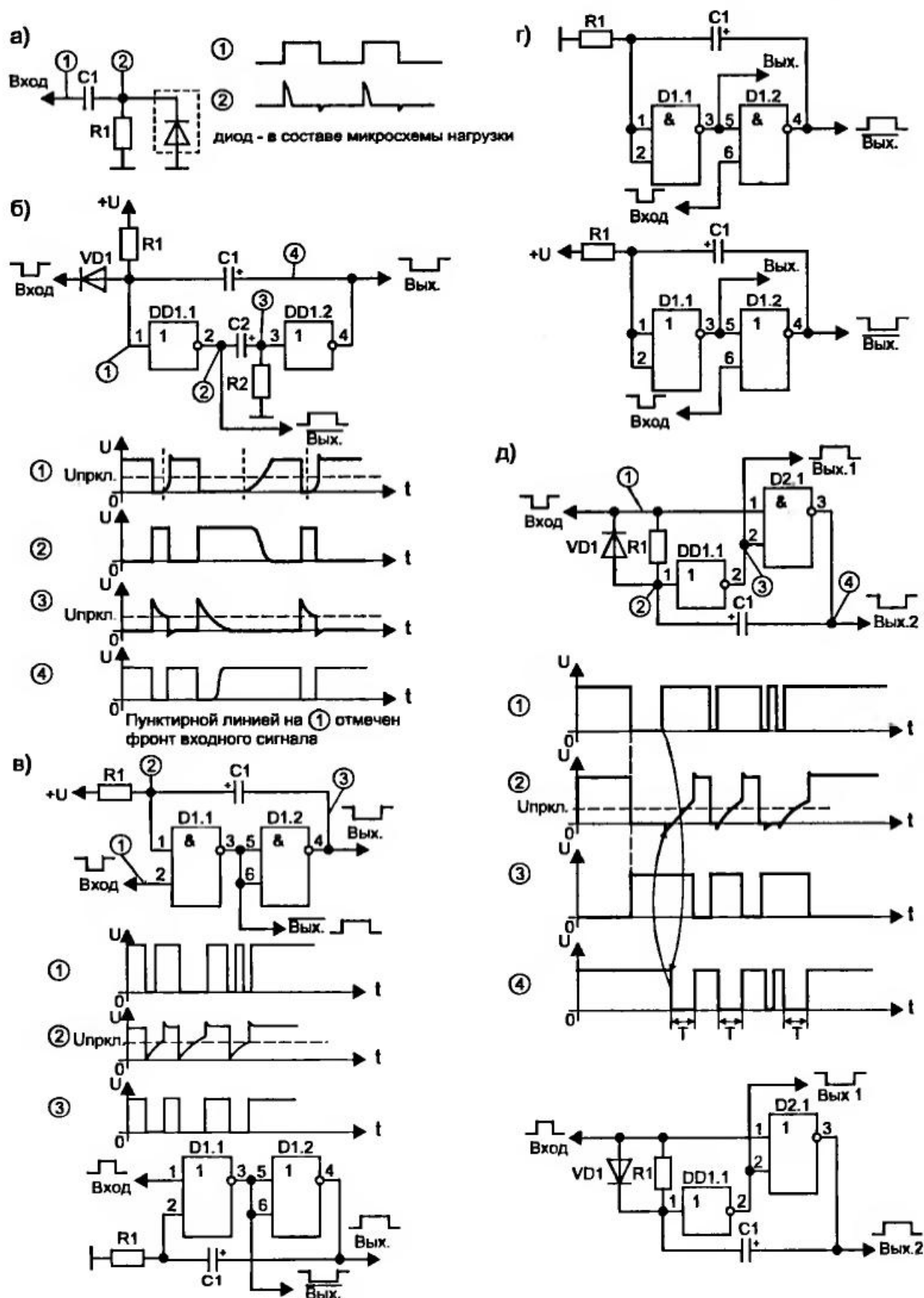
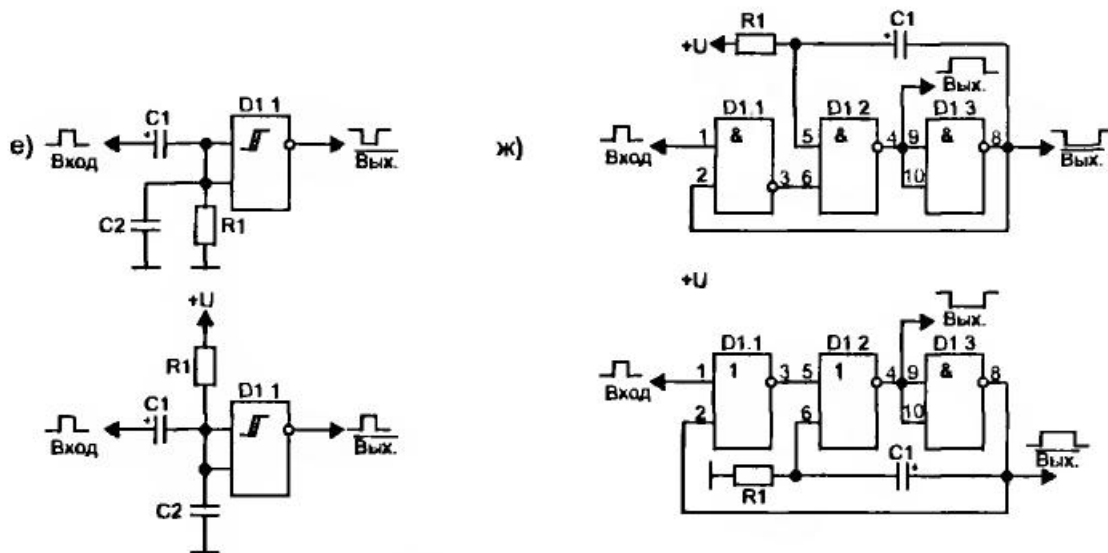


Рис. 1.52. Дифференциаторы: а — дифференцирующая RC-цепочка; б — одновибратор на базе дифференцирующей и интегрирующей цепочек; в, г — дифференциаторы с отдельным входом запуска; д — одновибраторы с запуском после окончания запускающего импульса



Продолжение Рис. 1.52. Дифференциаторы: е — формирователи коротких импульсов; ж — мультивибраторы, без перезапуска

чать отсчет времени «с нуля». Этот недостаток есть у всех интеграторов, но у большинства дифференциаторов его нет.

Наиболее популярная схема мультивибратора, собранного на основе многовходовых логических элементов, изображена на рис. 1.52, в. Эта схема — «переходное звено» между интегратором и дифференциатором: цепочка RC включена как интегрирующая, и если входной сигнал подавать в точку соединения резистора и конденсатора, то эта схема «превратится» в схему, изображенную на рис. 1.51, в (два инвертора соответствуют одному повторителю). Но если сигнал подавать на «свободный» вход логического элемента, мультивибратор будет работать несколько иначе.

Схема с элементом 2И-НЕ на входе запускается по спаду входного сигнала. При этом на выходе второго инвертора появляется уровень лог. «0», который через разряженный конденсатор $C1$ блокирует элемент $DD1.1$. Поэтому запускающий импульс может быть очень коротким. Уровень лог. «0» на выходе элемента $DD1.2$ продержится до тех пор, пока конденсатор $C1$ не зарядится через резистор $R1$ до напряжения переключения, после чего произойдет лавинообразное переключение обоих логических элементов. Но так будет только в том случае, если на входе мультивибратора в это время действует уровень лог. «1». В противном случае мультивибратор будет «ждать» фронта входного сигнала и переключится синхронно (т. е. одновременно) с ним. Таким образом, эта схема позволяет получать на своем выходе, при любой длительности запускающих импульсов, импульсы с длительностью, большей некоторого минимального ($T \approx 0,5 \cdot RC$) значения, а при длительности запускающих импульсов больше T , длина выходных импульсов равна длине входных, т. е. мультивибратор никак не проявляет себя, кроме разве что того, что он усиливает входной сигнал по току.

Аналогично работает и схема с элементом 2ИЛИ-НЕ на входе, только у нее все сигналы имеют противоположные уровни.

Вышеописанные схемы мультивибраторов можно запускать не по входу первого элемента ($DD1.1$), а по входу второго ($DD1.2$). В этом случае оба входа эле-

мента DD1.1 должны быть соединены между собой; резистор R1 для элемента 2И-НЕ нужно соединить с общим проводом, а для элемента 2ИЛИ-НЕ — с шиной питания (рис. 1.52, *з*). Эти схемы работают аналогично вышеописанным и ту или иную схему выбирают в зависимости от того, к какому проводу (общему или «+U») на плате удобнее подключить резистор R1.

Существуют также одновибраторы, импульс на выходе которых появляется только после окончания запускающего импульса. Их схемы представлены на рис. 1.52, *д*. К сожалению, им присуще свойство перезапуска.

Рассмотрим верхнюю схему. При поступлении на вход устройства уровня лог. «0» конденсатор C1 мгновенно зарядится через диод VD1 отрицательно относительно выхода элемента DD1.2. Дальше ничего не произойдет, одновибратор будет «ждать» уровня лог. «1». По его приходу переключится элемент DD1.2 (так как на обоих его выходах присутствуют уровни лог. «1»), конденсатор C1 разрядится через защитный диод элемента DD1.1 и начнет заряжаться положительно через резистор R1. Диод VD1 в это время закрыт и на работу схемы не влияет. Как только конденсатор C1 зарядится до напряжения переключения элемента DD1.1, последний начнет переключаться, напряжение на его выходе начнет уменьшаться, это вызовет переключение элемента DD1.2, и через конденсатор C1 напряжение на входе элемента DD1.1 резко увеличится, это вызовет лавинообразное переключение обоих логических элементов.

Как видно из диаграмм, этот одновибратор чувствителен к перезапуску по обоим выходам, но если на выходе 1 (точка 3) импульс лог. «1» продлевается, то на выходе 2 возникают колебания, совпадающие по фазе со входными колебаниями. В то же время максимальная длительность импульса лог. «0» на выходе 2 остается неизменной и не превышает времени T. Поэтому эту схему можно использовать двояко: если нужно погасить искрение и дребезг, то нагрузку следует подключить к выходу 1. Только нужно учитывать, что спад уровня на этом выходе (для схемы с элементом 2И-НЕ) плавный, правда, чуть-чуть. Если же нагрузка требует импульсов с длительностью, равной T, то ее нужно подключить к выходу 2, а на входе одновибратора поставить в случае нужды какой-нибудь «искрогаситель». Импульсы на этом выходе имеют крутые перепады.

Схема с использованием элемента 2ИЛИ НЕ работает аналогично, поэтому объяснять ее «по второму кругу» я не буду. Все уровни во всех ее точках имеют противоположное значение.

Правую по схеме обкладку конденсатора C1 можно соединить не с выходом элемента DD1.2, а с общим проводом — на работоспособности схемы это практически не отразится. Но только практически. На самом деле крутизна выходных импульсов в таком случае резко уменьшится и одновибратор будет генерировать не прямоугольные импульсы, а импульсы, по форме похожие на геометрическую фигуру под названием трапеция (на эту фигуру похожа детская горка). Происходит это потому, что в таком случае нет **лавинообразного переключения** логических элементов, поэтому они переключаются **плавно** и также плавно изменяется выходное напряжение. С сигналом, имеющим плавные перепады, большинство сложных цифровых микросхем работать отказываются. — работать совместно с ними могут только те источники сигнала (генерато-

ры, одновибраторы...), у которых процесс переключения носит лавинообразный характер. Поэтому в своей книге я рассматриваю только такие схемы: их гораздо меньше, чем «чуть-чуть неправильных», но все равно для решения большинства задач, известных радиолюбителям, «правильных» схем предостаточно.

Формирователь коротких импульсов очень легко построить на основе триггера Шмитта (рис. 1.52, е). Эта схема работоспособна только благодаря наличию гистерезиса у элемента DD1.1. Верхняя схема реагирует на фронт входного сигнала, нижняя — на спад. После прихода «рабочего» перепада уровней на вход до окончания выходного сигнала уровень на входе должен оставаться неизменным. Если же он будет изменяться (например, ко входу формирователя подключен выход логического элемента, вход которого соединен с «искрящей» кнопкой), то на выходе схемы уровни также будут изменяться — сопротивление конденсатора С1 на высоких частотах (частоте «искрения») гораздо меньше сопротивления резистора R1, поэтому на этот резистор в таком случае можно попросту не обращать внимания. Поэтому для надежной работы схемы входной импульс должен быть длиннее выходного.

Но если непосредственно ко входу такого одновибратора подключить «искрящую» кнопку, то искрения на выходе не будет. Как только дребезжащие контакты кнопки разомкнутся, левый по схеме вывод конденсатора С1 окажется «висящим в воздухе», т. е. он не будет оказывать в этот момент никакого влияния на схему. Конденсатор С2 начнет разряжаться (заряжаться) через конденсатор R1. Но его емкость довольно значительна (в 10...30 раз меньше емкости конденсатора С1). Поэтому за то ничтожное время, пока контакт кнопки разомкнут (порядка десятитысячных долей секунды), напряжение на нем не успеет **значительно** измениться, и уровень на выходе схемы останется неизменным.

Кнопку нужно удерживать нажатой до тех пор, пока конденсатор С1 не зарядится и одновибратор не переключится. Если ее отпустить раньше, то импульс на выходе схемы будет короче, чем он должен быть (определяется по приближенной формуле $T \approx R1 \cdot C1$, где T — в секундах, R1 — в МОм, С1 — в мкФ).

Элемент DD1.1 в этой схеме можно заменить интегратором или триггером Шмитта на логических элементах. При использовании интегратора нижний по схеме вывод конденсатора С2 нужно отсоединить от общего провода и подключить к выходу повторителя уровня, т. е. нужно использовать вместо него интегрирующий конденсатор интегратора.

Ну и под конец я познакомлю читателей с «настоящим» одновибратором, который нечувствителен к длительности управляющих импульсов, к перезапуску и к тому же сигналы которого имеют красивую для радиолюбителя-«цифровика» строго прямоугольную форму. Его схема нарисована на рис. 1.52, ж. Надеюсь, вы сможете самостоятельно догадаться, что именно собрано на элементах DD1.2 и DD1.3.

На этих элементах выполнен одновибратор, изображенный на рис. 1.52, в. А элемент DD1.1 используется в качестве управляемого **цифрового ключа**.

Рассмотрим схему, состоящую из элементов 2И-НЕ. В исходном состоянии на нижнем по схеме входе элемента DD1.1 уровень лог. «1», «открывающий» ключ и разрешающий ему передачу проинвертированной информации со своего

входа на вход одновибратора. На верхнем по схеме входе этого элемента должен присутствовать уровень лог. «0», тогда на его выходе будет «единица», запрещающая запуск одновибратора.

По фронту входного сигнала одновибратор запустится, и на его инверсном выходе появится уровень лог. «0», который заблокирует ключ на элементе DD1.1 (на его выходе — уровень лог. «1», независимо от уровня на втором входе). Поэтому сразу после запуска одновибратора (процесс запуска занимает время меньше одной миллионной доли секунды — для КМОП-микросхем) на его вход можно подавать любые уровни, на них схема реагировать не будет. Это то же самое, что пытаться позвонить по телефону, который отключен от сети.

Как только одновибратор завершит процесс формирования импульса, на его инверсном выходе снова появится уровень лог. «1». Если на верхнем входе элемента DD1.1 в это время присутствует уровень лог. «0», то дальше ничего не произойдет и одновибратор будет «ждать» очередного запускающего импульса. Но если на нем присутствует уровень лог. «1», то одновибратор практически мгновенно (миллионные доли секунды) запустится снова. То есть он превратится в генератор импульсов и на его инверсном выходе практически постоянно будет присутствовать уровень лог. «0», на котором через время T будут появляться очень короткие («иголки») уровни лог. «1». Получить столь короткие импульсы, к тому же обеих полярностей (так как у одновибратора есть и прямой, и инверсный выходы), каким-либо другим способом, не увеличивая количества деталей, практически невозможно. Поэтому эта схема используется очень часто и в режиме одновибратора, и в режиме генератора. Еще одно ее достоинство — простота управления.

Нижняя схема, на элементах 2ИЛИ-НЕ, работает аналогично, но все уровни имеют противоположную полярность.

В обеих схемах вместо элемента DD1.3 можно использовать любой инвертор, в том числе и на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. В этом случае сопротивление резистора, включенного в цепь коллектора, должно быть в 10...30 раз меньше сопротивления резистора $R1$. Сопротивление резистора, включенного между выходом элемента DD1.2 и выводом базы транзистора, зависит от коэффициента h_{21} , и сопротивления коллекторного резистора. Оно должно быть больше 10 кОм, сопротивление коллекторного — от 1 кОм, иначе увеличится потребляемый схемой ток.

Обзор схем генераторов будет неполным, если не остановиться на так называемых **кварцевых генераторах**. Основное отличие кварцевого генератора от всех остальных видов — высочайшая стабильность частоты.

У обычных генераторов частота выходного сигнала довольно нестабильна: при незначительном изменении температуры изменяется емкость конденсатора и сопротивление резистора, при изменении напряжения питания изменяется напряжение переключения логического элемента и увеличивается время заряда/разряда конденсатора через резистор. Все это приводит к тому, что частота такого генератора не постоянна, а «плавает», т. е. изменяется то в сторону увеличения, то в сторону уменьшения. Изменение частоты очень незначительно и внешне совершенно незаметно. Но в том-то все и дело, что существуют такие

приборы, частота генератора в которых вообще не должна изменяться! Пример такого прибора — электронные часы. Если встроить в них обычный генератор, схемы которых были рассмотрены ранее, то сегодня часы будут «спешить» на 10 минут, а завтра на полчаса «отстанут».

Самой главной деталью кварцевого генератора, как это ясно из названия, является **кварцевый резонатор**, или просто **кварц**. Кварц по устройству и принципу действия очень похож на обычный конденсатор и отличается от последнего тем, что его сопротивление минимально не на бесконечно большой частоте, а на некоторой **резонансной частоте**, которая может быть любой — от 32 кГц до сотен мегагерц. Диапазон резонансной частоты кварца очень узок, поэтому частота кварцевого генератора со временем изменяется очень слабо. Хорошие электронные часы (в том числе и выпускаемые на просторах СНГ, стоящие копейки) со встроенным кварцевым генератором имеют погрешность хода, не превышающего несколько секунд в сутки, а некоторые часы со встроенной цифровой настройкой хода — вообще ± 1 секунда за 20 суток!

Резонансная частота кварца зависит только от геометрических размеров кварцевой пластинки, заключенной в герметичный корпус, и изменить ее можно только на заводе-изготовителе. Поэтому резонансная частота кварца, который вы держите в своих руках, известна с очень большой точностью (до 5...7 цифр) и написана на его корпусе (например, 10 000 МГц, т. е. резонансная частота может отклоняться на $\pm 0,0005$ МГц). Во всем остальном кварцы практически ничем не отличаются от конденсаторов. Максимальное напряжение между выводами кварца не должно превышать 50 В.

Несмотря на фантастическую точность частоты, схема кварцевого генератора очень проста, его можно собрать на одном-единственном инверторе, что чаще всего и делают. Схема такого генератора изображена на рис. 1.53, а.

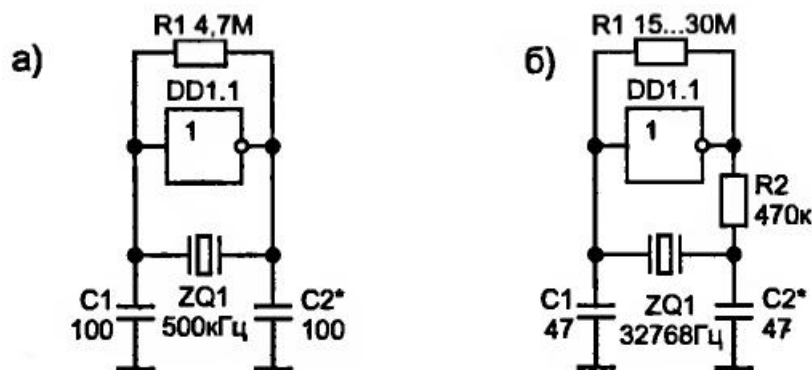


Рис. 1.53. Кварцевые генераторы

Инвертор DD1.1 включен как усилитель аналогового сигнала с отрицательной обратной связью (ООС) через резистор R1. Напряжение на выходе инвертора равно напряжению переключения логического элемента, т. е. больше нуля, но меньше напряжения питания. Несмотря на то что инвертор работает «как бы» в линейном режиме и переменное напряжение на его выходе при отсутствии входного сигнала должно быть равно нулю, на самом деле из-за неидеальности транзисторов (этот дефект присущ всем усилителям) в составе микросхемы на ее выходе присутствует **широкополосный шум** с ничтожно малой ам-

плитудой. Если к выходу такого усилителя подключить усилитель мощности с динамиком, то вы его наверняка услышите. Шум этот назван широкополосным потому, что он представляет собой, словно белый свет, смесь всех частот, и если «хорошо поискать», то на выходе усилителя можно «найти» сигнал с любой частотой — от долей герц до десятков мегагерц. У кварца же, по определению, емкостное сопротивление минимально на некоторой резонансной частоте, и если среди шума эта частота есть (а она всегда есть — ведь шум широкополосный), то она будет усиливаться. Усиленный сигнал с некоторой (резонансной) частотой придет через кварц на вход инвертора и, в свою очередь, усилится инвертором, усиленный сигнал через кварц вернется на вход инвертора... Все это будет продолжаться до тех пор, пока размах выходных колебаний с частотой, равной резонансной частоте кварца, не достигнет максимальной амплитуды, т. е. пока инвертор не перейдет из линейного режима работы в цифровой.

В схеме есть два конденсатора — С1 и С2. Конденсатор С1 нужен для стабилизации режима работы микросхемы, а конденсатор С2 — фазосдвигающий. Подбирая емкости этих конденсаторов, можно в небольших пределах (несколько процентов) изменять рабочую частоту генератора. В частности, они нужны для настройки генератора точно на резонансную частоту кварцевого резонатора. При изменении рабочей (резонансной) частоты генератора в несколько раз относительно указанной на рисунке нужно во столько же раз в противоположную сторону изменить емкости обоих конденсаторов.

При работе со сравнительно низкочастотными кварцами (менее 500 кГц) нужны конденсаторы значительной мощности, которые сильно шунтируют выход микросхемы, из-за этого снижается крутизна выходных импульсов. В таком случае кварц предпочтительней подключать к выходу микросхемы через токоограничивающий резистор (рис. 1.53, б). При этом заодно снижаются и емкости конденсаторов. Так как сигнал резонансной частоты, прошедший через кварц на вход микросхемы, в этом случае гораздо слабее, чем в вышеописанном, то для нормальной работы микросхемы в цифровом режиме нужно уменьшить глубину ООС, т. е. увеличить сопротивление резистора R1. Из-за очень высокого сопротивления этого резистора генератор становится чувствительным к атмосферной влажности и прочим дестабилизирующим факторам, поэтому строить генератор по такой схеме можно только в исключительных случаях, когда резонансная частота кварца не превышает 100...500 кГц. На схеме указаны номиналы деталей для работы с кварцем на частоту 32 768 Гц (2^{15} Гц), почти во всех электронных часах стоят именно такие кварцы.

В обеих схемах лучше всего использовать логические элементы, в том числе и многоходовые. Триггеры Шмитта в этих схемах работают весьма скверно — это, наверное, единственные схемы для работы, в которых логические элементы подходят больше, чем триггеры Шмитта. Высокоомный резистор R1 можно составить из нескольких более низкоомных, соединенных последовательно. Включать в схему одного генератора несколько кварцев, соединенных последовательно или параллельно, нельзя: если их частоты будут совпадать, то стабильность частоты генератора будет гораздо хуже; если же они будут отличаться, то

генератор заработает на резонансной частоте наиболее **добротного** (т. е. лучшего качества) из них или же не заработает вообще.

На этом можно поставить точку. Почти все примеры **нестандартного включения** логических элементов только что были рассмотрены. Кроме такого включения, логические элементы часто используются и по своему прямому назначению — для инвертирования, усиления, сложения и умножения логических уровней, а также в качестве коммутатора цифрового сигнала (так, например, если на один из входов (управляющий) элемента 2И поступает уровень лог. «1», то сигнал со второго входа проходит на выход; если на управляющий вход, которым может быть любой вход логического элемента, поступает уровень лог. «0», на выходе устанавливается уровень лог. «0» независимо от уровня на втором входе, т. е. ключ «закрыт»).

Выше было рассмотрено много схем, некоторые из них были расположены в два этажа, и все они называются **основными**, т. е. эти схемы нужно знать. Но при этом не нужно уподобляться попугаю и «зубрить» все схемы вместе с временными диаграммами. Ваш мозг попросту не «переварит» такой объем информации. А ведь в электронике есть микросхемы и посложней логических элементов... Для того, чтобы свободно «жонглировать» логическими элементами, генераторами и одновибраторами, нужно знать только две вещи: таблицы истинности (не в том виде, что на рис. 1.42, а в упрощенном: «если на одном из входов... то на выходе...» и «если на всех входах... то на выходе...») и исходные (базовые) схемы генераторов — одновибраторов. Так, для генераторов, изображенных на рис. 1.46, базовой является схема в пункте «а». Поэтому из всех схем, изображенных на этом рисунке, а также на рис. 1.50, запомнить нужно только ее. Зная, как она работает, нетрудно будет самостоятельно «додуматься» до всех остальных схем, а зная таблицы истинности, можно догадаться, как поведет себя тот или иной многовходовый логический элемент в составе генератора, если на один из его входов подать какой-нибудь логический уровень. Все это можно определить теоретически, на основе расчетов, но теоретический путь очень не прост, к тому же ошибки при этом неизбежны, абсолютно все учесть нельзя. Электроника — практическая наука, и все тонкости, нюансы, работы отдельного «кусочка» большой схемы (генератора, одновибратора) можно узнать только в результате эксперимента. Не бойтесь, экспериментируйте, соберите на отдельной микросхеме этот «кусочек схемы» (например, генератор — разводка выводов микросхем дана на рис. 1.39, а расшифровку названий микросхем можно найти в таблице в конце книги), подайте на микросхему питание, а к ее выходу подключите пробник. Изображенный на рис. 1.41 (для того чтобы что-то увидеть, частота генератора не должна превышать 10 Гц) и посмотрите, как моргают светодиоды при разных комбинациях логических уровней на разных входах логических элементов... В современные микросхемы встроена очень эффективная система защиты «от дурака», поэтому вывести их из строя любой, даже «самой неправильной» комбинацией логических уровней невозможно в принципе. Цифровые КМОП-микросхемы «боятся» только статического электричества.

Если вы желаете успешно заниматься электроникой и со временем начать разрабатывать «свои» схемы устройств, не имеющих пока аналогов среди про-

мышленно выпускаемых или стоящих в десятки раз дешевле последних (а это очень просто), то только такой путь является для вас единственно возможным. Электроника — наука для практиков, и кучка деталек с батарейкой в руках может «сказать» в сотни раз больше, чем микрокалькулятор и толстенная книга по расчетам цифровых схем. Только любопытные и любознательные люди (к их числу относится и автор этой книги, который свою первую «серьезную» схему нарисовал всего через три года после того, как узнал, чем отличается резистор от диода) со временем перестанут копировать чужие схемы, наоборот, их схемы начнут копировать другие довольно «солидные» дяди.

Под лежащий камень вода не течет.

Триггеры

Триггер — цифровая микросхема, способная запоминать входной цифровой сигнал. Также он может стереть и (или) проинвертировать записанный в него сигнал.

Триггеры гораздо сложнее логических элементов — большинство триггеров состоит из 2...10 хитроумно соединенных между собой логических элементов с разной логикой работы, — поэтому у триггера впервые появляются **специализированные входы**, которые присущи всем микросхемам, кроме логических элементов. Для логического элемента (например, 2И — двухвходового элемента И) безразлично, на какой из входов подать уровень лог. «0», чтобы на выходе также появился «ноль», — оба входа равнозначны. У микросхем же со специализированными входами каждый сигнал должен подаваться на свой вход, в противном случае работа устройства (микросхемы) нарушится. Но выход микросхемы из строя при этом не произойдет, как уже отмечалось выше, в современных микросхемах защита «от дурака» организована на высочайшем уровне, и микросхема «переваривает» даже взаимоисключающие сигналы. Поэтому экспериментировать с ними можно без опаски.

Рассмотрим простейший триггер типа RS (он называется RS-триггер). Этот триггер самый простой из всех известных науке (после триггера Шмитта, но этот триггер ближе к логическим элементам), поэтому он в виде «бесплатного приложения» встроен в большинство более сложных триггеров. Для экспериментов с RS можно выбрать любую микросхему: К561ТМ2, ТВ1 или ТР2 (рис. 1.54). В первых двух случаях все неиспользуемые входы (только входы!) нужно соединить с общим проводом.

У RS-триггера обычно бывает один (прямой) или два (прямой и инверсный) выхода и два входа: установки — S (set — установка) и сброса — R (reset — сброс). Работает RS-триггер очень просто. В исходном (нерабочем) состоянии на обоих входах должны присутствовать уровни лог. «0». При подаче уровня лог. «1» на вход сброса R триггер обнулится и на его прямом выходе появится уровень лог. «0», а на инверсном (если он есть) — уровень лог. «1». При подаче уровня лог. «1» на вход S (на входе сброса в это время лог. «0») уровни на выходах изменятся: на прямом — уровень лог. «1», а на инверсном — лог. «0». Когда на обоих входах триггера присутствуют уровни лог. «0», триггер находится в

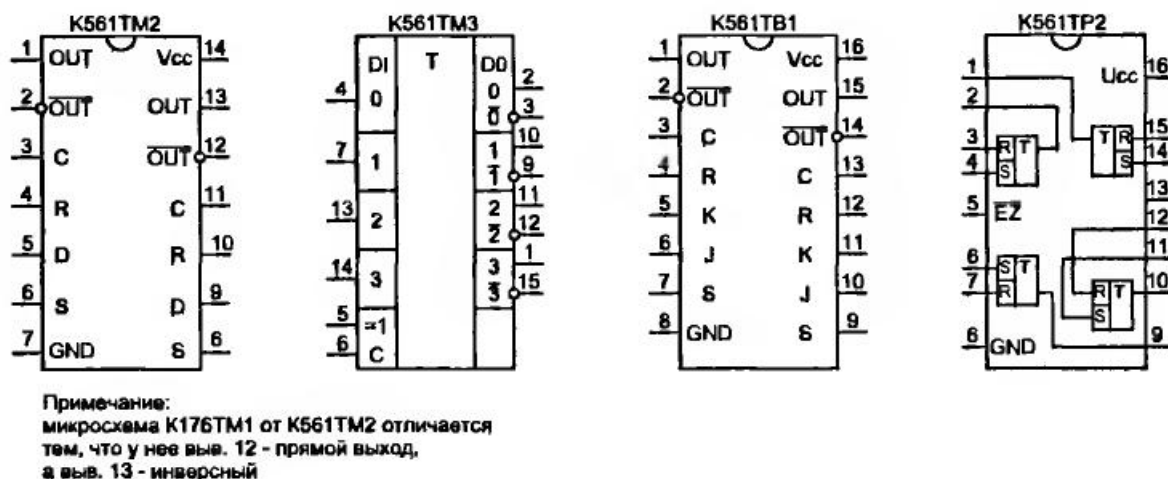


Рис. 1.54. Триггеры

режиме **хранения информации** — на его выходе бесконечно долго (пока не отключите питание) будет поддерживать тот уровень, который был активизирован последним. То есть, если на входе R поддерживается нулевой уровень (он соединен с общим проводом), а на вход 5 поступил короткий «единичный» импульс, на выходе будет оставаться уровень лог. «1» до тех пор, пока «единица» не поступит на вход сброса R.

Если подать уровни лог. «1» одновременно на оба входа, то на обоих выходах (прямом и инверсном) установятся уровни лог. «1». Если теперь на оба входа одновременно подать уровни лог. «0», то на выходах установятся некоторые «правильные» уровни (т. е. сигнал на инверсном выходе будет противоположным по амплитуде сигналу на прямом).

Уровень выходного сигнала зависит от того, на каком из входов уровень лог. «1» сохранился дольше (т. е. на каком из входов уровень лог. «0» появился позже); если же уровень лог. «0» появился абсолютно одновременно на обоих входах, то полярность выходного сигнала зависит от того, у какого из входов меньше напряжение переключения.

Такой режим работы микросхемы называется **запрещенным**, так как предсказать поведение микросхемы после снятия уровней лог. «1» с обоих входов очень сложно. Но это вовсе не значит, что такой режим нельзя допускать, — во многих схемах микросхемы работают именно в запрещенном режиме. Такое включение микросхем(ы) зовется **нестандартным**. Если бы это включение было бы «под запретом», то, скорее всего, не было бы и самой электроники, так как почти все генераторы и одновибраторы, собранные на логических элементах (кроме триггеров Шмитта), работают только благодаря тому, что один из элементов включен нестандартно.

RS-триггер можно собрать из логических элементов (рис. 1.55). Инверторы DD1.3 и DD1.4 необязательны, но они есть во всех выпускаемых промышленностью микросхемах.

Разберемся в работе этой схемы. Допустим, что на вход S (выв. 1 DD1.1) поступает уровень лог. «1». На выходе этого элемента устанавливается уровень лог. «0» независимо от уровня на втором входе, т. е. на прямом выходе триггера (OUT) устанавливается уровень лог. «1». На обоих входах элемента DD1.2 в это

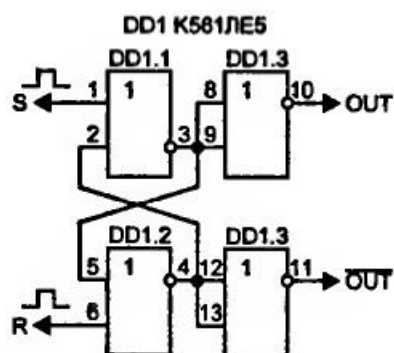


Рис. 1.55. RS-триггер на основе логических элементов

время присутствуют уровни лог. «0», на его выходе — уровень лог. «1», который, во-первых, устанавливает на выводе OUT уровень лог. «0», а во-вторых, поддерживает уровень лог. «0» на выходе элемента DD1.1 даже после пропадания «единичного» потенциала на входе S. Если теперь подать уровень лог. «1» на вход R, уровни на выходах триггера сменяются на противоположные. Если на оба входа подать уровни лог. «1», то на выходах обоих элементов (DD1.1 и DD1.2) установятся уровни лог. «0», а на обоих выходах триггера — уровни лог. «1».

Из этого рисунка видно, что, во-первых, выходы триггера названы прямым и инверсным не совсем точно — в запрещенном режиме инверсный выход утрачивает свою «инверсность», — во-вторых, работа в запрещенном режиме не опасна для микросхемы и, в-третьих, длина «единичных» импульсов на входах R и S триггера может быть сколь угодно короткой, кроме того, у этих импульсов могут быть не крутые, а очень плавные фронты.

Благодаря последнему свойству RS-триггера он очень широко используется для работы с «искрящими» кнопками (рис. 1.56). Принципиальное отличие триггера от одновибратора — у него нет задержки как включения, так и отключения. Поэтому на кнопку можно нажимать сколь угодно быстро и не бояться, что два отдельных нажатия «солятся» в одно, как это бывает у одновибраторов.

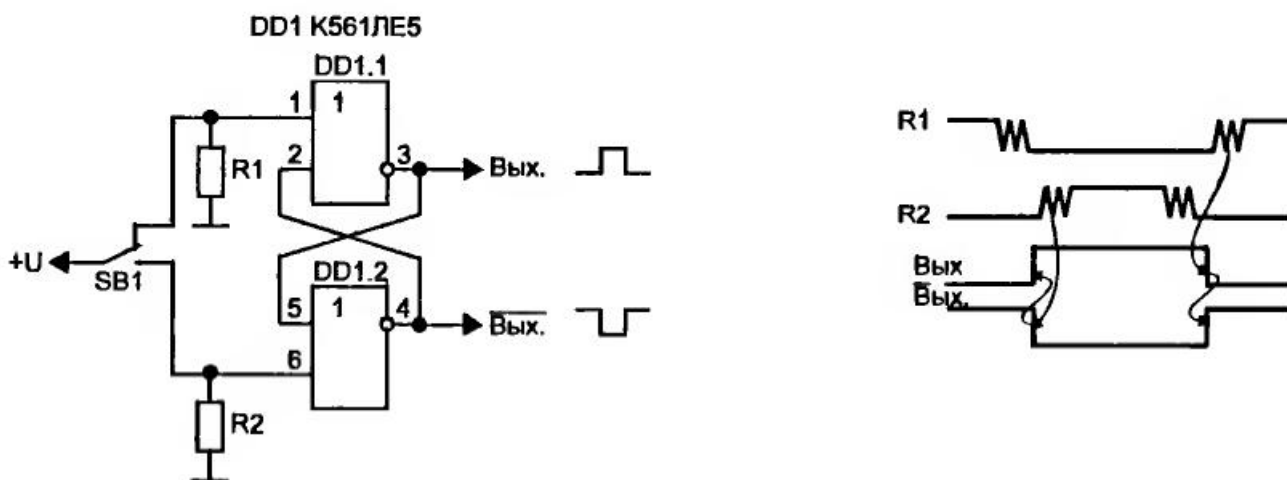


Рис. 1.56. Схема включения «искрящей» кнопки ко входам RS-триггера

Работает эта схема очень просто. Пока движок кнопки находится в верхнем по схеме положении (для работы в этой схеме подходят только те кнопки, у которых переключающиеся контакты, т. е. которые имеют три вывода), на прямом выходе триггера (выход элемента DD1.1) присутствует уровень лог. «0». Он будет там до тех пор, пока движок кнопки не прикоснется ко входу элемента DD1.2, после чего на выходе появится уровень лог. «1». Возвращение триггера в исходное состояние произойдет только после того, как движок кнопки перейдет в верхнее по схеме положение.

Так как ни у одной кнопки амплитуда дребезга (механических колебаний движка) не достигает такой величины, при которой движок «стучится» попеременно в оба контакта кнопки, то на выходе триггера появляется ровно один импульс, что нам и нужно. Но некоторые кнопки-переключатели без гистерезиса переключения совместно с RS-триггером работают очень плохо: у них очень часто верхний и нижний контакты расположены слишком близко и в процессе переключения многократно замыкаются через движок друг с другом. В результате, так как задержки переключения у этой схемы нет, на выходах триггера появляются высокочастотные импульсы. Но такие кнопки встречаются очень редко (а среди современных таковых вообще нет), поэтому этот недостаток можно не учитывать. К тому же основного преимущества RS-триггера — отсутствие задержки переключения — нет ни у одного одновибратора и у большинства (если не у всех) остальных схем.

Сопrotивление резисторов R1 и R2 можно взять любое — от единиц ом до единиц мегом. Эти резисторы нужны для того, чтобы поддерживать уровень лог. «0» на одном из входов. При сопротивлении менее 1 кОм сильно возрастает потребляемый схемой ток, а при сопротивлении более 10 МОм ухудшается помехоустойчивость триггера. Оптимальное сопротивление резисторов — по 100...1000 кОм.

Также на основе RS-триггера можно построить одновибратор (рис. 1.57, а) или генератор (1.57, б). Рассмотрим их работу подробнее.

При подаче уровня лог. «1» на вход R верхнего одновибратора на рис. 1.57, а, на прямом выходе триггера устанавливается уровень лог. «0», а на инверсном — лог. «1». Начинает заряжаться конденсатор C1 через резистор R1. Как только он зарядится до напряжения переключения и более, на инверсном выходе одновибратора (им служит прямой выход триггера: на прямом выходе какой-то схемы (одновибратора, повторителя...) сигнал имеет ту же амплитуду, что и на входе; на инверсном выходе сигнал имеет противоположную амплитуду. Не нужно путать сложную схему (одновибратор на рис. 1.57, а) с отдельным «кирпичиком»-триггером: выходы у сложной могут не совпадать по названию с выходами триггера (появится уровень лог. «1»). На прямом выходе одновибратора уровень лог. «1» после этого будет удерживаться до тех пор, пока на входе R не появится уровень лог. «0» (см. диаграммы), и если **запускающий импульс** на входе R имеет очень небольшую продолжительность, то смена уровней на обоих выходах произойдет практически одновременно, после заряда конденсатора C1.

Как только на инверсном выходе триггера появится уровень лог. «0», конденсатор C1 практически мгновенно разрядится через диод VD1 до напряжения на

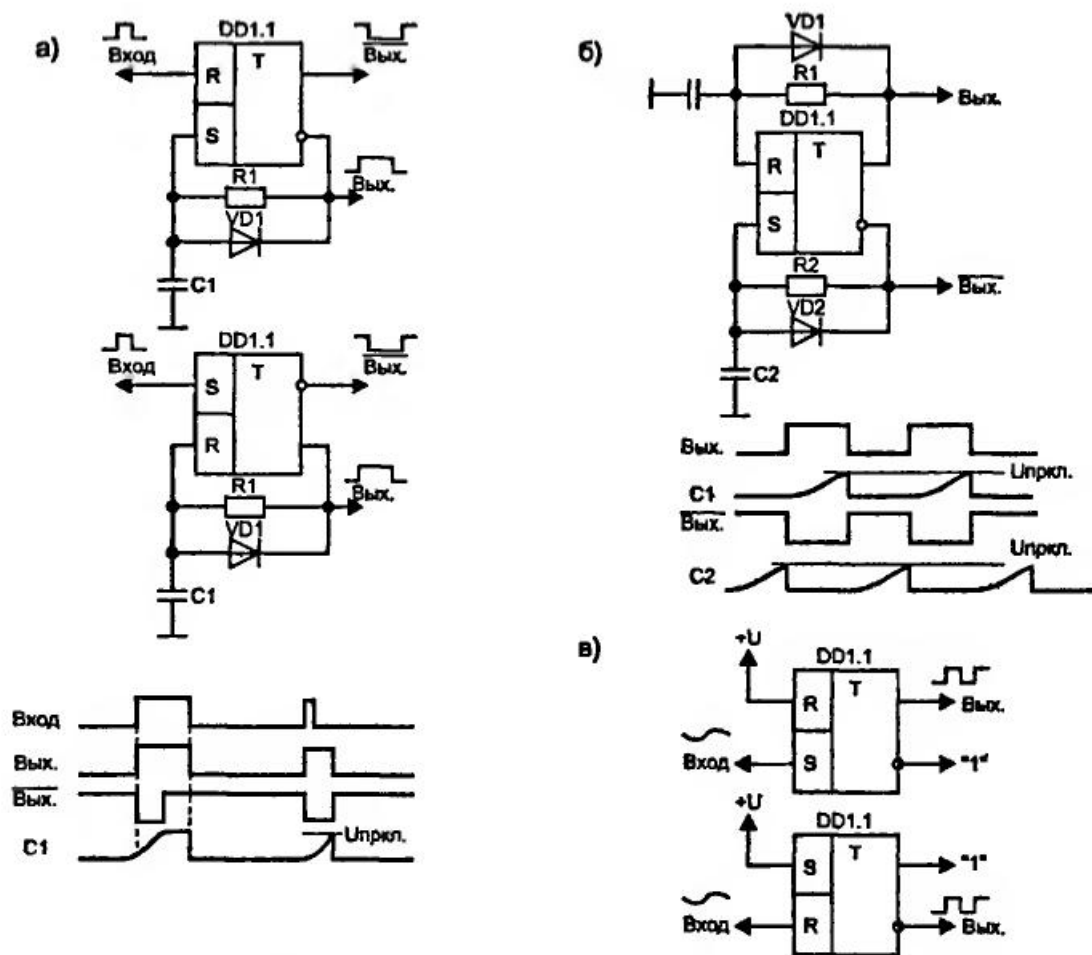


Рис. 1.57. Нестандартные схемы включения RS-триггеров: а — одновибратор; б — генератор импульсов; в — повторитель уровня (во всех схемах желательно использовать микросхему К561ТМ2, ее входы С и D соединены с общим проводом)

его обкладках, равно $0,7 \text{ В}$, и потом будет постепенно разряжаться через резистор $R1$; сопротивление которого гораздо больше прямого сопротивления диода, до нуля. Поэтому при небольшом напряжении питания и, следовательно, небольшом напряжении переключения (у триггеров оно несколько больше, чем у логических элементов и примерно равно половине напряжения питания) длительность выходных импульсов будет незначительно зависеть от периода следования импульсов: ведь если конденсатор «не успеет» разрядиться через резистор до нуля и начнет заряжаться у переключившегося одновибратора не от 0 , а, например, $0,7 \text{ В}$, то длительность выходного импульса будет несколько меньше — ведь в таком случае конденсатор зарядится до напряжения переключения быстрее.

Чем выше напряжение переключения триггера, тем более «ничтожными» становятся эти $0,7 \text{ В}$ и их влияние на длительность импульса постепенно ослабевает. Длительность импульса на инверсном выходе одновибратора можно вычислить по эмпирической формуле $T \approx 0,7 \cdot RC$: где R — в мегамах (омах), C — в микрофарадах (фарадах) В скобках приведены «правильные» единицы (по международной системе СИ), но с ними работать гораздо сложнее — слишком много нулей в числах.

Абсолютно аналогично вышеописанной работает и нижняя схема одновибратора (рис. 1.57, а). У этой схемы есть только два незначительных отличия, не

отражающиеся на работе, надеюсь, вы их найдете самостоятельно. Длительность выходного импульса у этой схемы равна аналогичному параметру верхней схемы, а временные диаграммы, нарисованные под рисунками, — общие для обеих схем.

Скорее всего, вы уже заметили, что вход R через интегрирующую RC-цепь подключен к прямому выходу триггера, а вход S — к инверсному. А заметив это, у вас наверняка возникло желание подключить к обоим входам и обоим выходам триггера две интегрирующие цепочки. Сделав это, вы получите генератор прямоугольных колебаний (рис. 1.57, б).

Сразу после включения питания генератора оба конденсатора разряжены, и на обоих входах триггера присутствуют уровни лог. «0». На одном из выходов триггера присутствует уровень лог. «1», который заряжает один из конденсаторов — C1 или C2. Как только конденсатор зарядится до напряжения переключения, — триггер переключится, этот конденсатор очень быстро разрядится до почти нулевого напряжения (на соответствующем входе благодаря этому практически мгновенно устанавливается уровень лог. «0», не мешающий работе триггера по второму входу), и через соответствующий резистор начнет заряжаться второй конденсатор. Потом триггер снова переключится и все вышеописанные процессы повторятся.

Преимущество такого генератора — длительность импульса и паузы можно изменять независимо друг от друга, изменяя параметры RC-цепочек в обоих каналах. Его очень серьезный недостаток — генератор может самоблокироваться. В процессе работы генератора может возникнуть такая ситуация, когда на обоих входах RS-триггера окажутся уровни лог. «1». В результате на обоих выходах также появятся уровни лог. «1», конденсаторы не смогут разряжаться и генерация сорвется (генератор **самоблокируется**). Для возобновления генерации один из входов нужно замкнуть на общий провод через резистор сопротивлением от нуля до $1/3$ сопротивления соответствующего (R1 или R2) резистора.

Этот недостаток очень сильно ограничивает область использования генератора на основе RS-триггера. В устройствах с повышенными требованиями к безотказной работе такой генератор использовать **нельзя** — лучше отдать предпочтение генераторам на основе триггера Шмитта или двух инверторов. Впрочем, при работе RS-триггера на частоте меньше 1 кГц самоблокировка практически никогда не случается.

Но в некоторых устройствах, требующих **триггерного** включения и выключения генератора (т. е. подал короткий импульс — генератор включился, подал второй — выключился), такая схема незаменима, хотя бы потому, что она требует минимального по сравнению с другими схемами количества деталей. Включить этот генератор несложно — это уже было нами рассмотрено. А вот выключить гораздо сложнее — для этого нужно хотя бы на одном из входов триггера удерживать в течение одного периода колебаний уровень лог. «1». Сделать это очень не просто, так как соответствующий диод (VD1 или VD2) «всячески противится» блокировке триггера (на соответствующем выходе триггера — уровень лог. «0», который течет через открытый диод на вход микросхемы). Поэтому для блокировки генератора на вход триггера нужно подать мощный «единичный» импульс, ток

которого в несколько раз больше выходного тока триггера. Усилить сигнал блокировки можно с помощью эмиттерного повторителя. Выход микросхемы из строя вследствие такого обращения с ней не происходит, максимальный ток через ее выход течет только очень непродолжительное время, в течение которого заряжается «противоположный» конденсатор. После его заряда на обоих выходах устанавливаются уровни лог. «1» и протекающий через диод ток снизится до нуля.

Благодаря некоторым особенностям работы RS-триггера в запрещенном режиме на его основе можно собрать повторитель уровня (рис. 1.57, в). Главнейшее отличие такого повторителя от всех рассмотренных ранее — наличие у него очень небольшого (около 0,03 В) гистерезиса переключения. Благодаря этому гистерезису повторитель на основе RS-триггера весьма близок к **идеальному** логическому элементу, напряжение на выходе которого при любом входном напряжении всегда равно какому-нибудь логическому уровню. Обычным логическим элементам до звания «идеальный» очень далеко, а у триггера Шмитта слишком большое напряжение гистерезиса (несколько вольт).

Единственный недостаток такого повторителя — несмотря на наличие у триггера инверсного выхода, он позволяет получить только прямой сигнал; так же при работе повторителя на одном из выходов триггера постоянно поддерживается уровень лог. «1».

Обе схемы повторителя, изображенные на рис. 1.57, в, работают совершенно одинаково, но в литературе более распространена верхняя схема, так как не все триггеры (например, К561ТР2) имеют инверсные выходы.

Когда на вход S поступает уровень лог. «0», на прямом выходе триггера устанавливается уровень лог. «0», а на инверсном — уровень лог. «1» (так как активизирована функция обнуления триггера — вход R подключен к уровню лог. «1»). При подаче на вход S уровня лог. «1» на обоих выходах триггера устанавливаются уровни лог. «1». Как видно из описания, на инверсном выходе постоянно поддерживается уровень лог. «1».

У микросхем серии К176, в отличие от серии К561, гистерезиса переключения нет, поэтому в режиме повторителя они работают как обычные логические элементы. Кроме того, генератор (рис. 1.57, б), собранный на микросхеме из этой серии, работать не будет — при заряде одного из конденсаторов до напряжения переключения напряжения на выходах триггера начнут плавно изменяться, и, пока напряжение на одном из выходов станет меньше напряжения переключения (чтобы конденсатор начал разряжаться), второй конденсатор обычно успевает зарядиться до напряжения переключения, особенно если его отношение $R \cdot C$ меньше, чем во втором плече. В результате на обоих входах и обоих выходах триггера устанавливаются уровни лог. «1».

Этот недостаток (самоблокировку) можно полностью устранить, если одну из интегрирующих цепочек подключить не к выходу триггера, а к выходу инвертора, вход которого соединен со вторым выходом триггера (к этому выходу подключена вторая RC-цепочка). В таком случае при исправном инверторе одинаковые уровни на обоих выходах никогда не появятся. Также свободен от этого недостатка генератор на RS-триггере, на выходе которого нет инверторов (см.

рис. 1.56). У него при уровне лог. «1» на обоих входах, на обоих выходах появятся уровни лог. «0».

RS-триггер, изображенный на рис. 1.56, можно собрать по той же схеме на элементах 2И НЕ. Входы у получившегося в результате триггера будут **инверсными**: в ждущем режиме на обоих входах должны быть уровни лог. «1», а для активизации какой-нибудь функции («сброс» или «установка») на соответствующий вход нужно подать уровень лог. «0» (для активизации **прямого** входа на него нужно подать уровень лог. «1»). В остальном работа ничем не отличается от работы триггера, собранного на элементах 2ИЛИ НЕ. Небольшие отличия вы, надеюсь, сможете отыскать сами, зная таблицы истинности (см. рис. 1.42) используемых логических элементов. «Смещивать» элементы 2ИЛИ-НЕ и 2И-НЕ в одной схеме RS-триггера нельзя.

Следующим после RS-триггера в «цифровой лестнице» триггеров идет D-триггер (рис. 1.58, а). У него, кроме уже известных нам входов R и S, еще два входа — C и D. Вход D называется **информационным** (data — информация), а вход C (clock) — **входом синхронизации**. Благодаря этим двум входам триггер получает возможность в определенное время заполнить пришедшую на его вход информацию. По входам R и S D-триггер работает так же, как и RS-триггер, рассмотренный ранее.

Простейший D-триггер (он называется асинхронным и из-за некоторых недостатков встречается очень редко) при уровне лог. «1» на входе C (здесь и далее подразумевается, что все входы прямые, а не инверсные) принимает информацию со входа D и передает ее на свои выходы. То есть в этом режиме он работает как повторитель-инвертор уровня, объединенный вход которых обозначен буквой D. При уровне лог. «0» на входе C триггер как бы закрывается (кстати, в иностранной литературе такой триггер называется триггер-защелка) и перестает реагировать на логические уровни на входе D, независимо от сигнала на этом входе на выходе сохраняется та информация, которая была там в момент перехода уровня лог. «1» в уровень лог. «0» на выходе C. И изменить ее можно только по входам R и S. Кстати, эти входы преобладающие (**приоритетные**), и если на входах D, C, R присутствуют уровни лог. «1», а на входе S — уровень лог. «0», то на выходе триггера устанавливается уровень лог. «0» — вход R «главнее», чем вход D, поэтому триггер обнуляется. Если на вход R подать уровень лог. «0», то триггер будет работать как обычно, т. е. «запишет» на свой выход «единицу» со входа D. Аналогично работает и вход S, только он устанавливает на прямом выходе уровень лог. «1».

Этот триггер простейший (примитивный — надеюсь, он не обидится) как по внутренней схеме строения, так и по функционированию. Довольно часто возникает ситуация, когда на входе D присутствует высокочастотный прямоугольный сигнал, а его прохождение на выход триггера по какой-нибудь причине недопустимо. В таком случае импульс сигнала с уровнем лог. «1» на входе C должен быть очень коротким — короче половины периода сигнала на входе D. Обычно для формирования короткого импульса ко входу C подключают дифференцирующую RC-цепочку, расчет которой не так прост, как это кажется на первый взгляд. К тому же из-за нее входное сопротивление триггера по входу снижает-

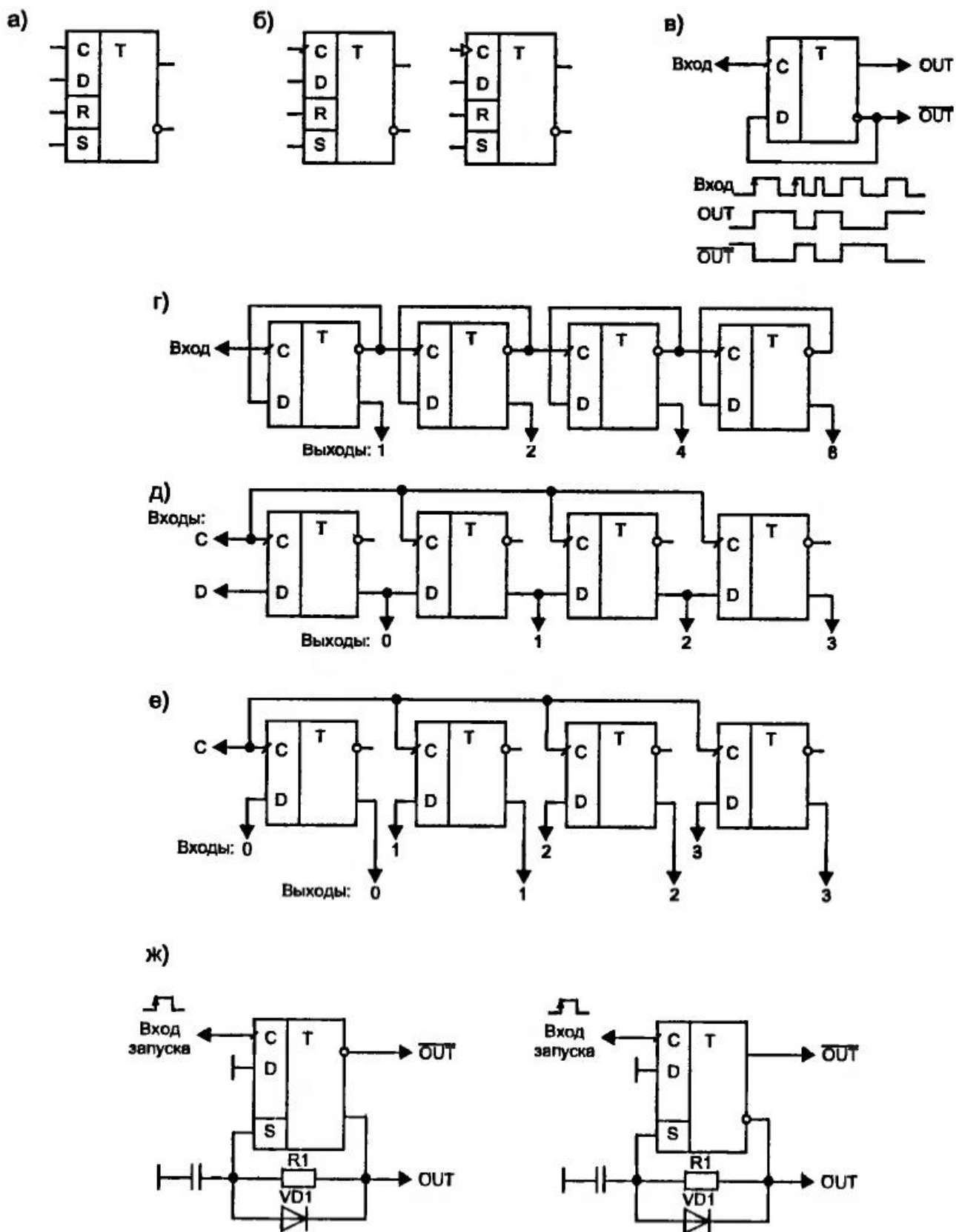


Рис. 1.58. D-триггеры: а — асинхронный; б — синхронный; в — счетный триггер; г — 4-х разрядный двоичный счетчик; д — 4-х разрядный сдвигающий регистр; е — 4-х разрядный регистр памяти («защелка»); ж — мультивибраторы с запуском по фронту импульса

ся с практически бесконечного значения до сопротивления резистора R в составе цепочки... В общем, чтобы у разработчиков радиоэлектронной аппаратуры не было лишней головной боли, промышленность наладила выпуск так называемых **синхронных** триггеров, информация в которые записывается по **перепаду** уровня на входе C (обычно по фронту импульса, но существуют также микросхемы, работающие по спаду). Входы R и S у таких триггеров обычно асинхронные (т. е. не синхронные), и триггер реагирует на сигналы, присутствующие на этих входах, абсолютно одинаково, вне зависимости от уровня и перепада уровней на входе C . У некоторых микросхем (они не относятся к триггерам) вход R — синхронный, и такая микросхема обнуляется при разрешающем уровне на входе R только по перепаду уровня на входе C .

Обозначение синхронного триггера на схемах отличается от обозначения асинхронного только тем, что у первого возле входа синхронизации (вход C) нарисована маленькая косая палочка (рис. 1.58, б), символизирующая «рабочий» перепад уровней. Триггер, нарисованный на этом рисунке, реагирует на перепад уровней лог. «0» → лог. «1» (даже китайские радиолюбители читают схемы слева направо, а не наоборот, как это у них принято), т. е. работает по фронту импульса. У микросхем, работающих по спаду сигнала, палочка смотрит сверху вниз.

По старому советскому стандарту, последствия которого до сих пор встречаются на схемах, тип синхронной микросхемы обозначается не палочкой, а треугольником. У микросхемы, работающей по фронту, острие треугольника смотрит «внутрь» микросхемы (как на рис. 1.58, б), а у работающей по спаду — смотрит наружу. Это нужно помнить, но на своих схемах лучше воспользоваться более удобными для рисования и восприятия «палочками». Как я люблю повторять, самое главное в схеме — наглядность. В противном случае ее никто, кроме автора, не поймет.

К сожалению, хотя обозначение «рабочего» перепада уровней у синхронной микросхемы на схеме является обязательным требованием, придерживаются этого правила далеко не все. Кроме того, даже в справочниках (для радиолюбителя — «последняя инстанция») иногда не указывают, какого типа — синхронная или асинхронная — эта микросхема. Поэтому подобную информацию нужно попросту знать. А узнать ее можно, испытав микросхему на макете, т. е. подключить ко входу синхронизации (вход C) выход одновибратора с кнопкой, а на вход D подавать сигналы разных уровней. А потом нужно только заметить, при каком уровне или перепаде уровней информация на выходе триггера изменяется. Для большего удобства к выходу триггера можно подключить какой-нибудь логический пробник, например изображенный на рис. 1.47. Так «одним махом» узнать практически всю информацию об исследуемой микросхеме: на какой уровень или перепад уровней реагирует микросхема, какой из ее выходов прямой, а какой — инверсный... Поэтому, прежде чем использовать в схеме какую-нибудь новую для вас микросхему (подразумевается новый тип микросхемы), обязательно «поиздевайтесь» над ней на макете, подавая на ее разные входы разные уровни и следя за тем, что «творится» на ее выходах. Только так вы сможете узнать **все** тонкости ее работы, без знания которых попытки создать «что-то свое» так и останутся навсегда всего лишь попытками. А все подробности при описа-

нии работы микросхемы, которые встретятся вам в этой и других книгах, нужно воспринимать только как «руководство к действию». Лучше один раз увидеть, чем сто раз услышать (или прочитать).

Но вернемся к синхронным триггерам. Такие триггеры информацию со входа D воспринимают только во время действия рабочего перепада напряжения на входе С. Если принять, что продолжительность этого перепада невелика (т. е. фронты и спады импульса синхронизации довольно крутые, именно поэтому я уделял так много внимания крутизне выходных импульсов у генераторов и одновибраторов), то появляется возможность соединить вход D с инверсным выходом микросхемы, в результате у нас получится так называемый **счетный триггер** (рис. 1.58, в). Как он работает, видно из диаграмм внизу рисунка.

Допустим, в начальный момент времени на инверсном выходе триггера соответственно на входе D уровень лог. «1». По приходу фронта импульса на вход С в триггер запишется «единица» и на его инверсном выходе **через некоторое время** появится уровень лог. «0». Это время **гораздо больше** времени нарастания входного напряжения (продолжительности фронта импульса синхронизации на входе С), поэтому к моменту появления уровня лог. «0» на входе С будет не фронт импульса, а, скорее всего, постоянный уровень лог. «1». То есть переключение триггера в уровень лог. «0» не произойдет — это возможно только по фронту следующего импульса синхронизации.

Как видно из диаграмм, счетный триггер **делит частоту входного сигнала на 2**. Объединив несколько триггеров определенным образом (рис. 1.58, г), можно получить **двоичный счетчик**. Выходы у счетчиков обозначаются цифрами 1, 2, 4, 8, 16 и т. д., умножая предыдущее число на 2. Как работает двоичный счетчик, понятно из таблицы на рис. 1.59. Как видно, уровень лог. «0» на выходе 1 будет «удерживаться» только в течение одного импульса, на выходе 2 — двух, выходе 4 — четырех и т. д. Поэтому выходы счетчика и обозначили этими цифрами.

Кроме деления входной частоты, счетчики часто используют и по своему назначению — для подсчета числа импульсов. Делают они это в двоичном счислении, но перевести двоичный код в привычный нам десятичный — дело техники, и с этим прекрасно справляются специализированные цифровые микросхемы, которые называются **дешифраторами**. Так, после подачи шести импульсов на вход С счетчика, изображенного на рис. 1.58, г, на его выходах 2 и 4 будут уровни лог. «1», а на всех остальных выходах — уровни лог. «0». То есть на выходе будет число «110». Если этот код подать на вход дешифратора, то он обработает его в соответствии с таблицей на рис. 1.59 и напряжение появится на его выходе «6». Если соединить входы и выходы триггера несколько иначе (соединив вместе входы С всех триггеров), то у нас получится **регистр**. Регистры бывают разными — **последовательными** (рис. 1.58, д) и **параллельными** (рис. 1.58, е). В простонародье первый тип регистров обычно называют **сдвигающим регистром**, а второй — **регистром-защелкой**. Эти названия, хоть и не принятые официально, все равно довольно точно описывают работу микросхем, поэтому в дальнейшем я буду пользоваться только ими. Регистр-«защелку» иногда называют триггером-«защелкой».

Принцип действия регистров, несмотря на сложность схемы, довольно прост. Рассмотрим работу сдвигающего регистра (рис. 1.58, *д*). Допустим, что первоначально во всех триггерах регистра записаны «нули» (кстати, у большинства выпускаемых серийно счетчиков регистров — у них все соединения между отдельными элементами выполнены внутри микросхемы, и наружу «торчат» только входы выходы — есть вход сброса R, к которому подключены соответствующие входы всех триггеров. При подаче на этот вход уровня лог. «1» (если он прямой) на всех прямых выходах микросхем записываются «нули». Впрочем, подробнее об этом чуть позже). Подадим на вход D уровень лог. «0», а на вход C — фронт импульса на выходе первого триггера (выход «0» — у регистров, в отличие от счетчиков, выходы нумеруются по порядку) появится уровень лог. «1», а на выходах всех остальных триггеров останутся «нули», так как время задержки первого триггера гораздо больше времени нарастания фронта импульса. Соединим теперь вход D с общим проводом, а на вход C подадим еще один импульс. Уровень лог. «1» «сдвинется» вправо — он появится на выходе 1, а на всех остальных выходах будут «нули». После следующего импульса уровень лог. «1» появится на выходе 2, потом — на выходе 3. После четвертого импульса «единица» «исчезнет», т. е. во всех разрядах регистра будут записаны лог. «0». Но если выход 3 соединить со входом D первого триггера, она снова появится на выходе 0. Таким образом, в сдвигающий регистр можно «записать» любое двоичное число, причем кнопка, подключенная ко входу D, может быть любой, в том числе и «искрящей».

Регистр-«защелка» (рис. 1.58, *е*) работает еще проще. По сути, это несколько отдельных D-триггеров, которые объединены по входам C (и иногда по входам сброса R). Работают они так же, как и D-триггер, описанный выше.

Среди триггеров есть микросхема K561TM3 (см. рис. 1.54), которая является как бы «переходным звеном» между триггерами и регистрами. Эта микросхема состоит из 4 асинхронных D-триггеров с прямыми и инверсными выходами и объединенными входами C. Она имеет два входа C, которые объединены в один вход по схеме «ИСКЛЮЧАЮЩИЕ ИЛИ» (см. рис. 1.42), — об этом свидетельствует значок «=1» внутри изображения микросхемы над названием входа, и который является гербом для соответствующего логического элемента. Вообще на схематических изображениях цифровых микросхем вертикальной чертой отделяют друг от друга разные входы/выходы, не зависящие друг от друга (например, входы R и S). Одинаковые по принципу действия входы (например, несколько входов D) или входы, которые являются взаимозависимыми (входы C и D у D-триггера), отделять чертой друг от друга нельзя. Но разные группы одина-

10-тичное счисление	16-ричное счисление	двоичное счисление
0	0	0000
1	1	0001
2	2	0010
3	3	0011
4	4	0100
5	5	0101
6	6	0110
7	7	0111
8	8	1000
9	9	1001
10	A	1010
11	B	1011
12	C	1100
13	D	1101
14	E	1110
15	F	1111

Рис. 1.59. Таблица соответствия двоичных, десятичных и шестнадцатиричных чисел

ковых входов (как у микросхемы K561TM3 — 4 входа D и 2 — C) нужно обязательно отделить друг от друга.

Соблюдая эти правила, вы значительно облегчите «жизнь» как себе, так и тем, кто будет пытаться разобраться в нарисованной вами схеме.

Я опять сел на своего любимого конька... Но вернемся к микросхеме K561TM3. Работает она, несмотря на кажущуюся сложность, очень просто. Когда логические уровни на обоих входах C совпадают (т. е. на обоих входах или лог. «0», или лог. «1»), микросхема работает как повторитель/инвертор уровня и информация со входов DI (data in — входная информация) беспрепятственно проходит на выходы DO (data out — выходная информация). Как только сигналы на входах C станут разными (на одном — уровень лог. «0», на втором — лог. «1»), «мышеловка» захлопнется и на выходах DO установятся «навсегда» те уровни, которые были на входах DI непосредственно перед изменением сигналов на входах C.

Такая схема объединения входов C была выбрана не случайно, благодаря ей триггер стал воистину многофункциональным и управлять процессом записи информации можно любым уровнем. Допустим, нам нужно, чтобы запись происходила при уровне лог. «0» на одном из входов. Для этого второй вход нужно соединить с шиной питания (+U). Если же запись должна происходить при уровне лог. «1», то один из входов (любой — вывод 5 или 6) нужно соединить с общим проводом. У большинства остальных триггерных микросхем (триггеры, счетчики, регистры) «рабочим» является какой-нибудь определенный уровень или перепад уровней, поэтому иногда для согласования разных микросхем между выходом управляющей микросхемы и входом синхронизации управляемой приходится включать инвертор.

D-триггер можно использовать во всех схемах, в которых применяются простейшие RS-триггеры (см. рис. 1.56, 1.57). При использовании D-триггера в качестве одновибратора работу последнего можно значительно улучшить, если запускать его по синхронным входом (рис. 1.58, ж). В этом случае длительность входных импульсов на входе C не влияет на длительность выходных, а сами выходные сигналы изменяются абсолютно синхронно (т. е. одновременно) друг относительно друга, без всякой задержки, как это бывает у RS-триггера при слишком большой длительности запускающего импульса. И еще несколько слов о крутизне импульсов на входах синхронизации C как триггеров, так и большинства других микросхем, обладающих таким входом. Если микросхема работает по перепаду уровней (а таких большинство), то максимально возможную крутизну должен иметь как «рабочий» перепад (у микросхем, работающих по фронту, «рабочим» является перепад лог. «0» → лог. «1»), так и «нерабочий». Если же крутизна импульсов будет невелика, т. е. они «похожи» не на спичечный коробок, а на стог сена, то события внутри микросхемы могут развиваться по двум путям:

1) микросхема никак не отреагирует на такой импульс и информация «в ней» не изменится;

2) микросхема сосчитает за время действия перепада логических уровней не менее десятка импульсов, а не один-единственный, как это нужно нам.

Те же требования предъявляются и к «нерабочему» перепаду уровней. Если его крутизна будет достаточной, то микросхема «считать» его не будет, как это и задумано. Но если он будет слишком «пологий», то микросхема, работающая по фронту, плавное уменьшение напряжения на входе С может воспринять как плавное увеличение напряжения на этом входе, т. е. как «рабочий» фронт импульса. Дальше события будут развиваться по упомянутым выше двум пунктам, причем пункт 2 по закону подлости встречается гораздо чаще пункта 1.

Все рассмотренные в этой книге генераторы и одновибраторы по крутизне выходных импульсов соответствуют самым строгим нормам, и, используя их, можно не ожидать от микросхем со счетным входом всяких «сюрпризов». Но если на входе С нужно сформировать короткий импульс или задержать фронт (спад) этого импульса на некоторое время, то подключать конденсаторы (соответственно дифференцирующая и интегрирующая RC-цепочки) ни в коем случае нельзя! Это можно сделать только с помощью одновибратора, который будет передавать на вход С импульсы с нужной длительностью и задержкой и обладающими при этом очень крутыми перепадами напряжения. Другого пути (выхода) в этой ситуации нет. К сожалению, разработчики цифровых микросхем до сих пор не догадались ни в одну микросхему на вход С поставить триггер Шмитта или аналогичную ему схему, которые, как известно, способны работать даже с переменным напряжением. Почему они до этого не догадались — мне неизвестно. Но внедрение триггера Шмитта, состоящего максимум из 6 полевых транзисторов, в микросхему, которая содержит несколько сотен транзисторов, на стоимости и сложности изготовления последней практически не отразилось бы. Поэтому все «беды» приходится списывать на дураков и бюрократов.

У D-триггера есть «старший брат», который несколько сложнее и универсальнее D-триггера. Называется эта микросхема JK-триггером (рис. 1.60). У этого триггера вместо одного входа D есть два — J и K, которые так же, как и вход D, зависят от входа синхронизации С.

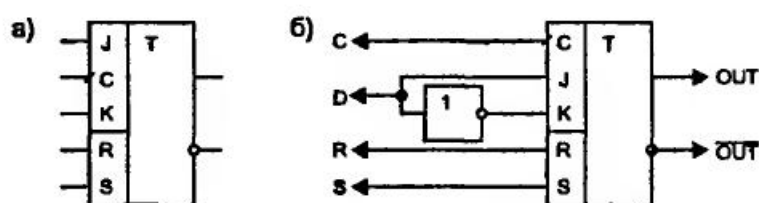


Рис. 1.60. JK-триггер: а — изображение на схемах; б — замена JK-триггером D-триггера

Этот триггер — самый сложный из всех ныне существующих и поэтому наиболее универсальный: им можно заменить RS- и D-триггеры, но обратная замена невозможна. Работает он гораздо сложнее, чем D-триггер, а в схемах он используется очень редко — не очень больших возможностей более простого D-триггера чаще всего хватает для большинства схем.

Для большей простоты предположим, что входы R и S триггера соединены с общим проводом, а на вход С поступают низкочастотные импульсы с очень большой крутизной перепадов уровней. Входы J и K через резисторы сопротивлением 1 кОм...1 МОм соединены с общим проводом.

Подключив к микросхеме напряжение питания, а к ее выходам и выходу генератора импульсов три логических пробника, собранных по любой схеме (например, по рис. 1.41), можно заметить, что микросхема никак не реагирует на сигнал генератора и уровни на ее выходах остаются неизменными. При подаче на вход К уровня лог. «1» по фронту сигнала на входе С на прямом выходе триггера устанавливается уровень лог. «0», а если «единицу» подать на вход J — на прямом выходе установится уровень лог. «1». Информация на инверсном выходе будет противоположной. То есть в этом режиме (когда на одном из входов J или К уровень лог. «1») JK-триггер работает как синхронный RS-триггер — вход J соответствует входу S, а вход К — входу R. Именно поэтому входы JK-триггера «назвали» такими буквами: буква J очень похожа на букву S, а К — на R. Поэтому, если вы уже усвоили, как работает RS-триггер, вам не составит труда разобраться в работе триггера типа JK. Нужно только помнить. Что у него входы J и К — синхронные и микросхема анализирует информацию на них только по фронту синхроимпульса на входе С.

Если на оба входа J и К подать уровни лог. «1», то микросхема превратится в счетный триггер и информация на его выходах будет изменяться в такт с импульсами синхронизации (см. диаграммы на рис. 1.58, в). Но, в отличие от D-триггера, ни с чем инверсный выход соединять не надо. Еще одно отличие счетчика на основе JK-триггера — при уровнях лог. «0» на обоих входах J и К он «останавливается» и перестает реагировать на входные импульсы.

Из JK-триггера несложно изготовить «обычный» D-триггер. Для этого необходимо проинвертировать сигнал на входе К и объединить оба входа (рис. 1.60, б). При уровне лог. «1» на входе D «единица» будет только на входе J триггера, а при уровне лог. «0» — только на входе К. Соединив вход D с инверсным выходом триггера, мы получим счетный триггер. Кстати, у некоторых микросхем с JK-триггером на входе, информация со входа К инвертируется внутри микросхемы (к такому относится регистр К561ИР9), поэтому у них инвертор не нужен. Но у микросхемы К561ТВ1, состоящей из двух независимых JK-триггеров, все входы прямые. Инверсный вход, так же как и инверсный выход, обозначается на схемах кружком на границе «корпуса» микросхемы, а над его названием ставится маленькая палочка (вектор без стрелки). Оба эти обозначения используются одновременно, но иногда, если название входа или выхода не указывается (т. е. вектор ставить не над чем), ограничиваются кружком. Наличие кружка возле какого-то вывода однозначно свидетельствует о том, что этот вывод инверсный (т. е. уровень на нем противоположен уровню на прямом; уровень на прямом можно определить из таблиц истинности или из описания работы микросхем) и исключений из этого правила (аксиомы) нет.

JK-триггером можно заменить все рассмотренные выше типы триггеров (кроме триггера Шмитта, но он больше логический элемент, чем триггер). По входам R и S он работает так же, как и RS-триггер, при этом на всех остальных его входах, так же как и у D-триггера, могут быть любые уровни, т. е. их можно соединить или с шиной «+U», или с общим проводом. Если на одном или обоих входах R и S есть уровень лог. «1», то по синхронным входам триггер не пере-

R	S	OUT	OUT
0	0	X	X
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	1	1
0	0	?	?

D	C	OUT	OUT
0/1	0	X	X
0/1	1	X	X
0/1		0/1	0/1
0/1		X	X

J	K	C	OUT	OUT
0	1		0	1
1	0		1	0
1	1		Счет	
0	0		X	X
0/1	0/1		X	X
0/1	0/1	0/1	X	X

Рис. 1.61. Таблицы истинности триггеров: а — типа «RS»; б — типа «D»; в — типа «JK» (знак «X» означает режим хранения, в нем информация на выходах неизменна; знак «?» означает, что на выходах устанавливаются некоторые уровни, предсказать которые невозможно; «0/1» — на входе установлен или уровень «0» или «1», но не перепад уровней)

ключается. При подаче на оба входа R и S уровней лог. «1» такой же уровень устанавливается и на обоих выходах.

Из всех триггеров чаще всего в схемах используются триггеры типа D и RS, поэтому их принцип действия должен «отлетать от зубов».

На рис. 1.61 даны таблицы истинности для всех типов триггеров. Их заучивать не надо: человек — не попугай. Нужно только знать, как каждый вход влияет на выходную информацию.

1.3. «Панели»

Счетчики

Счетчик — сложная цифровая микросхема триггерного типа, предназначенная для подсчета числа импульсов. Счетчики бывают двоичными, двоично-десятичными и смешанными. Имеют один-два входа синхронизации C, вход сброса R, некоторые имеют параллельные порты для предварительной загрузки информации, у некоторых к выходам подключен дешифратор.

Счетчики, как и все остальные сложные микросхемы, которые я отнес к «панелям», могут включаться **только по стандартным схемам**. Это принципиальное отличие «панелей» от «кирпичей» (логические элементы и триггеры), которое допускает нестандартное включение и «глины», для которой стандартных схем включения вообще нет. Поэтому, несмотря на то что большинство «панелей» очень сложны, понять работу и научиться правильно их использовать гораздо проще, чем большинство других элементов. Все входы и выходы у большинства «панелей» специализированные (в отличие от логических элементов), поэтому знать название и функцию каждого вывода нужно обязательно.

В цифровой технике счетчики используются очень широко, они есть практически в каждой более-менее сложной схеме. Они выполняют множество функций, связанных с необходимостью подсчета, количества импульсов. Подробнее схемы включения счетчиков будут рассмотрены чуть ниже. Сейчас же к самому скучному, но без чего все дальнейшее повествование окажется бессмысленным — к теории.

Цоколевка наиболее часто используемых радиолюбителями в своих схемах счетчиков приведена на рис. 1.62. Как нетрудно заметить, у всех счетчиков, изображенных на этом рисунке, в названии есть буквы «ИЕ». Это один из тех немногих случаев, когда советская система маркировки элементов оказывается лучше западной. Заграничные микросхемы маркируются совершенно по-другому: что-то типа «микросхема 1», «2», «3» и т. д. — до 99, не обращая никакого внимания на выполняемые микросхемой функции (см. таблицу аналогов в приложении). Так, например, микросхемы с суффиксом 12, 19 и 23 — это логические элементы, а с суффиксами 17, 20, 22 и 24 — счетчики. Запутаться в такой классификации проще простого, а выучить ее (отечественная система маркировки очень легко запоминается «сама собой») практически невозможно. А сколько было неработающих схем — и все из-за ошибки в одну-две единицы! Очень жаль, что советская система маркировки микросхем не принята во всем мире: в технике главное — простота и наглядность (так как она сама по себе очень сложна), а не патриотизм и страх перед коммунизмом...

Самый простой счетчик из всех, изображенных на рис. 1.62, — микросхема К176ИЕ1. Она представляет собой шестиразрядный счетчик, работающий по спаду управляющего импульса и имеющий вход сброса R. Вообще большинство счетчиков работает именно по спаду. Как видно из таблицы на рис. 1.59, старший разряд счетчика (т. е. тот, который в таблице расположен левее) переключается в момент перехода младшего разряда из уровня лог. «1» в уровень лог. «0», т. е. по спаду. Но некоторые счетчики работают по фронту, в основном это так называемые реверсивные счетчики, которые могут работать как на суммирование, так и на вычитание из своего содержимого входных импульсов. Все остальные (т. е. не реверсивные) счетчики, за некоторым исключением, способны только прибавлять к своему содержимому единицы. Впрочем, если проинвертировать выходы суммирующего счетчика, то получится вычитающий счетчик. Но при этом возникнут сложности со сбросом, т. е. принудительной установкой всех выходов в состояние лог. «0».

Внутренняя схема строения этого счетчика очень похожа на счетчик, изображенный на рис. 1.58, г. Отличается рассматриваемая нами микросхема от этого рисунка только тем, что в цепь последовательно соединены не 4, а 6 триггеров, а также тем, что между входом и выходом С первого триггера включен инвертор.

Для проверки работы счетчиков и большинства остальных микросхем-«панелей», а также поиска неисправностей на собранной и настраиваемой вами сложной схеме я настоятельно рекомендую собрать один из универсальных многовходовых логических пробников, схемы которых рассматриваются во второй части этого (первого) тома книги.

Попытки работать с цифровыми микросхемами, не имея такого пробника, — это то же самое, что работать в сети Интернет с помощью телевизора, переведенного в режим телетекста. В то же время схемы пробников довольно просты и при использовании исправных деталей не требуют никакой настройки. Они начинают работать сразу же после включения напряжения питания.

В составе пробника обязательно должен быть генератор одиночных импульсов. Для проверки исправности микросхемы входы пробника нужно подключить

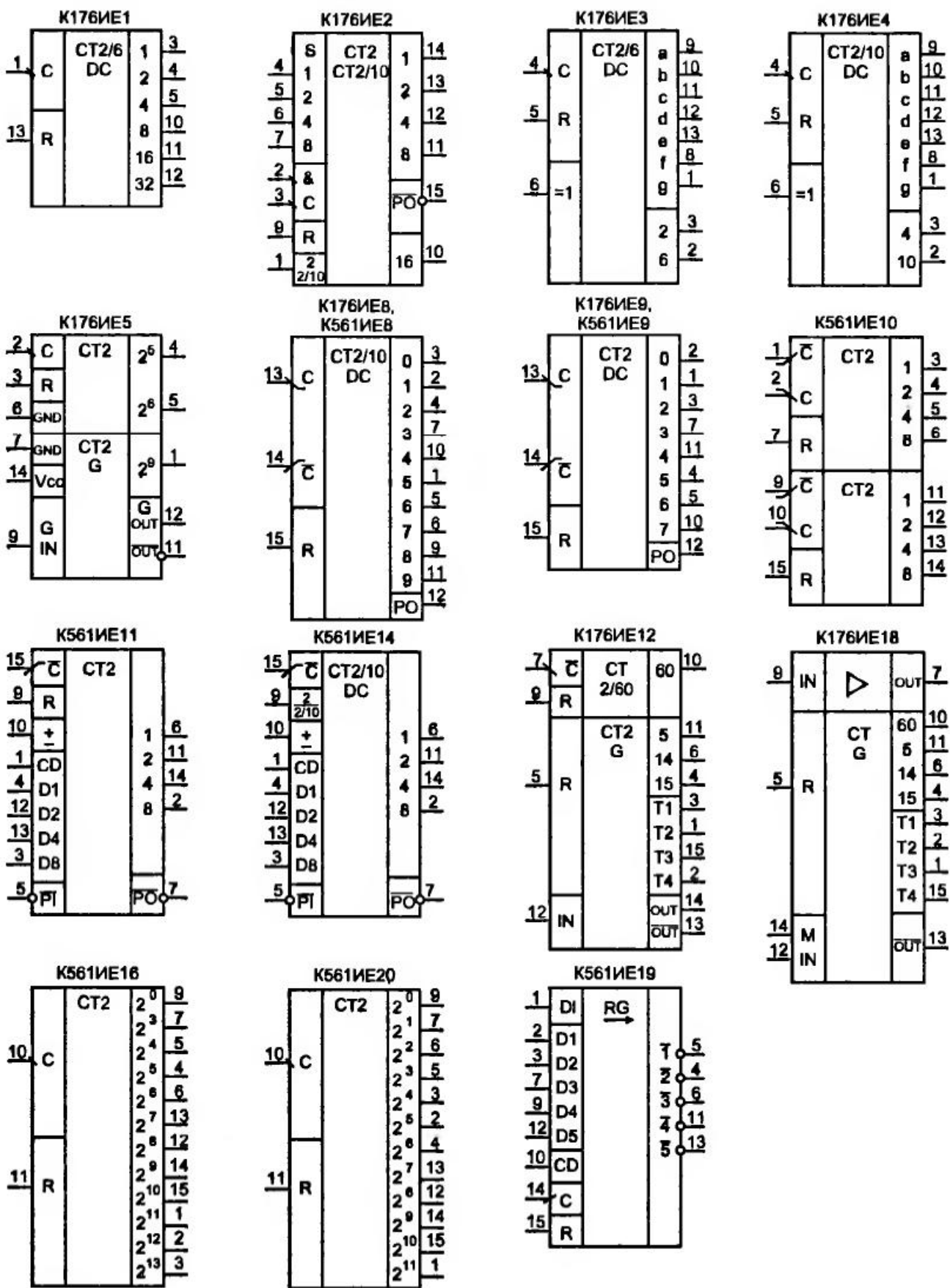


Рис. 1.62. Счетчики

к выходам счетчика, его вход R через резистор на 1 кОм...1 МОм нужно соединить с общим проводом, а ко входу С — подключить выход генератора импульсов. Подавая на вход С одиночные импульсы, можно убедиться, что микросхема работает в полном соответствии с таблицей на рис. 1.59.

Таким нехитрым способом можно сразу узнать всю информацию о счетчике:

- тип счетчика — двоичный или двоично-десятичный;
- «рабочий» перепад уровня на входе С — фронт или спад;
- направление счета — суммирование или вычитание;
- тип входа сброса R — синхронный или асинхронный;
- в некоторых случаях можно уточнить цоколевку микросхемы, а также ее внутреннее строение.

Наиболее часто проблемы возникают в последнем пункте. К сожалению, несмотря на наличие стандартов, даже в разных справочниках одни и те же выводы одних и тех же микросхем названы по-разному. Что авторы этих справочников хотят подчеркнуть — собственную безграмотность или желание внедрить принципиально новую, никому не понятную систему условных сокращений, — мне неизвестно. Но очень часто, отыскав в справочнике цоколевку микросхемы, эту же микросхему приходится подключать к пробнику, чтобы выяснить, что скрывается, например, под аббревиатурой CRD — то ли это вход С, то ли D или вообще R. И такие «умные» сокращения встречаются сплошь и рядом, превращая творческую работу радиолюбителя-конструктора в пытку. В этой книге «нестандартных» и непонятных сокращений нет, но в том-то все и дело, что я рассматриваю только некоторые микросхемы, на самом деле их раз в десять больше. Поэтому, чтобы в будущем у вас не возникло проблем в «общении» с отсутствующими в этой книге микросхемами, лучше заранее «набейте руку», проверяя работу рассмотренных и подробно описанных здесь микросхем. Начинать лучше от простого, постепенно переходя к более сложному.

Микросхема K176IE1 — самый первый счетчик, выпущенный нашей промышленностью, поэтому у него есть целых четыре свободных никуда не подключенных вывода. У всех остальных счетчиков, которые были «придуманы» позже этого, все выводы используются «на полную катушку», и «лишних» среди них нет, наоборот, очень часто для «полного раскрытия возможностей данной микросхемы» не хватает одного-двух выводов; а приделать их «сбоку» — невозможно.

Усовершенствованными аналогами микросхемы K176IE1 являются счетчики K561IE16 и K561IE20. У первого из них «внутри» 14 разрядов, у второго — 12. Оба выпускаются в 16-выводных корпусах, и их цоколевка практически совпадает (см. рис. 1.62).

У многоразрядных счетчиков коэффициент деления достигает довольно больших величин (несколько тысяч), поэтому, чтобы не загромождать схематические изображения счетчиков расположенными в десять рядов трех-четыре-разрядными числами возле их выходов, выходы обычно обозначают в виде степени 2^x , где «x» — порядковый номер разряда. Цифру «2» за ненадобностью очень часто убирают и выходы обозначают целыми числами от нуля до бесконечности. При этом они становятся очень похожими на выходы регистров, кото-

рые отличаются от счетчиков практически всем. Это нужно помнить и учитывать. В спорных случаях счетчик от регистра можно отличить по гербу.

Обе эти микросхемы (ИЕ16 и ИЕ20) работают точно так же, как и их прототип (ИЕ1), поэтому повторяться здесь я не буду. Друг от друга эти микросхемы отличаются числом разрядов — количеством встроенных счетных триггеров. Как видно из рис. 1.62, у микросхемы К561ИЕ16 «пропущены» выходы 2^1 и 2^2 (соответственно выходы 2 и 4). Для многих схем это не имеет никакого значения, во всех остальных случаях нужно использовать микросхему К561ИЕ20, у которой «пропущенных» выходов нет. Если же вы можете «достать» только микросхему К561ИЕ16 (а эта проблема — малый ассортимент деталей — присуща не только «глубинке», но и довольно крупным городам), то к ее выходу 2^0 можно подключить любой двух- и более разрядный счетчик, работающий по спаду (если он работает по фронту, то его вход к выходу ИЕ16 нужно подключить через инвертор). Сигналы, которые должны быть на выходах 2 и 4 ИЕ16, нужно снимать с выходов 1 и 2 дополнительного счетчика. Кстати, эти разряды (2 и 4) внутри счетчика ИЕ16 есть, просто от них не сделано отводов. Дело в том, что цифровые микросхемы выпускаются только в 14-, 16- и 24-выводных корпусах. Если в счетчики ИЕ16 сделать отводы от всех разрядов, то понадобится 14 (разрядов) + 2 (управляющих входа) + 2 (вывода питания) = 18 (выводов). То есть счетчик нужно выпускать в 24-«ногом» корпусе. На плате такой корпус занимает место в 2,5 раза больше, чем 16-«ногий».

Определенный интерес у радиолюбителей вызывает счетчик К561ИЕ10. Во-первых, это единственная в серии К561 микросхема, состоящая из двух независимых 4-разрядных двоичных счетчиков, а во-вторых, каждый счетчик имеет по два входа С — один работает по фронту, а второй — по спаду.

Входная часть «внутренностей» этого счетчика нарисована на рис. 1.63, а, из которого видно, как два входа С объединены в один. Допустим, что на входе, помеченном буквами СР, присутствует уровень лог. «1». Тогда на верхнем по схеме входе элемента 2ИЛИ-НЕ будет уровень лог. «0», т. е. этот элемент будет работать как инвертор, пропуская проинвертированные сигналы со входа СN на вход счетных триггеров. При уровне лог. «0» на входе СР, на выходе элемента 2ИЛИ-НЕ, независимо от сигнала на входе СN, устанавливается уровень лог. «0», т. е. подсчет импульсов, поступающих на вход СN, запрещен.

Аналогично работает и вход СN. При уровне лог. «0» на этом входе микросхема «считает» импульсы, поступающие на вход СР; при уровне лог. «1» на входе СN подсчет импульсов запрещен. Если во время фронта сигнала на входе СN, на входе СР присутствует уровень лог. «1», то по фронту сигнала на входе СN счетчик прибавит к своему «содержимому» одну единицу; если же в это время на входе СР действует уровень лог. «0», то счетчик ничего не прибавит. Аналогичные процессы происходят и при разрешении/запрете счета с помощью входа СР, только в этом случае все уровни и перепады уровней имеют противоположную полярность. Надеюсь, вы сможете разобраться в этом самостоятельно, а потом и убедиться в этом на практике, подключив микросхему к логическому пробнику. Оба счетчика микросхемы абсолютно независимы друг от друга — об этом сви-

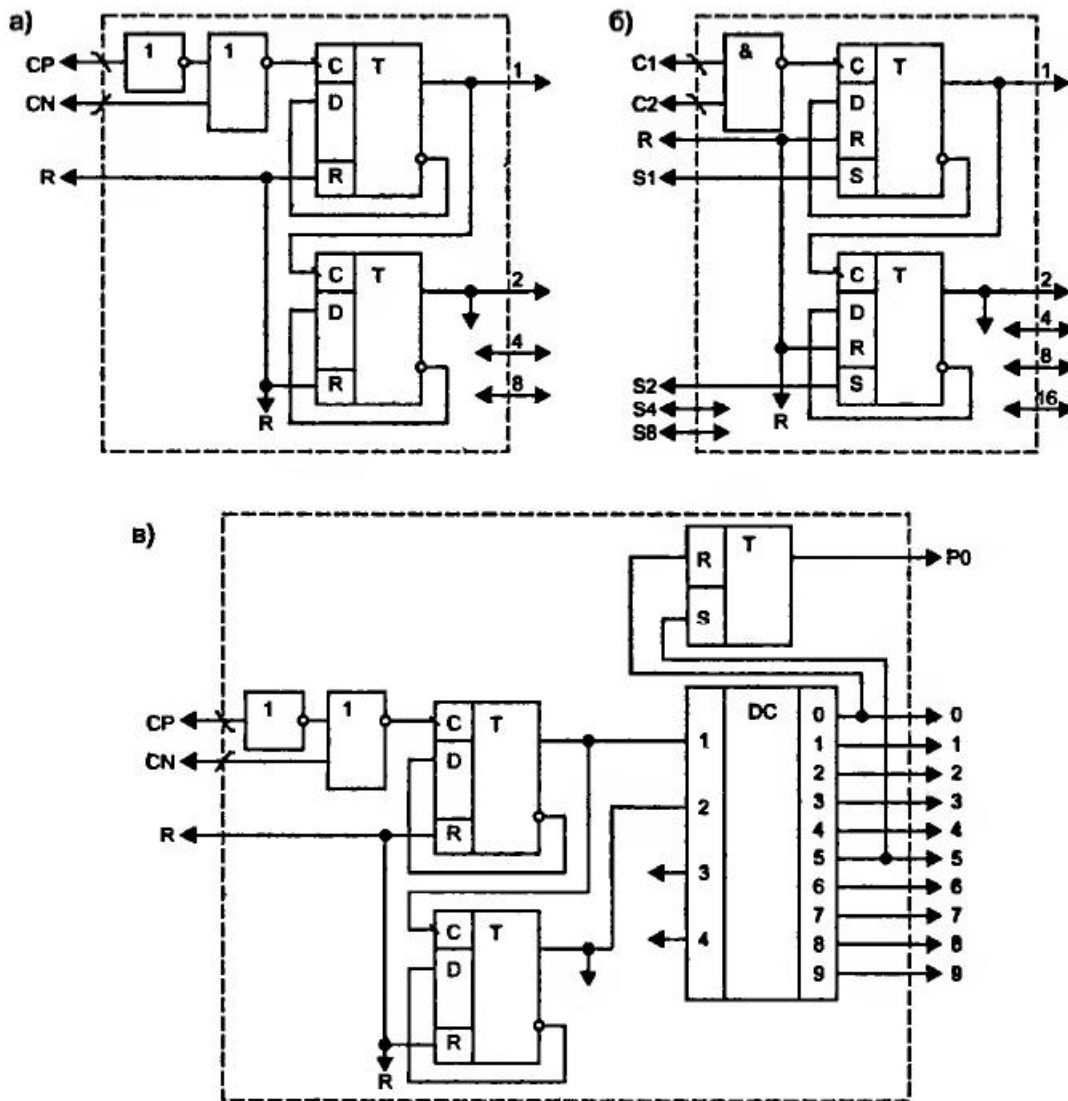


Рис. 1.63. Входная часть внутренних структур разных счетчиков: а — К561ИЕ10; б — К176ИЕ2; в — К561ИЕ8. На рисунках показаны только два из четырех (пяти) счетных триггеров. Все остальные триггеры включены аналогично нижнему

детельствует горизонтальная черта на изображении микросхемы, происходящая через ту ее часть, на которой обычно рисуется герб.

Деление входов С на «положительный» (СР) и «отрицательный» (СН) условно и не совсем правильно. Понятней — как для читателей, так и для разработчиков новых устройств — будет то изображение микросхемы, которое нарисовано на рис. 1.62. По крайней мере, из этого рисунка хотя бы видно, какой из входов на какой перепад уровней реагирует; небольшая горизонтальная черточка, «приклеенная» к косой палочке, символизирующей «рабочий» перепад уровней, означает, при каком уровне на одном из входов разрешается работа (счет импульсов) по второму входу, т. е. если импульсы подаются на вывод 2 микросхемы К561ИЕ10, то для разрешения счета на вывод 1 этой микросхемы нужно подать лог. «0».

Несмотря на то что такое схематическое изображение (см. рис. 1.62) позволяет объяснить все свойства и возможности микросхемы, в литературе я его ни разу не встречал. Почти все авторы доступных мне справочников по цифровым микросхемам даже не догадались отметить, какой из входов работает по фронту,

а какой — по спаду. А ведь не зная этого — самого элементарного, — вы не сможете правильно согласовать работу счетчика с другими микросхемами по уровням, т. е. ваша схема, скорее всего, работать не будет. Почти во всех «умных книгах» входы помечены аббревиатурой CN и CP, без всяких косых палочек. А кое-где вообще вход, работающий по фронту, помечен буквами CE (E — enable — давать возможность. Запомните «расшифровку» этой буквы — она очень часто встречается), т. е. этот (и только этот) вход разрешает и запрещает счет. Автор, наверное, и не догадывается, что эту же функцию может выполнять и второй вход. А все из-за того, что он не догадался испытать микросхему на логическом пробнике. Мне, чтобы узнать внутреннее строение микросхемы (т. е. то, что изображено на рис. 1.63, а), понадобилось секунд 20 работы с пробником и еще около минуты с таблицами истинности логических элементов. Комментарии, как говорится, излишни... Именно поэтому я и агитирую читателей, чтобы они испытывали на логическом пробнике все новые для них типы микросхем. Только так удастся избежать чужих ошибок и не наплодить своих.

Следующая микросхема, которую мы рассмотрим, — K176ИЕ2. Если честно сказать, это довольно «серьезная» микросхема, но, к сожалению, с плохо продуманной схемой строения. У нее есть как недостатки, так и преимущества, которых нет у других счетчиков.

Микросхема K176ИЕ2 — пятиразрядный двоичный или двоично-десятичный счетчик, с возможностью предварительной загрузки информации через параллельные порты (только для четырех младших разрядов). Имеет два входа С, один вход R и выход переноса с четырех младших разрядов. Работает по спаду импульса.

Режим работы счетчика (двоичный или двоично-десятичный; т. е. он «считает» до 15 или 9) выбирается уровнем на выходе 1 микросхемы: если там уровень лог. «0», то счетчик работает в двоично-десятичном счислении, а если уровень лог. «1», то — в двоичном. Подадим на этот вход уровень лог. «0».

Вход R у этого счетчика прямой (т. е. не инверсный), поэтому для того, чтобы микросхема могла считать импульсы, на него нужно падать уровень лог. «0» (запрет обнуления триггеров). Вообще для всех прямых входов разрешающим является уровень лог. «1»: если на прямой вход R любой микросхемы (например, RS-триггера) подать уровень лог. «1», то триггер обнулится; если на вход S (разрешение записи «единицы») этого триггера подать уровень лог. «1», то в него запишется «единица». Но при уровнях лог. «0» на обоих входах ни одна из функций (т. е. или «запись лог. «0», или «запись лог. «1») не будет активизирована — триггер будет находиться в режиме хранения, и информация на его выходе будет оставаться неизменной. Если к RS-триггеру пристыкован D-триггер, то при таких уровнях на входах R и S у триггера появляется возможность работы С и D.

Все вышесказанное относится только к **прямым** входам. Если же вход **инверсный**, то для активизации функции, выполняемой входом, на него нужно подать уровень лог. «0», а для того, чтобы он не «мешал» работе микросхемы по другим входам, на него надо установить уровень лог. «1».

Так как вход сброса R у микросхемы K176ИЕ2 **приоритетный** (т. е. самый главный), то для того, чтобы он не мешал счетчику считать импульсы, на него

нужно подать уровень лог. «0». Также надо поступать и со всеми остальными входами; «нужные» входы (например, «разрешение счета») надо активизировать (подать на них «единицу», если эти входы прямые), а «не нужные» в данный момент (например, «запрет счета» или «выключение напряжения питания микросхемы») нужно отключить запрещающим работу этих входов уровнем. Но ни один из входов нельзя оставлять «свободным», т. е. никуда не подключенным! На каждом входе должен быть какой-нибудь уровень, иначе микросхема сама подаст на свободный вход какой-нибудь логический уровень. По закону подлости этот уровень почти всегда оказывается «неправильным» и микросхема не работает так, как нам хочется. Поэтому лучше вы ей указывайте, как она должна работать, а не позволяйте ей решать этот вопрос самостоятельно.

Входная часть внутренней схемы этого счетчика показана на рис. 1.63, б. Как видно из рисунка, оба входа С объединены по схеме «2И», поэтому, для того чтобы разрешить счет импульсов микросхемой по одному из входов С, на второй вход нужно подать уровень лог. «1». При уровне лог. «0» на одном из входов (все равно каком) подсчет импульсов, поступающих на второй вход, запрещен.

Это первый недостаток описываемого счетчика. Было бы очень неплохо, если бы проектировщики микросхемы догадались сделать один из входов инверсным. На стоимость микросхемы лишний инвертор не повлияет, но благодаря ему микросхема стала бы более универсальной.

В микросхеме также возможна предварительная запись информации с параллельных входов. Они «сделаны» в виде RS-триггера (см. рис. 1.63, б), поэтому при подаче на один из входов S уровня лог. «1» на соответствующем выходе появится уровень лог. «1», независимо от сигналов на всех остальных входах. При этом счет импульсов, поступающих на вход С, во время действия на одном или всех входах С уровня лог. «1» частично или полностью нарушится. При работе микросхемы в двоично-десятичном режиме по входу S нельзя записывать число больше 9 — микросхема может заглохнуть и перестать правильно реагировать на сигналы со входа С. Для работы микросхемы в режиме счетчика на всех входах S должны присутствовать уровни лог. «0».

Перейдем теперь к выходам. Выходы 1...8 работают в зависимости от уровня на выводе 1 микросхемы или в двоичном (максимальное число 15), или в двоично-десятичном (максимальное число 9) режиме; выход 16 (вывод 10 микросхемы) — выход счетного триггера, подключенного к выходу 8, и по переходу выходов 1...8 от максимального числа к числу «0» уровень на выходе 16 меняется на противоположный. Таким образом, эта микросхема может «сосчитать» 20 или 32 импульса, в зависимости от режима работы (соответственно двоично-десятичный и двоичный).

У микросхемы также есть выход переноса PO (O — out — выход), который неизвестно для чего разработчики микросхемы решили сделать инверсным, — ведь оба входа С у этой микросхемы прямые, т. е. работают по спаду импульса. Выход переноса правильно работает только в двоично-десятичном режиме: пока на выходах 1...8 микросхемы присутствует код любого числа в пределах 0...8, на выходе переноса поддерживается уровень лог. «1». При коде на выходах, соответствующем двоичному числу 9, на выходе переноса устанавливается уровень

лог. «0». По следующему спаду импульса на входе С на выходах устанавливается код цифры «0», а на выходе переноса — уровень лог. «1». То есть выход переноса рассчитан на подключение к нему микросхемы, работающей по фронту (очень часто одного счетчика «не хватает», поэтому используют последовательное включение нескольких счетчиков, когда вход следующего счетчика подключается к выходу предыдущего, например, в микрокалькуляторе, у которого на индикаторе 8 десятичных цифр, нужно использовать как минимум 8 счетчиков, включенных последовательно). Микросхему, работающую по спаду, лучше всего подключить к выходу 8 этого счетчика.

При работе микросхемы в двоичном режиме выход переноса использовать по его прямому назначению нельзя — уровни лог. «0» на нем появляются при двоичных числах на выводах 1...8, равных 9, 11, 13, 15. При всех остальных числах на этом выходе присутствует уровень лог. «1». То есть за один период счета (16 импульсов на входе С) на этом выходе появляется не один-единственный импульс, а целых четыре. Поэтому сигнал переноса лучше снимать с выходов 8 или 16 микросхемы.

Среди КМОП-ИМС есть еще две аналогичные, но более совершенные, чем К176ИЕ2, микросхемы-счетчики. Называются они К561ИЕ11 и ИЕ14 и, благодаря некоторым преимуществам, которых нет у других счетчиков, используются очень часто.

Оба эти счетчика объединяет тот факт, что они **реверсные**, т. е. могут работать как на суммирование, так и на вычитание. Кроме того, цоколевка обеих микросхем практически совпадает. Друг от друга они отличаются тем, что у ИЕ14 нет входа сброса, вместо него в микросхему введен вход выбора типа счисления (двоичного или двоично-десятичного). Микросхема ИЕ11 работает только в двоичном режиме.

Обе микросхемы имеют инверсный вход С, работающий по фронту, а также вход РІ (prohibition in — запрещающий вход), который разрешает или запрещает (при уровнях на нем соответственно «0» и «1» — этот вход инверсный) подсчет импульсов. Причем это именно **запрещающий** вход, и подавать на него тактовые (т. е. те, которые нужно считать) импульсы бессмысленно — счетчик ничего не будет считать.

Вывод 10 микросхем — вход выбора направления счета. Работает он так же, как и аналогичный вход у микросхемы К176ИЕ2. В литературе этот вход иногда называют буквой U. По-моему, знак «±» говорит больше, чем эта буква. В электронике главное — наглядность: схемы и так слишком сложны.

В триггеры счетчика можно загрузить предварительную информацию с параллельных входов D1...D8. Для этого на вход CD нужно подавать уровень лог. «1». В режиме счета на этом входе должен быть уровень лог. «0». Вместо своего прямого назначения, эти два счетчика можно использовать в качестве регистров-«защелок», управляется «регистр» по входам CD, R, D1...D8.

Выход РО («запрещающий выход») у обоих счетчиков, в отличие от микросхемы К176ИЕ2, работает «правильно» во всех режимах, обычно на этом выходе присутствует уровень лог. «1». Если счетчик работает на суммирование, то, как только он «досчитает» до максимального числа (9 или 15), на этом выходе появится

уровень лог. «0». Если сейчас на вход PI подать уровень лог. «1», на выходе PO установится «единица», а после подачи на вход PI разрешающего уровня лог. «0» — на выходе PO снова установится «ноль». По фронту импульса на выходе C на выходах 1...8 установится код цифры «0», а на выходе PO — уровень лог. «1».

Когда счетчик работает на вычитание, на выходе PO уровень лог. «0» устанавливается тогда, когда по всем выходам 1...8 записаны уровни лог. «0» (цифра «0»). В этом режиме его также можно сменить на «единицу», подав на вход PI запрещающий счет уровень.

Благодаря этим особенностям работы входа и выхода переноса микросхемы ИЕ11 и ИЕ14 можно использовать в многоразрядных **параллельных** счетчиках, которые работают гораздо лучше последовательных.

Для построения многоразрядных счетчиков из нескольких отдельных микросхем существуют две основные схемы соединения последних: последовательная (рис. 1.64, а) и параллельная (рис. 1.64, б). Недостаток последовательной схемы — ее большая инерционность. Допустим, что в оба верхних счетчика на рис. 1.64, а записаны максимальные для них числа. Тогда по очередному «рабочему» перепаду импульса на входе с верхнего по схеме счетчика сначала переключится верхний счетчик. И через некоторое время (все микросхемы инерционны, и «мгновенно» у них ничего не происходит) на его выходе переноса сформируется «рабочий» перепад уровня для средней микросхемы. Через некоторое время переключится средняя микросхема и разрешит переключение нижнего счетчика... Все это очень похоже на эстафету с передачей палочки или какого-нибудь другого предмета. Изменение информации на выходах трех (в некоторых схемах их может быть до десятка) счетчиков сильно сдвинуто по времени: в то время, как верхний по схеме счетчик уже переключился и изменил информацию на своих выходах, до нижнего счетчика сигнал переноса еще не дошел. Из-за этого уменьшается быстродействие (скорость работы) всей схемы — а у КМОП-микросхем, рассматриваемых в этой книге, быстродействие и само по

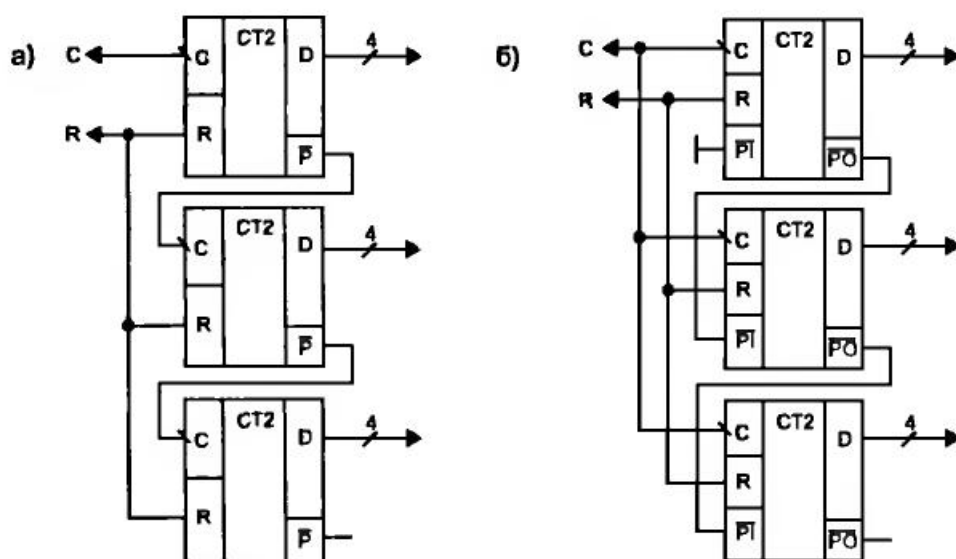


Рис. 1.64. Многоразрядные счетчики: а — последовательная; б — параллельная схемы включения. Цифры над косой чертой означают разрядность соответствующей шины (количество проводов в ней)

себе не очень велико. Кроме того, многие схемы не допускают такого «последовательного» изменения информации.

Поэтому в таких случаях обычно применяется параллельная схема соединения счетчиков. Для простоты объяснения допустим, что в верхнем счетчике на рис. 1.64, б записано число «14», в среднем — «15», а в нижнем — любое. На выходе РО верхнего счетчика присутствует уровень лог. «1», который «гасит» уровень лог. «0» на выходе переноса среднего, переполненного, счетчика, поэтому на его выходе также присутствует уровень лог. «1». Поэтому по фронту сигнала на объединенном входе С переключится только верхний счетчик. На его выходах зафиксируется число «15», а на выходе переноса появится уровень лог. «0». Как только он «дойдет» до среднего счетчика, на его выходе РО также появится уровень лог. «0», так как этот счетчик тоже переполнен. Через некоторое время «ноль» «дойдет» до нижнего счетчика и также разрешит его работу.

Теперь все три счетчика будут ждать фронта импульса на их входах С. Как только он поступит на эти входы, все три счетчика **одновременно** переключатся. На выходах РО верхнего и среднего счетчиков появятся уровни лог. «1», поэтому по следующему фронту сигнала переключится только верхний счетчик. Как только он переполнится, на его выходе РО появится уровень лог. «0», который подготовит средний счетчик к работе. Так как он не переполнен, то на его выходе РО останется уровень лог. «1», поэтому по фронту сигнала на входе С переключатся только верхний и средний счетчики. И опять одновременно.

Время переключения нескольких последовательно соединенных по выводам переноса счетчиков **гораздо меньше** одного периода тактовой частоты на входе С, поэтому даже десятков счетчиков, соединенных по схеме на рис. 1.64, б, при максимально возможной тактовой частоте будет переключаться абсолютно синхронно (одновременно). Поэтому такая схема включения счетчиков используется очень широко. Но из всех микросхем-счетчиков серий К176, К561 и К564 по такой схеме можно включать только микросхемы ИЕ11 и ИЕ14.

Существуют также микросхемы, имеющие встроенный генератор, частота которого задается с помощью внешних элементов (К176ИЕ5, ИЕ12, ИЕ18). Эти микросхемы предназначены для работы в электронных часах совместно с кварцевым резонатором на частоту 32768 Гц; «внутри» они содержат до нескольких десятков последовательно включенных счетных триггеров. Благодаря этой особенности они, помимо работы в электронных часах, очень часто используются в цифровых одновибраторах с очень большим временем задержки (до десятков часов), а также в качестве делителей частоты с очень большим коэффициентом деления.

Задающий генератор микросхем выполнен по схемам, изображенным на рис. 1.65. Для начала рассмотрим «самую простую» микросхему — К176ИЕ5. «Внутри» нее, кроме счетных триггеров, есть три логических элемента (рис. 1.65, а): два инвертора и один повторитель. Подключая к этим элементам внешние детали (рис. 1.66), их можно заставить генерировать некоторую, нужную нам, частоту. Выход первого инвертора непосредственно соединен со входом первого счетного триггера (чтобы не загромождать рисунок, я нарисовал только один триггер; на самом деле их там 9 штук). В этом можно убедиться, подключив к выводу 9 микросхемы выход генератора импульсов с частотой около 1 кГц, а к

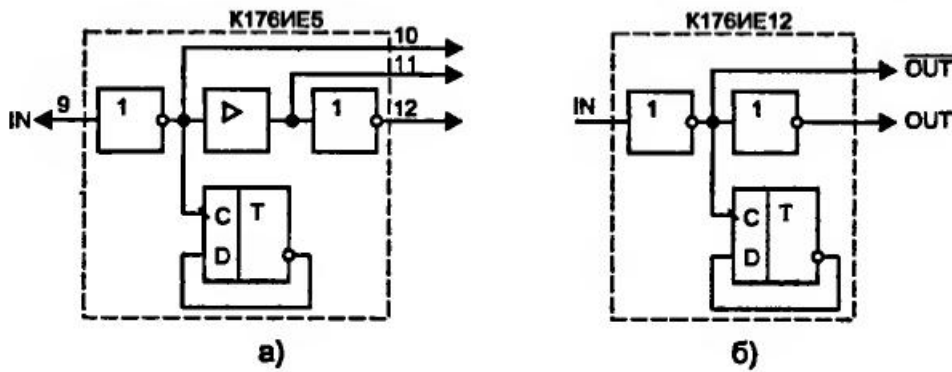


Рис. 1.65. Схемы задающего генератора некоторых микросхем:
а — K176IE5; б — K176IE12

выходу счетных триггеров (вывод 1) — логический пробник. При замыкании на шину питания или общий провод выводов 11 и 12 микросхемы (современные цифровые микросхемы нечувствительны к короткому замыканию выводов) триггеры продолжают считать импульсы, а при замыкании вывода 10 счет нарушается (счетчик «останавливается»). Правда, при этом через вывод 10 течет довольно большой ток — несколько миллиампер, поэтому «останавливать» генератор с целью экономии электроэнергии лучше каким-нибудь другим способом.

Эта микросхема содержит два счетчика: первый подключен непосредственно к задающему генератору и не имеет входа сброса. Наружу у него выведен выход с коэффициентом деления $2^9 = 512$ (т. е. уровень лог. «0» или лог. «1» на этом выходе удерживается в течение 256 колебаний генератора; один полный период колебаний на этом выходе, т. е. переход уровня из лог. «1» в лог. «0» и обратно, произойдет через 512 колебаний). Второй счетчик не зависит от первого и генератора, имеет индивидуальные входы С, R и два выхода: 2^5 (32) и 2^6 (64). Все остальные выходы счетчиков наружу не выведены по той же причине, что и у микросхемы K561IE16. Кроме того, второй счетчик имеет свой собственный вход общего провода (вывод 6). Зачем это сделано, мне неизвестно. Этот вывод всегда должен быть соединенным с выводом 7 микросхемы и с общим проводом всего устройства.

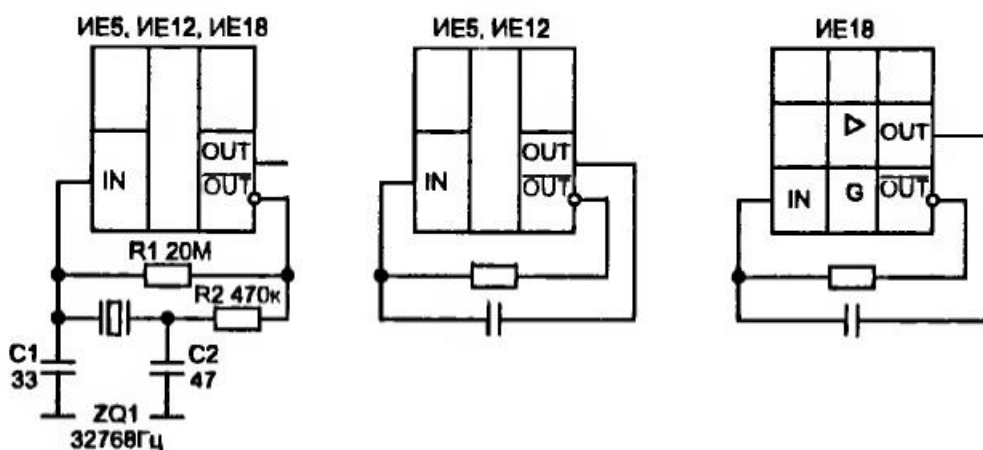


Рис. 1.66. Схемы подключения внешних частотоподающих элементов к микросхемам серии K176

Чуть сложнее и более универсальна микросхема K176IE12. У нее непосредственно с генератором соединен 15-разрядный счетчик, имеющий отводы от 5, 14 и 15-го разрядов. Этот счетчик работает на вычитание (а не на суммирование, как большинство счетчиков) и имеет вход сброса R. После подачи на этот вход уровня лог. «1» во всех разрядах счетчика установятся уровни лог. «0». После того как на этом входе установится уровень лог. «0», по первому фронту сигнала на входе IN во всех разрядах счетчика окажутся уровни лог. «1». Через 16 импульсов на выходе 5 (не путайте выход с выводом! Номер или название **выхода** написано внутри изображения микросхемы, а номер **вывода** — снаружи) появится уровень лог. «0», еще через 16 — лог. «1» и т. д. То есть микросхема считает от максимального значения (во всех 15 разрядах записаны «единицы») до минимального (езде «нули»), после чего снова «прокидывается» в максимальное. Если вам это не совсем понятно, сверните таблицу на рис. 1.59 в кольцо и прокручивайте ее от числа «15» к числу «0». Если вы ее правильно свернули, то сразу после нуля будет число «15».

При использовании этого счетчика в собственных конструкциях нужно обязательно учитывать «нестандартное» направление счета. Так, после импульса обнуления уровень лог. «1» на выходе 15 появится не через $2^{14} = 16\,384$ импульса на входе IN, как у «нормальных» счетчиков, а практически сразу. Не пугайтесь, это норма и микросхему выбрасывать не нужно.

К разряду 7 и 8 этого счетчика подключен 2-разрядный двоичный дешифратор, его выходы на рис. 1.62 обозначены буквами T1...T4. Работает он следующим образом: при подаче уровня лог. «1» на вход сброса R, на выходе T4 появляется уровень лог. «1». На всех остальных выходах T в это время уровень лог. «0». По фронту первого импульса на входе IN уровень лог. «1» перескакивает на вход T1, а на всех остальных выходах поддерживаются «нули». Через 64 импульса на входе IN (или через 2 колебания на выходе 5) «единица» «перескочит» на выход T2, через столько же колебаний — на выход T3, потом — T4, потом — T и т. д. по кольцу.

Кроме основного 15-разрядного счетчика, в микросхеме есть еще один счетчик — делитель на 60 с индивидуальными входами сброса R, синхронизации S и выходом 60. В электронных часах, для которых и предназначена эта микросхема, дополнительный счетчик делит секундные импульсы с выхода 15 основного счетчика до минутных, и один полный период колебаний (фронт — спад — фронт или наоборот) произойдет ровно через 1 минуту (при подключенном кварце на 32768 Гц). Но его можно использовать и в других целях. Работает этот счетчик по спаду импульса и на суммирование, поэтому каких-либо «сюрпризов» он не таит. После обнуления счетчика (он по всем входам и выходу абсолютно независим от основного счетчика) уровень лог. «1» на его выходе появится через 40 колебаний на входе S, а после того, как на этот вход поступит еще 20 колебаний, на входе появится уровень лог. «0». Еще через 40 колебаний на выходе снова появится «единица». Так может продолжаться до бесконечности.

Микросхема K176IE18 — усовершенствованный аналог K176IE12. К сожалению, «достать» эту микросхему мне не удалось, поэтому придется ограничиться той информацией, что дана в справочниках.

По цоколевке эта микросхема практически не отличается от своей предшественницы (см. рис. 1.62). Незначительные отличия:

- счетчик-делитель на 60 введен в состав основного счетчика. Благодаря этому освободилось 2 вывода (выводы 7 и 9), к которым предприимчивые проектировщики микросхемы подключили мощный буферный повторитель, не зависящий от счетчика;
- у генератора нет прямого выхода, зато есть некий вход М, который в рабочем режиме должен быть соединен с общим проводом. Вполне возможно, что этот вход блокировки генератора. Если это так, то универсальность микросхемы резко возрастает;
- нумерация выходов Т у ИЕ18 отличается от ИЕ12. Что это — стремление автора справочника к тому, чтобы цифры за границей изображения микросхемы располагались «красиво», или очередная прихоть проектировщиков? Если верен второй вариант, то из-за такой «мелочи» этими двумя микросхемами заменять друг друга нельзя, по крайней мере, без серьезных переделок печатной платы. Зачем они это сделали?

Кроме «обычных» счетчиков, существуют также счетчики со встроенным дешифратором. Примеры таких микросхем в серии КМОП-ИМС — К176ИЕ3, ИЕ4, К561ИЕ8, ИЕ9. Примечание таких микросхем позволяет значительно снизить сложность всего устройства, а также уменьшить его габариты.

Рассмотрим микросхему К561ИЕ8. Она имеет вход сброса R и два входа синхронизации С. «Входная» часть схемы этой микросхемы показана на рис. 1.63, в. Сравните ее со схемой строения микросхемы К561ИЕ10 (рис. 1.63, а), которая имеет похожие входы.

Выходы микросхемы устроены так, что уровень лог. «1» присутствует только на одном из выходов, на всех остальных выходах в это время поддерживается уровень лог. «0». К выходу переноса РО это не относится, но «трогать» его сейчас мы не будем.

После обнуления микросхемы подачей «единичного» импульса на вход сброса R «единица» устанавливается на выходе О. После прихода на вход С одного импульса «единица» «перескакивает» на вход 1 (на выходе О устанавливается уровень лог. «0»), после следующего импульса — на выход 2 и т. д. по кольцу. С выхода 9 уровень лог. «1» по «рабочему» перепаду на входе С переходит на вход О.

Благодаря этой особенности микросхему можно использовать во всевозможных «бегущих огнях», подключив к ее выходам десяток светодиодов, расположенных по кругу, и подав на ее вход С сигнал с выхода генератора (его частота около 100 Гц). Как это можно сделать, будет говориться во второй части книги.

Как работает выход переноса РО, видно из рис. 1.67, а. Он рассчитан на подключение к нему микросхем, реагирующих на спад импульса. Впрочем, его сигнал можно проинвертировать с помощью любого инвертора, тогда к нему нужно будет подключать нагрузку, реагирующую на фронт импульса.

Как видно из рис. 1.67, а и уровень лог. «0», и уровень лог. «1» на этом выходе имеют одинаковую продолжительность — по 5 импульсов на входе С каждый. Поэтому микросхема (ИЕ8) очень часто используется в качестве делителя частоты на 10. Ее выходы 0...9 при этом никуда не подключаются.

Эту микросхему можно также использовать в качестве делителя с меньшим коэффициентом деления. Так, например, если нужно «разделить» входную час-

тоту на 6, то вход сброса R микросхемы нужно подключить к ее выходу 6. Нагрузка, реагирующая на спад импульса, подключается к выходу 5, а реагирующая на фронт — к выходу 6. Если нужно получить другие коэффициенты деления в пределах 2...9, то место подключения входа сброса микросхемы и ее нагрузки соответствующим образом изменяется.

Эта микросхема также может работать с «самоблокировкой». Для этого ее вывод 13 (прямой вход С) нужно соединить с каким-нибудь выходом, а управлять микросхемой по выводам 14 и 15. Например, вывод 13 микросхемы соединен с выходом 2 (вывод 4). Пока на этом выходе уровень лог. «0», микросхема «считает» импульсы. Как только на нем появится уровень лог. «1», — «заблокируется» и перестанет реагировать на импульсы, поступающие на ее вывод 14. Восстановить работоспособность микросхемы можно, обнулив ее по входу сброса R. Через два импульса на ее выводе 14 микросхема снова самоблокируется.

Аналогичным образом самоблокировку можно ввести и в счетчик на основе микросхемы К561ИЕ10, соединяя ее инверсный вход С с одним из выходов. Импульсы нужно подавать на прямой вход, работающий по спаду. Допустим, инверсный вход соединен с выходом 2. Через 2 импульса на этом выходе появится уровень лог. «1», который поступит на инверсный вход (работающий по фронту), но переключения микросхемы, несмотря на то что на инверсный вход поступил «рабочий» перепад уровней, не произойдет, так как в это время на прямом входе уровень лог. «0» (этот вход «считает» по перепаду лог. «1» → лог. «0», а быстродействие микросхемы больше максимальной тактовой частоты), который запрещает счет импульсов по инверсному входу. К тому времени, как на прямой вход счетчика поступит разрешающий счет уровень лог. «1», на инверсном входе будет уровень лог. «1», но никак не фронт импульсов.

Очень похож на микросхему К561ИЕ8 счетчик К561ИЕ9; отличается он от ИЕ8 только тем, что имеет 8 выходов, а не 10, т. е. он работает в двоичном режиме, а не в двоично-десятичном. Выход РО этой микросхемы подключен к выходу 4 внутреннего трехразрядного счетчика; сигнал, присутствующий на этом выходе, показан на рис. 1.67, б. В целом функционирование и разводка входов у этого счетчика ничем не отличается от таковых у его предшественника. «Единица» с его выхода 7 «перескакивает» на выход 0.

Специально для применения в электронных часах предназначены счетчики-дешифраторы К176ИЕ3 (счетчик-делитель на 6) и К176ИЕ4 (счетчик-делитель на 10). Функционирование и разводка выводов (цоколевка) у обеих микросхем практически полностью совпадает.

Эти микросхемы рассчитаны на работу совместно с **семисегментными знаковыми светодиодными индикаторами** (рис. 1.68), и, комбинируя светящиеся и несветящиеся сегменты, они позволяют высветить любую цифру от 0 до 5 (ИЕ3) или от 0 до 9 (ИЕ4). При подключении микросхемы к индикатору



Рис. 1.67. Сигнал на выходе переноса микросхемы К561ИЕ8 (а) и К561ИЕ9 (б)

нужно соблюдать цоколевку, т. е. выход А микросхемы подключить к сегменту *a* индикатора, выход В — к сегменту *b* и т. д.

Светодиодные индикаторы бывают двух типов: с общим анодом, когда аноды всех 7...8 светодиодов соединены между собой и подключены к источнику питания, а катоды через токоограничивающие резисторы — к выходам микросхемы, и с общим катодом — когда к выходу микросхемы подключены аноды светодиодов. В первом случае, для того чтобы засветился сегмент — светодиод, на его вход (катод) нужно подать положительное относительно общего вывода индикатора (анодов светодиодов) напряжения, а во втором — отрицательное. Для того чтобы с помощью одной микросхемы можно было управлять обоими типами индикатора, разработчики микросхем пошли на небольшую хитрость: к выходам дешифратора внутри микросхемы подключили элементы ИСКЛЮЧАЮЩИЕ ИЛИ, а один из входов каждого элемента соединили между собой и вывели наружу (вход «=1», рис. 1.69). Как известно (см. рис. 1.42), при уровне лог. «1» на одном из входов этот элемент инвертирует информацию, поступающую на второй вход, а при уровне лог. «0» передает ее на свой выход без инверсии. Поэтому к выходам микросхемы можно подключать индикаторы любого типа, при этом надо будет только скорректировать тип логического уровня на входе «=1». Для того чтобы при этом не запутаться, запомните такое правило: этот вход должен быть подключен к общему выводу индикатора, т. е. если этот вывод соединен с шиной «+U» (индикатор с общим катодом), то на входе «=1» должен быть уровень лог. «1». Кстати, благодаря этой особенности с помощью такой микросхемы очень легко управлять жидкокристаллическими индикаторами (ЖКИ), на выводы которых нужно подавать переменное напряжение. ЖКИ представляет собой две пластины из стекла, которые склеены таким образом, что между ними оказывается свободное пространство.

Это пространство заполняется специальным веществом, так называемыми «жидкими кристаллами». Сопротивление этого вещества практически бесконечно — более 100 МОм. На поверхность обоих стекол напыляется очень тонкий слой металла, он настолько тонок, что не задерживает свет и увидеть его практически невозможно.

Жидкокристаллический индикатор работает с поляризованным светом, для этого на его верхнюю и нижнюю поверхности наклеены специальные поляризаторы. Подробнее о поляризованном свете можно прочитать в учебнике физики за 11-й класс, здесь я на этом вопросе останавливаться не буду.

На рис. 1.70 нарисована упрощенная схема внутреннего строения ЖКИ. В пунктах «а» и «б» нарисованы две «половинки» индикатора (верх-



Рис. 1.68.
Семисегментный индикатор

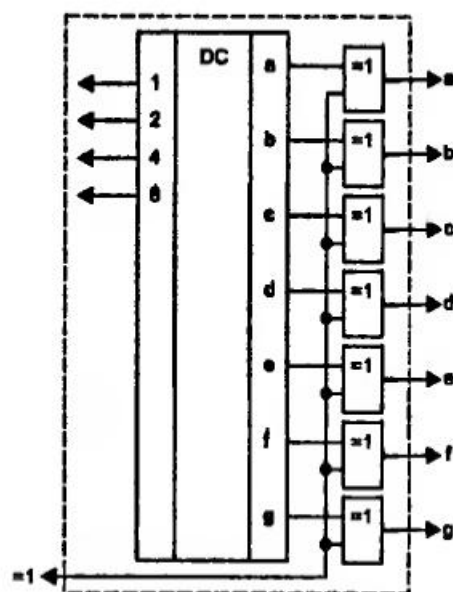


Рис. 1.69. Выходная часть микросхем K176IE3 и K176IE4

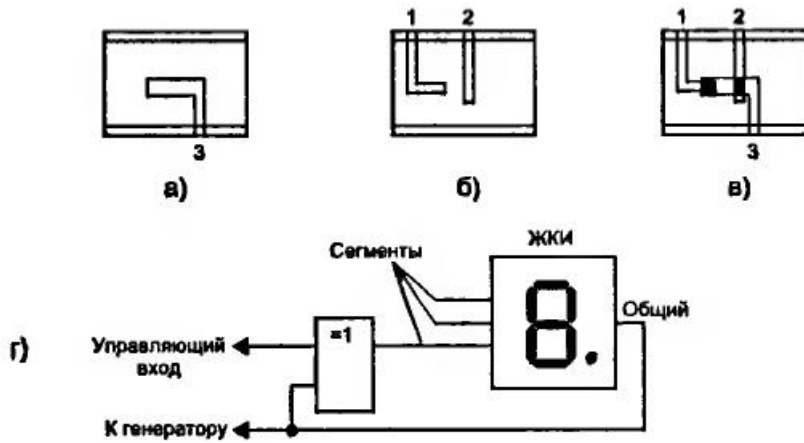


Рис. 1.70. Схемы строения (а — в) и подключения (г) жидкокристаллического индикатора

нее и нижнее стекло), на которых «нарисованы» прозрачные металлические площадки, отмеченные цифрами «1, 2» и «3». На рис. 1.70, в нарисован «целый» индикатор, т. е. два стеклышка сложены вместе, склеены, а промежуток между ними (не более 0,05 мм) заполнен жидкими кристаллами.

Как видно из рис. 1.70, в, некоторые металлические площадки на обоих стеклышках перекрыты, получают вертикальная и горизонтальная палочки. Именно они и будут видны у работающего индикатора.

Работает ЖКИ только от переменного напряжения частотой 60...1000 Гц. Постоянный ток через него, так же как и через конденсатор, «не течет», так как сопротивление жидких кристаллов почти бесконечно, а металлические площадки на разных стеклышках у исправных индикаторов никогда не соприкасаются друг с другом.

Подключим к площадке 3 прямой выход генератора импульсов, а выводы площадок 1 и 2 соединим между собой и подключим к инверсному выходу генератора. На индикаторе станут видны обе палочки. Происходит это из-за того, что на выводах 3 и 1 + 2 индикатора присутствуют **противофазные** сигналы, т. е. сигналы с противоположными уровнями, и ток через емкостное сопротивление жидких кристаллов течет «туда-обратно», попутно активизируя их. Если же теперь вывод 1 индикатора отсоединить от вывода 2 и соединить с выводом 3, то на индикаторе «останется» только вертикальная палочка. Между выводами 1 и 3 присутствуют **синфазные** (одинаковые) сигналы, и ток между этими двумя площадками не течет.

И наконец, отсоединим вывод 1 индикатора от вывода 3 и оставим его «болтаться в воздухе». Теперь «поведение» вертикальной палочки предсказать практически невозможно — она может быть или видимой, или невидимой; «поведение» ее в таком режиме практически не зависит от желаний человека. Поэтому возможность такого режима работы ЖКИ нужно полностью исключить.

Для управления ЖКИ обычно используются элементы **ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ** (рис. 1.70, г); один из входов каждого элемента соединяют с «общим» выводом индикатора (вывод 3 у индикатора на рис. 1.70, в), и на них подают переменный сигнал с выхода генератора импульсов. Если на второй вход элемента поступает уровень лог. «1», то он «превращается» в инвертор (см. таблицу ис-

тинности на рис. 1.42), т. е. сегмент индикатора виден. Если же на этот вход подать уровень лог. «0», то элемент «превратится» в повторитель уровня и соответствующий сегмент индикатора станет невидимым.

У микросхем К176ИЕ3 и ИЕ4 все элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ расположены внутри корпуса, поэтому для того, чтобы подключить к микросхеме ЖКИ (и чтобы он заработал!), нужно всего лишь соединить ее вход «=1» с общим выводом индикатора и подать на эти выводы сигнал от генератора импульсов.

Для того чтобы продлить жизнь ЖКИ, на его выводы нельзя подавать напряжение больше 4...6 В. Начинает работать он при напряжении между площадками, равном 2...3 В. Потребляемый таким индикатором ток настолько мал, что его можно не учитывать.

Обе микросхемы имеют выходы переноса (выводы 2 и 3). Уровни на этих выходах зависят только от записанного в триггеры счетчика числа (см. рис. 1.71), но не зависят от уровня на входе «=1». Обе микросхемы предназначены для работы в электронных часах (но их можно использовать и в других устройствах), поэтому выходы переноса и уровни на них несколько «специфичны». Схему электронных часов на основе этих микросхем можно найти во второй книге.

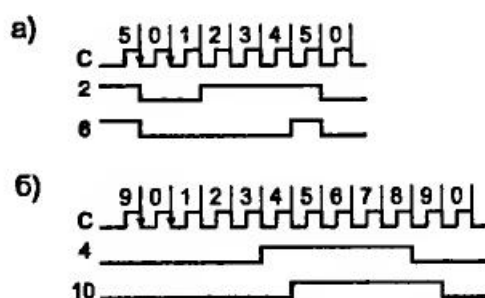


Рис. 1.71. Сигнал на выходах переноса микросхем К176ИЕ3 (а) и К176ИЕ4 (б)

Очень интересна микросхема К561ИЕ19, по сути, это гибрид счетчика и сдвигающего регистра. Как и все счетчики, она имеет входы сброса R и вход синхронизации С, работающий по фронту. Как и большинство сдвигающих регистров, эта микросхема имеет вход для последовательной записи информации DI. Но все-таки она ближе к регистрам.

Работой микросхемы управляет вход выбора режима CD. При уровне лог. «1» на нем микросхема записывает информацию, приходящую на ее параллельный порт D1...D5. При этом на сигналы на входах DI и С она не реагирует (но вход сброса R все таки главнее: при уровне лог. «1» на нем микросхема обнуляется и по всем ее инверсным выходам записываются «единицы»). При уровне лог. «0» на входе CD счетчик из регистра-«защелки» превращается в сдвигающий регистр (его вход — DI), а входы D1...D5 блокируются (отключаются). По фронту импульса на входе С микросхема записывает информацию со входа DI на выход 1, предварительно проинвертировав ее, а «старая» информация сдвигается вниз, т. е. тот уровень, что был записан по выходу 1, «перейдет» на выход 2 и т. д.

Эту микросхему часто используют в качестве счетчика-делителя на 4, 6, 8 и 10. Например, соединим вход DI с выходом 5 и обнулим микросхему. По всем ее выходам запишутся уровни лог. «1». По приходу первого импульса на вход С на

выходе 1 счетчика запишется уровень лог. «0». После второго импульса он «дойдет» до выхода 2, а после пятого — до выхода 5. Сейчас по всем выходам микросхемы записаны «нули». По приходу на вход с 6...10 импульса по всем ее выходам последовательно запишутся «единицы». То есть один перепад уровней на всех выходах происходит за 10 перепадов уровней на входе С.

Аналогично работает микросхема и при соединении входа DI с другими выходами. При этом соответственно уменьшается коэффициент деления счетчика. Уровни на более старших выходах счетчика изменяются «по инерции» — по фронту сигнала на входе С на них «переходят» уровни С более младших выходов. При использовании микросхемы в качестве счетчика-делителя на 2 (вход DI соединен с выходом 1) уровни изменяются только на выходах 1 и 2 регистра, на всех остальных выходах поддерживаются уровни лог. «1». Связано это или с особенностями внутреннего строения микросхемы, или с тем, что мне в руки «попалась» бракованная микросхема. При подаче на вход DI сигналов от внешних источников подобных «приколов» не наблюдалось.

Вход выбора режима CD часто обозначают буквой S (select — выбор). Я воспользовался буквами CD только потому, что буква S уже «занята» RS-триггером. В противном случае может возникнуть путаница — ведь вход сброса R, выполняющий ту же функцию, что и в RS-триггере, есть практически у каждого счетчика и регистра.

В цифровой электронике даже самая незначительная ошибка может иметь катастрофические последствия.

Регистры

Регистры — сложные микросхемы триггерного типа, предназначенные для хранения небольшого объема информации, а также для преобразования последовательного кода в параллельный или наоборот.

С регистрами читатели этой книги уже знакомы по предыдущим двум параграфам, поэтому, чтобы не тянуть кота за хвост, я возьму с места в карьер.

Чаще всего используемые радиолюбителями КМОП-регистры изображены на рис. 1.72. Начнем знакомство с регистрами с микросхемы К561ИР2.

Эта микросхема представляет собой два независимых друг от друга 4-разрядных сдвигающих регистра. Управляются они по входам С и D, также у микросхемы имеется возможность принудительного обнуления всех выводов подачей на вход сброса R уровня лог. «1».

Принцип действия этого типа регистров вам уже знаком. По фронту импульса С информация со входа D записывается на выход 0. При этом та информация, которая была до этого на выходе 0, «переходит» на выход 1, т. е. происходит сдвиг информации вниз. Информация (уровень) С выхода 3 при этом «теряется», так как ей некуда «записаться».

Эту микросхему легко превратить в один 8-разрядный сдвигающий регистр. Для этого нужно входы R и С обеих «половинок» соединить вместе, а вход D одного регистра подключить ко входу 3 второго. Работа микросхемы в таком режиме возможна потому, что по ходу D информация записывается в то время, когда

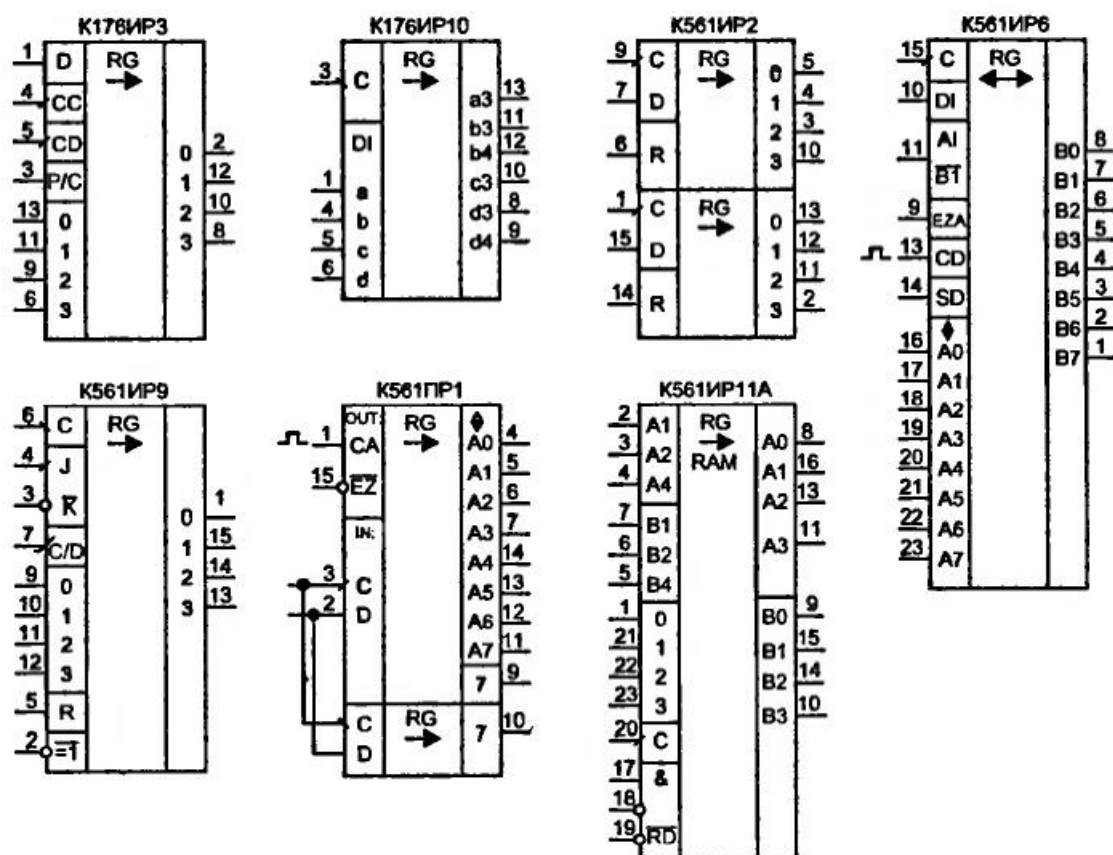


Рис. 1.72. КМОП-регистры

на входе С происходит «рабочий» перепад уровней, тогда как на выходах информация изменяется только после окончания перепада уровней. Если бы уровни на выходах регистра изменялись мгновенно, а по входу D информация записывалась с некоторой задержкой, то этот регистр был бы не 8-, а 7-разрядный (на выходе 0 ведомого регистра был бы тот же уровень, что и на выходе 3 ведущего).

Следующая микросхема, которую мы рассмотрим, — K176IP10. Эта микросхема содержит «внутри себя» 2 4-разрядных и 2 5-разрядных регистра с объединенными входами С и индивидуальными — D. Входа сброса R у нее нет.

D-входы каждого регистра обозначены буквами а, b, с и d. Для экономии количества выводов у микросхемы сделаны только с выходов четвертого (3) и пятого (4) триггера каждого из 4 регистров (у регистров в канале А и С пятого канала нет). Отводов от первых трех триггеров каждого регистра (выходы 0...2) нет. Впрочем, они и не нужны.

Эту микросхему чаще всего используют для организации небольшой памяти FIFO (first in — first out — первым вошел — первым вышел), т. е. тот уровень, который записался самым первым, самым первым и выйдет «наружу». Упрощенная схема «внутренностей» микросхемы нарисована на рис. 1.73. Как видно, комбинируя различные входы и выходы, можно получить память практически на любое число битов (1 бит — это лог. «1» или лог. «0») — от 4 до 18. Так, например, если соединить вход b с выходом a3, подавать сигнал на вход а, а снимать — с выхода b4, то у нас получится 9 битовый элемент памяти. Входы с и d при этом можно подключить куда угодно, а входы этих регистров оставить свободными. Комбинируя подобным образом входы и выходы разных регистров,

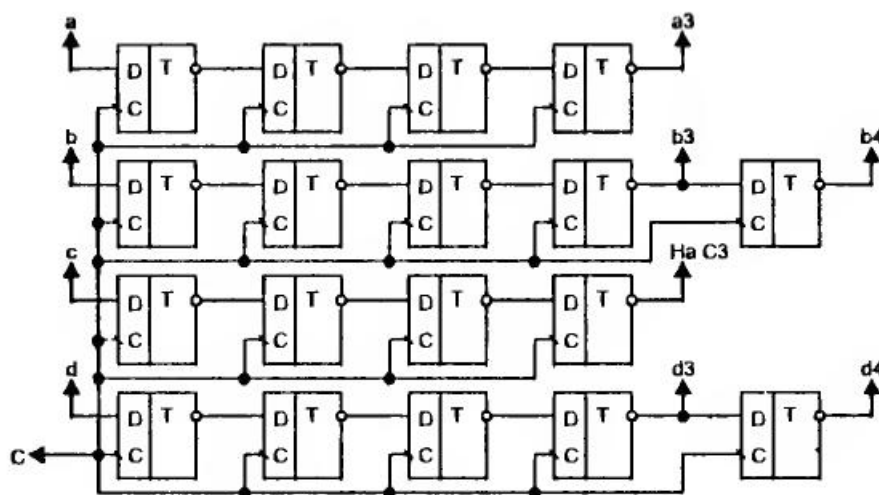


Рис. 1.73. Схема «внутренностей» микросхемы K176HE10

можно получить сдвигающий регистр с другим количеством разрядов. Но при этом нужно помнить, что все выходы С всех 18 триггеров соединены между собой и «разъединить» их невозможно.

Перейдем к стандартным 4- и 8-разрядным регистрам, у которых отвод сделан от каждого триггера. Простейшим представителем таких микросхем является 4-разрядный универсальный сдвигающий регистр K176IP3. «Универсальным» называется каждый регистр, который имеет и последовательный, и параллельный входы данных D. По соотношению «цена — качество» эта микросхема самая выгодная. Непонятно только, почему ее так редко используют. Впрочем, в цифровой электронике регистры вообще стараются «обходить стороной», загромождая схемы лишними микросхемами, хотя всех их можно заменить одним-единственным регистром.

У этого регистра почти все входы — узкоспециализированные, поэтому на моем изображении этой микросхемы так много «непонятных» символов. Самый главный вход — P/C (параллельный/последовательный). При уровне лог. «1» на этом входе информация записывается с параллельных портов 0...3 по фронту импульса на входе CD. Сдвиг информации в этом режиме невозможен, а на входах D и CC может присутствовать любой уровень. То есть сейчас микросхема работает как 4-разрядный регистр-«защелка» с записью информации по фронту импульса на входе CD.

При подаче на вход P/C уровня лог. «0» микросхема переходит в последовательный режим работы со входом данных D и входом синхронизации CC. Запись параллельной информации в этом режиме невозможна, и на входах CD и 0...3 могут присутствовать любые уровни. Сейчас микросхема работает как обычный 4-разрядный сдвигающий регистр. Информация «сдвигается» от выхода 0 к выходу 3.

У этого регистра входы CC и CD можно соединить вместе и подавать на них импульсы от одного общего источника (генератора или одновибратора). При этом работа микросхемы не изменится, в любом из двух режимов один из входов С блокируется и не «мешает» работе второго входа. Кстати, их расположили «снаружи» микросхемы рядом (выводы 4 и 5) именно с этой целью.

Следующий универсальный 4-разрядный регистр, который чуть сложнее выше описанного, — К561ИР9. Это единственный из известных мне регистров, который может проинвертировать выходную информацию (на его выходах стоят 4 элемента ИСКЛЮЧАЮЩИЕ ИЛИ-НЕ, включенных так же, как и у микросхем К176ИЕЗ, ИЕ4). При подаче на вход «=1» уровня лог. «0» выходы инвертируют записанную на них информацию, при уровне лог. «1» на нем информация не инвертируется. На работу микросхемы уровень на этом входе не оказывает никакого влияния — он влияет только на выходы.

В отличие от всех остальных регистров, у этого на последовательном входе установлен JK-триггер. Этот триггер наиболее универсальный из всех известных несложных триггеров. Для преобразования его в более привычный D-триггер (см. рис. 1.60, б) нужно попросту соединить вместе его входы J и K (вход K инвертируется внутри микросхемы). Записывается последовательная информация с этих входов (режим сдвига информации) по спаду импульса на входе С. Если на вход J подать уровень лог. «1», а на вход K — уровень лог. «0», то регистр перейдет в счетный режим и на его выходах по спадам импульсов на входе С будет чередоваться «0101» и «1010».

С параллельных входов 0...3 информация записывается по фронту импульса на входе CD; при уровне лог. «1» на этом входе, который наступает сразу после фронта, работа последовательного порта блокируется. Запись с параллельного порта 0...3 при таком уровне на CD также невозможна, т. е. сейчас регистр заблокирован и работают только входы сброса и инверсии «=1». Работа микросхемы по последовательному порту возможна только при уровне лог. «0» на входе CD.

При подаче на вход сброса R уровня лог. «1» микросхема обнуляется. Если на ее вход «=1» поступает уровень лог. «0», то по всем выходам записываются «единицы», а если уровень лог. «1», то по всем выходам записываются «нули».

Самый сложный и наиболее универсальный КМОП-регистр — микросхема К561ИР6. Это 8-разрядный двунаправленный регистр, который может сделать практически все, кроме разве что изменения направления сдвига (реверса) и инверсии выходной (входной) информации. Последнее замечание — довольно серьезный недостаток. Правда, регистр, по определению, должен «уметь» только записывать и сдвигать информацию. Но инверсия была бы весьма кстати.

У этой микросхемы имеется две группы двунаправленных параллельных портов — соответственно А и В. Слово «двунаправленных» означает то, что каждый порт может быть как входом, так и выходом, т. е. сигнал можно подавать на порт А, а снимать — с порта В, а можно и наоборот — подавать на порт В, а снимать с порта А. Направление передачи информации в регистрах (и только у них) обозначают стрелкой под гербом микросхемы. У этого регистра стрелка двунаправленная.

Какой из портов является входным, а какой — выходным, определяется уровнем на входе AI/DI (A in — вход А/вход В). При уровне лог. «1» на этом входе — входом является порт А, при уровне лог. «0» — порт В. Быть одновременно или входами, или выходами оба порта не могут. Правда, тут есть небольшая «лазейка», но о ней чуть позже.

Как вы уже, наверное, заметили (сравните с микросхемой К176ИРЗ), что если какой-то вход выполняет две функции, названия которых написаны через

дробь (P/C, AI/BI, WR/RD), то при уровне лог. «1» на этом входе активизируется верхняя функция, а при уровне лог. «0» — нижняя. Это правило соблюдается всегда, и его нужно попросту знать — оно поможет вам как прочесть чужую схему, так и составить правильно свою. Но тут есть одно исключение. Если вход инверсный (указан вектор над названием и (или) кружок на границе микросхемы и вывода), то при уровне лог. «1» активизируется нижняя функция. К счастью, таких входов очень мало.

Информация с параллельного порта записывается в триггеры регистра при уровне лог. «1» на входе CD. Последовательный порт при этом блокируется, и сдвиг информации невозможен.

При подаче на этот вход уровня лог. «0» регистр переключается в последовательный режим работы, а параллельный порт «выключается». Информация на выходных регистрах при этом зависит от уровня на входе SD: если на нем присутствует уровень лог. «0», то после спада (перепада лог. «1» → лог. «1») импульса на входе CD информация на выходах регистра остается такой, какая была на параллельных входах во время спада. Если же на входе SD присутствует уровень лог. «1», то после спада импульса на входе CD во всех выходах регистра записан тот уровень, который в это время присутствовал на входе последовательных данных DI (вывод 10). Этот «маневр» очень часто используют для обнуления (так как входа сброса у него нет) или для записи «единиц» по всем выходам регистра: на вход SD подают уровень лог. «1», на вход D — тот уровень, который должен записаться по всем выходам, а на вход CD — короткий импульс уровня лог. «1». Информация на параллельных входах в это время может быть любой.

«Единица» на входе SD проявляет себя только при переходе от параллельного режима работы к последовательному. При работе микросхемы во всех остальных режимах. А также при переходе от последовательного к параллельному режиму, уровень на этом входе может быть любым — он ни на что не влияет.

В последовательном режиме работы уровень со входа DI записывается на вход 0 по фронту импульса на входе C. Уровень, который до этого был записан на выходе 0, «сдвигается» вниз — на выход 1. Информация (уровень) с выхода 7 при этом пропадает — ей «некуда» записаться. Но в этом и во всех остальных сдвигающих регистрах информацию можно «гонять по кольцу», если соединить вход DI с выходом последнего триггера (в данном случае с выходом 7 регистра). В таком случае уровень с выхода 7 через вход DI будет снова записываться на выход 0. Почему это возможно см. описание микросхемы K561IE19.

Порт A регистра можно перевести в Z-состояние (высокоимпеданское состояние, третье состояние — все это одно и то же; я предпочитаю первый термин — он занимает меньше места).

У любого выхода есть два состояния; когда на нем уровень лог. «0» и когда уровень лог. «1». Но у некоторых выходов есть третье состояние — когда на выходе вообще ничего нет, т. е. он как бы «оторван» от кристалла микросхемы. В таком состоянии выходы можно использовать как входы (ток, протекающий от источника сигнала через выход, находящийся в Z-состоянии, практически равен нулю, чего можно не учитывать) и подавать на них входные уровни.

Над выходами (входами), которые можно перевести в Z-состояние, рисуется символ этого состояния — остроугольный ромб с вертикальной палочкой внутри. Кстати, существуют микросхемы, выходы которых собраны по схеме с открытым коллектором (оторванным стоком). На таких выходах может быть только два уровня: лог. «0» и «ничего» (т. е. Z-состояние). Такие микросхемы помечают ромбом, у которого вертикальная палочка находится не в середине, а снизу (ромб как бы стоит на подставке). Подобные выходы более примитивны, чем выходы с тремя состояниями, поэтому в современных цифровых микросхемах они используются очень редко.

Порт А микросхемы К561ИР6 в Z-состояние переводится подачей уровня лог. «1» на вход EZA (enable ZA — разрешение перевода порта А в Z-состояние). Если при этом порт А является выходом, то нагрузка отключается, но по всем остальным входам и порту В регистр работает как обычно. Если же порт А является входом, то по перепаду уровня на входе CD информация на выходах регистра (порт В) остается неизменной, независимо от уровней на параллельных входах. Работоспособность последовательных входов и входа SD при этом сохраняется.

Эта особенность очень часто используется для принудительного обнуления всех выходов регистра. У описанного выше способа обнуления есть один недостаток: информация на выходах регистра, даже при очень малой длительности уровня лог. «1» на входе CD, вначале заменится (по фронту импульса на входе CD) на информацию, присутствующую на параллельных входах регистра, и лишь потом (по спаду импульса) по всем выходам регистра запишутся уровни со входа DI. Если же соединить вместе входы CD и EZA, а выходами регистра сделать порт В, то на фронт импульса на объединенных входах регистр не среагирует, а по спаду по всем разрядам запишется уровень со входа DI.

В серии КМОП-микросхем есть еще два очень «интересных» регистра: К561ИР11 и К561ПР1. Первый регистр работает как микросхема памяти, поэтому рассматриваться он будет в соответствующем параграфе, а вот второй я опишу здесь.

Микросхема К561ПР1 — универсальный преобразователь последовательного 8-разрядного кода в параллельный, с триггером-«защелкой» на выводах. Работает он как сдвигающий регистр.

Эта микросхема состоит из двух 8-разрядных сдвигающих регистров с соединенными вместе входами С и D последовательных данных. Верхний на рис. 1.72 регистр работает по фронту импульса на входе С, а нижний — по спаду. Нижний регистр имеет отвод только от последнего, восьмого, триггера (выход 7). Входа сброса оба регистра не имеют.

У верхнего регистра есть как последовательный, так и параллельный выход. Работой параллельного порта А управляют уровни на выходах СА и EZA. При уровне лог. «0» на входе EZA порт А переходит в Z-состояние. В рабочем режиме на этом входе должен присутствовать уровень лог. «1».

Между выходами сдвигающих триггеров резистора и портом А внутри микросхемы включен 8-разрядный триггер-«защелка». При уровне лог. «1» на входе СА разряды этого триггера включены как повторители уровня, и информация с выходов сдвигающих триггеров переходит на выходы А практически без задерж-

ки. То есть в таком режиме микросхема по входам С, D и выходам А работает точно так же, как и большинство описанных выше регистров.

При подаче на вход СА уровня лог. «0» триггер «защелка» «защелкивается», и на выходах А остается та информация, какая была на них во время спада импульса на входе СА. Работа регистра по параллельному входу при этом не нарушается, выход Z (вывод 9) регистра также не отключается. Новая (сдвинутая) информация на выходах А сменит старую только после подачи на вход СА уровня лог. «1». Выходы 7 обоих регистров (выводы 9 и 10) ни при каких уровнях на выходах СА и ЕЗА не отключатся и не блокируются. Вывод 9 микросхемы соединен с выходом 8-го сдвигающего триггера непосредственно, минуя «защелку», через которую к этому выходу подключен выход А7. При уровне лог. «1» на входе СА уровни на выходах 7 и А7 (выводы 9 и 11) совпадают.

Выводы 9 и 10 микросхемы используются очень редко, чаще всего радиолюбители ограничиваются лишь портом А. Отличительные особенности этого регистра — возможность перевода выходов в Z-состояние (есть только у «монстра» К561ИР6) и наличие «защелки» на выходах, которой нет ни у одного регистра. А надобность в ней возникает очень часто.

Кстати о «защелках». Среди КМОП-микросхем нет ни одного 8-разрядного триггера, за исключением микросхемы К561ИР6. Но ее недостаток — слишком большой корпус (его ширина составляет 15 мм) и слишком большая универсальность, следствие чего — высокая цена. В то же время очень часто необходимы простенькие 8-разрядные «защелки» с примитивными входами и минимальным количеством выводов, особенно если учитывать, что в одной единице информации (байте) содержится 8 битов (разрядов).

Еще одно требование, которое часто предъявляется к подобным микросхемам, — большой выходной ток (не менее 50 мА). У микросхем серии К176 ток короткого замыкания не превышает 2...10 мА, серии К561 — 15...30 мА. Большой ток у этих серий получить практически невозможно.

Микросхемы, отвечающие всем этим требованиям, есть в серии ТТЛ-ИМС. Но, к сожалению, всем этим микросхемам присущ один недостаток, которого нет у КМОП-ИМС: большой потребляемый ток (для рассматриваемых ниже регистров — 15...25 мА), причем он практически не зависит от режима работы микросхемы. Правда, сейчас выпускают КМОП-аналоги ТТЛ-микросхем, у которых все параметры и разводка выводов соответствуют ТТЛ-ИМС, а потребляемый ток — КМОП-ИМС. Но такие микросхемы (серии 74НС и 7НСТ) довольно редки и дороги.

Некоторые часто используемые ТТЛ-регистры изображены на рис. 1.74. Микросхемы ИР22 и ИР33; ИР23 и ИР37 друг от друга отличаются только разводкой входов и выходов данных: у микросхем ИР33 и ИР37 они расположены более «удобно» для изготовления печатной платы. Регистры ИР23 и ИР37 записывают информацию с параллельных входов на такие же выходы по фронту импульса на входе С (вывод 11). ИР22 и ИР33 работают по уровню: при уровне лог. «1» на входе С триггеры этих регистров превращаются в повторители, и уровни с параллельных входов беспрепятственно проходят на выходы; по спаду импульса на этом входе «мышеловка» захлопывается, и на выходах остается та информация, которая была на них во время спада импульса на входе С.

Дешифраторы

Дешифраторы — сложные микросхемы, не содержащие триггеров, предназначенные для преобразования двоичного кода в другой (десятичный, семисегментный и др.) У некоторых дешифраторов на выходах установлены триггеры-«зашелки».

Надобность в дешифраторе возникает сравнительно редко, поэтому и используются они нечасто. Изображения наиболее популярных дешифраторов даны на рис. 1.75.

Микросхема К561ИД1 — дешифратор, преобразующий двоично-десятичный код, поступающий на ее входы 1, 2, 4, 8 в десятичный, снимаемый с выходов 0...9. При коде на ее входах, от 0000 до 1001, она работает в полном соответствии с таблицей на рис. 1.59, и на соответствующем выходе появляется уровень лог. «1» (на всех остальных выходах — лог. «0»). Если на ее входах присутствует код чисел 10...15 (A...F), то она работает следующим образом: когда на входе 1 присутствует уровень лог. «0» (A, C, E — см. таблицу на рис. 1.59), то уровень лог. «1» «сидит» только на выходе 8. Когда на входе 1 — уровень лог. «1» (B, D, F), то «единицу» можно «найти» только на выходе 9. Благодаря этой особенности на двух подобных микросхемах можно собрать 4-разрядный дешифратор с 16-выходными выходами (рис. 1.76). Инвертор DD3.1 «выбирает» нужную микросхему — когда на входе 8 присутствует уровень лог. «0», то «работает» верхняя микросхема (у нижней — DD2 — в этом режиме уровни изменяются только на не подключенных к нагрузке выходах 8 и 9), а когда на нем устанавливается «единица», то «рабочей» становится микросхема DD2 (на ее входе 8 появляется уровень лог. «0» с выхода инвертора). На выходах 0...7 микросхемы DD1 в это время поддерживаются «нули».

Для преобразования двоично-десятичного кода в семисегментный предназначены микросхемы К176ИД2 и ИД3. Друг от друга они отличаются только максимальным током выходов — у ИД3 выходы мощнее. Потребляемый ею ток в динамическом режиме также чуть больше.

Кроме уже известных вам разрядных входов 1...8, у микросхем есть вход записи С, работающий по уровню, вход «=1», переключающий выходы этих дешифраторов точно так же, как и аналогичный вход у микросхем К176ИЕ3, ИЕ4, а

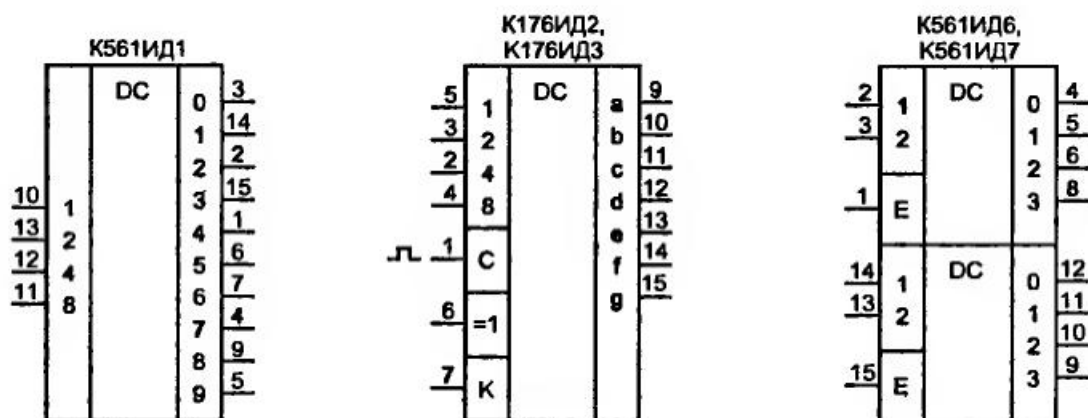


Рис. 1.75. Дешифраторы

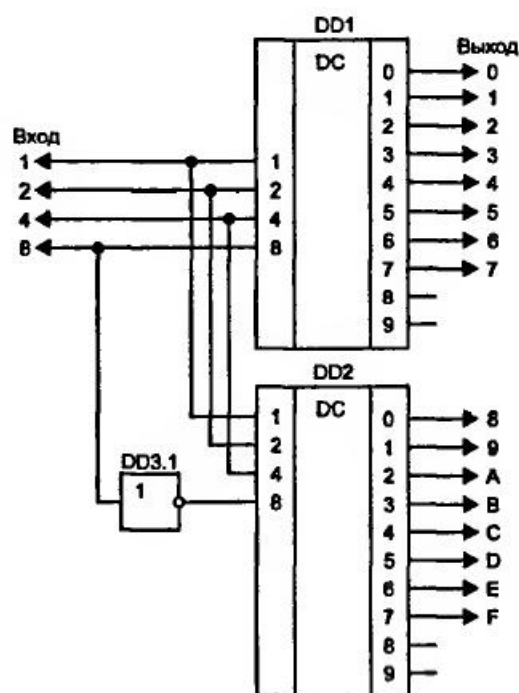


Рис. 1.76. 4-х разрядный двоичный дешифратор на основе двух двоично-десятичных

индикатора нужна некоторая разность напряжений, а здесь она равна нулю. Этот вход является «самым главным», и выходы беспрекословно подчиняются ему, независимо от уровней на всех остальных входах. В рабочем режиме он должен быть соединен с общим проводом.

Микросхемы К561ИД6 и ИД7 — сдвоенные 2-разрядные двоичные дешифраторы. Кроме разрядных входов, они имеют вход Е, который принудительно переводит выходы в высокий (ИД6) или низкий (ИД7) уровень. В рабочем режиме на этом входе должен присутствовать уровень лог. «0».

Коммутаторы

Коммутаторы — микросхемы, которые обеспечивают включение, выключение или переключение различных цепей. Чаще всего коммутаторы не очень сложны. Так, цифровые сигналы можно переключать с помощью простейших логических элементов И или ИЛИ. Но в некоторых схемах используют сложные коммутаторы, позволяющие коммутировать на объединенный выход сигналы с 2, 4, 8 или 16 входов. Для уменьшения количества входов управления «выбирают» номер входа микросхемы, который должен быть соединен с ее выходом, подачей на специальные **адресные входы** двоичного кода. Этот код поступает на дешифратор, смонтированный в микросхему, который «замыкает» выбранный вход на выход.

Такие микросхемы называются **селекторы мультиплексоры**. Селекторы — потому что они соединяют с выходом один из множества входов, причем именно тот, который нам нужен (т. е. производят селекцию входов); мультиплексоры — потому что они, при изменении уровней на адресных входах по ка-

также вход выключения индикатора, который в литературе называется входом контроля К.

При уровне лог. «1» на входе С информация с разрядных входов дешифрируется и передается на выходы а...д. По спаду импульса на входе С информация, присутствующая в это время на входах 1...8, записывается в выходные триггеры-«защелки», и при уровне лог. «0» на входе С информации на выходах а...д абсолютно не зависит от информации на входах 1...8. На выходах остается та информация, которая была там во время перепада уровней на входе С.

Входы К и «=1» — асинхронные, т. е. уровень на входе С на их работу не влияет. При подаче на вход К уровня лог. «1» на всех выходах устанавливается тот уровень, который присутствует на входе «=1», т. е. индикатор (и жидкокристаллический, работающий на переменном токе, и светодиодный, работающий на постоянном) гаснет — ведь для работы любого

кому-нибудь алгоритму («перебор адресов» — в смысле «перебирать», а не «перебрать») позволяют последовательно коммутировать на единственный выход сигналы с нескольких входов, т. е. производить мультиплексирование сигналов.

Изображение простейшего коммутатора аналоговых и цифровых сигналов — микросхема К561КТЗ — можно найти на рис. 1.39. Работает микросхема очень просто. когда на управляющий вход «переключателя» (помечен крестиком) поступает уровень лог. «0», то «контакты переключателя» разомкнуты. И сопротивление между ними очень высоко — более 1000 МОм. Когда же на этот вход поступает уровень лог. «1», то «контакты» замыкаются и сопротивление канала уменьшается до примерно 90 Ом. Причем сам канал можно расценивать именно как резистор, а не элемент цифровой микросхемы — напряжение на его выводах может быть абсолютно любым — от нуля до напряжения питания микросхемы U_{cc} .

Именно поэтому эта микросхема относится к группе так называемых **аналоговых переключателей**. Кстати, к ней относится большинство КМОП-коммутаторов и селекторов-мультиплексоров. Аналоговый переключатель — это «гибрид» цифровой и аналоговой микросхемы (по входам он совместим с цифровыми микросхемами, а по выходам — с аналоговыми), поэтому используется он «и там, и там». Основное отличие (преимущество) аналогового переключателя от обычной кнопки — если на его управляющий вход управляющий сигнал подавать через интегрирующую RC-цепочку, то его канал замкнется или разомкнется плавно, без дребезга и искрения. При этом на его управляющий вход можно подавать сигнал от обычной, «искрящей» кнопки. Отсутствие «искрения» на качество аналогового сигнала (звука) влияет только самым лучшим образом: вы можете даже и не заметить, что источник звука переключился, в то время как обычные, механические переключатели делают это с громким «щелчком», а то и «грохотом». Поэтому во всей качественной аналоговой аппаратуре сигнал коммутируют только с помощью таких микросхем.

Еще одно преимущество аналогового переключателя — он управляется логическими уровнями. К сожалению, компьютер и большинство другой, менее сложной цифровой техники до сих пор не удалось «научить» нажимать на кнопки. Поэтому для подобной техники, которая работает в том числе и с аналоговым звуком (например, телефонные автоответчики), такие микросхемы просто находка, и заменить их без снижения качества практически ничем нельзя.

Упрощенная схема аналогового переключателя показана на рис. 1.77. «Переключатель» образован каналами двух полевых транзисторов с индуцируемым

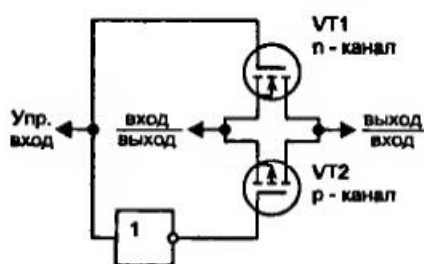


Рис. 1.77. Упрощенная схема строения микросхемы аналогового переключателя

каналом разной структуры. Транзистор с р-каналом к управляющему входу подключен через инвертор.

Пока на управляющем входе присутствует уровень лог. «0», то оба транзистора закрыты (р-канальный транзистор закрывается напряжением на затворе, большим напряжением на выводах канала, а п-канальный — меньшим напряжением на канале. Сейчас оба эти условия выполняются: на затворе п-канального транзистора присутствует уровень лог. «0», т. е. минимально возможное напряжение, а на затворе р-канального, через инвертор, — уровень лог. «1» — максимально возможное напряжение), и сопротивления их каналов близки к бесконечности. При подаче на управляющий вход уровня лог. «1» транзисторы открываются. Причем при напряжении на выводах канала, равных примерно $0...0,5U_{cc}$, ток течет в основном через п-канальный транзистор (так как разность напряжений между выводами затвор-исток р-канального транзистора слишком мала для того, чтобы он открылся — чтобы индуцировался в нем канал), а при напряжении в пределах $0,5...U_{cc}$ — открыт р-канальный транзистор, а п-канальный плавно (с увеличением напряжения) закрывается. Так как эти процессы идут очень плавно, без щелчков и искрения, то внешне они практически незаметны. Но из-за того, что сопротивление канала любого р-канального транзистора несколько больше сопротивления канала п-канального, сопротивление «замкнутых контактов» такого переключателя зависит от напряжения на его выводах. Для микросхемы К561КТ3 сопротивление канала при напряжении на нем, близком к нулю, составляет 96 Ом, а при увеличении этого напряжения до « U_{cc} » — увеличивается до 130 Ом. Но это мелочи, и в большинстве схем их можно не учитывать. Хотя знать — полезно.

На рис. 1.77 для большей простоты не показаны защитные диоды, защищающие от превышения напряжения управляющий вход и выводы «переключателя». Напряжение на всех выводах этой микросхемы не должны превышать напряжение питания « U_{cc} ».

Микросхема 4053 работает аналогично описанной выше, но она представляет собой переключатель, работающий на переключение, а не на замыкание, как КТ3. К сожалению, эта микросхема не имеет отечественного аналога, но импортная микросхема популярна, дешева и доступна многим. Именно поэтому я и решил «заметить» ее (рис. 1.78).

Эта микросхема содержит внутри три переключателя, каждый из которых переключается по индивидуальному входу управления (на рис. 1.78 показаны пунктиром). При уровне лог. «1» на управляющем входе контакты переключателя находятся в том положении, в каком они показаны на рисунке, а при подаче уровня лог. «0» на этот вход «движок» переключателя переходит в нижнее положение (т. е., например, выводы 1 и 15 размыкаются, а замыкаются выводы 2 и 15).

Сопротивление «замкнутых контактов» у этой микросхемы примерно такое же, как у КТ3, и оно также зависит от напряжения на выводах канала.

У микросхемы есть вход EZ, блокирующий работу всех трех переключателей. При подаче на этот вход уровня лог. «1» контакты всех переключателей, независимо от уровней на управляющих ими входов, переключаются в «среднее» положение, т. е. размыкаются. В таком режиме вывод 15 не соединен ни с

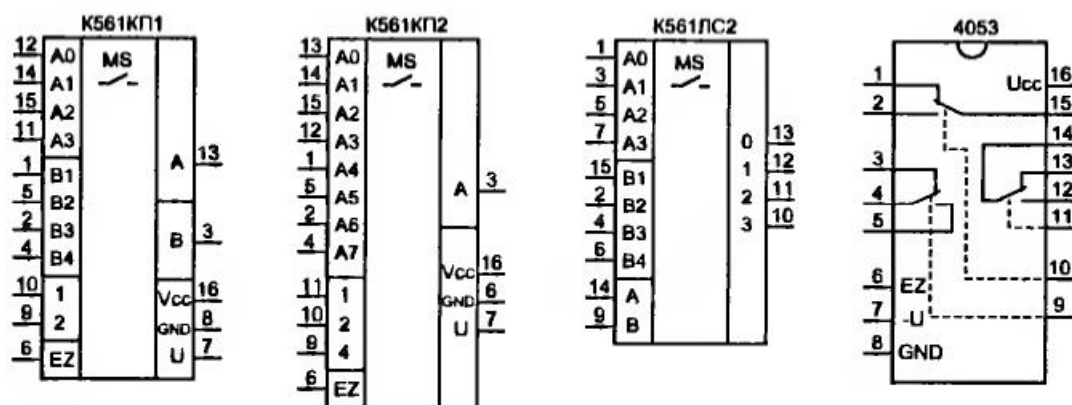


Рис. 1.78. Коммутаторы

выводом 1, ни с выводом 2. Аналогично работают и все остальные переключатели — этот выбран только для примера.

Эта микросхема способна работать с отрицательным, относительно общего провода, напряжением на ее «контактах переключателя». Отрицательное напряжение ($-U$) нужно подать на ее вывод 7. В таком случае напряжение на «контактах» может быть в пределах $-U \dots U_{cc}$; сумма взятых по модулю напряжений $|-U| + |-U_{cc}|$ не должна превышать 15...20 В, в противном случае микросхема выйдет из строя. Сами переключатели управляются логическими уровнями, и уровню лог. «0» соответствует напряжение на выводе 8 микросхемы. Отрицательные напряжения на выводы 9, 10, 11 микросхемы подавать нельзя.

Если эта микросхема работает в однополярном режиме, то ее вывод 7 нужно соединить с выводом 8. Оставлять «свободным» вывод 7 можно, но нежелательно — из-за этого отключится система защиты входов микросхемы от перенапряжения, а КМОП-микросхемы и с включенной защитой довольно часто «горят».

На основе аналоговых переключателей собираются также и селекторы-мультиплексоры. Пример таких микросхем — К561КП1 и КП2.

Рассмотрим микросхему К561КП2 (рис. 1.78). Это восьмиканальный селектор-мультиплексор цифровых и аналоговых сигналов с возможностью работы с двуполярным источником питания и выключаемым выходом. Сигнал можно подавать как на входы $A0 \dots A7$, а снимать — с выхода А, так и наоборот — подавать на А, а снимать с выходов $A0 \dots A7$. Для микросхемы все это абсолютно безразлично.

Номер входа-выхода $A0 \dots A7$, с которым соединен вывод А, выбирается двоичным кодом на адресных входах 1, 2, 4 в полном соответствии с таблицей на рис. 1.59. С выводом А одновременно может быть соединен только один из выводов $A0 \dots A7$, все остальные выводы из этой группы в это время никуда не подключены.

Основное отличие подобного селектора-мультиплексора от всех остальных цифровых КМОП-микросхем — на «ненужных» в данный момент входах $A0 \dots A7$ может быть любой уровень, в том числе и «никакой» (т. е. вход никуда не подключен — болтается в воздухе). У всех остальных микросхем (и у этой — на адресных входах и входе EZ) неопределенность уровня на входе всегда резко увеличивает потребляемый ток (до единиц миллиампер) и иногда нарушает ее работу. Поэтому на подобных входах всегда должен быть какой-нибудь нужный нам уровень, сформированный внешним резистором, соединенным с одной из шин питания, или не-

выключаемым выходом этой или другой микросхемы. Для ТТЛ-схем это правило можно не соблюдать: у них резисторы установлены внутри микросхемы.

При подаче на вход EZ уровня лог. «1» вход-выход А отключается от выводов А0...А7, и уровень на нем становится «никаким», если он используется в качестве выхода. В отличие от регистров и других микросхем триггерного типа, у коммутаторов символ отключаемых выходов (ромб с палочкой) рисовать не принято. Но это не значит, что так делать нельзя.

К561КП1 — сдвоенный четырехканальный селектор-мультиплексор аналоговых сигналов. Работает он точно так же, как и КП1.

Номер нужного разряда с которым должны быть соединены оба входа-выхода А и В, выбирается двоичным кодом на адресных входах 1 и 2. При этом оба канала абсолютно независимы друг от друга.

Эта микросхема очень часто используется для коммутации звуковых стереосигналов. Выводы А и В подключаются к правому и левому каналам стереоусилителя, а на выводы А0...А3 и В0...В3 подадут стереосигналы от четырех различных источников звука. Для переключения сигнала «по кольцу», к адресным входам микросхемы подключают любой счетчик (его выходы 1 и 2), который управляется через одновибратор кнопкой. Так как перепады уровней на выходах счетчика очень крутые (с человеческой точки зрения, существуют микросхемы, у которых крутизна импульсов в сотни раз больше), то «старый» вход сменяется «новым» практически мгновенно, с очень тихим щелчком.

Оба селектора-мультиплексора, так же как и микросхема 4053, могут работать с двуполярным напряжением питания. В таком случае отрицательное напряжение, которое должно быть меньше минимального напряжения на любом входе-выходе, нужно подключать к выводу 7 микросхем. Все остальные требования полностью совпадают с таковыми для микросхемы 4053. Вывод 7 ни в коем случае нельзя оставлять «свободным».

В серии КМОП-микросхем нет счетверенных коммутаторов на основе аналоговых переключателей, поэтому, если нужно работать только с цифровыми сигналами, вместо него используют универсальный логический элемент К561ЛС2. По-научному этот элемент называется 4×2И-2ИЛИ, его структурная схема изображена на рис. 1.79, и расшифровывается название так: первая цифра (4) означает количество элементов, вторая — количество входов у первого логического элемента (И), третья — количество входов у второго. При изображении сложных логических элементов, для уменьшения занимаемого ими места, отдельные элементы часто «пристыковывают» друг к другу, «экономия» на дорожках. Кроме экономии, также рисунки легче понять.

Работа этого логического элемента лучше всего понятна из рис. 1.79, поэтому объяснять я буду в основном только по нему.

Когда на входах А и В присутствуют уровни лог. «0», на выходах всех элементов 2И присутствуют уровни лог. «0», независимо от уровней на входах А0...А3 и В0...В3. На выходах всех элементов 2ИЛИ (выходы 0...3) поддерживаются также уровни, т. е. лог. «0».

Если теперь подать «единицу» на вход А, то все верхние по схеме элементы 2И активизируются и уровень на их выходах будет соответствовать уровню на вхо-

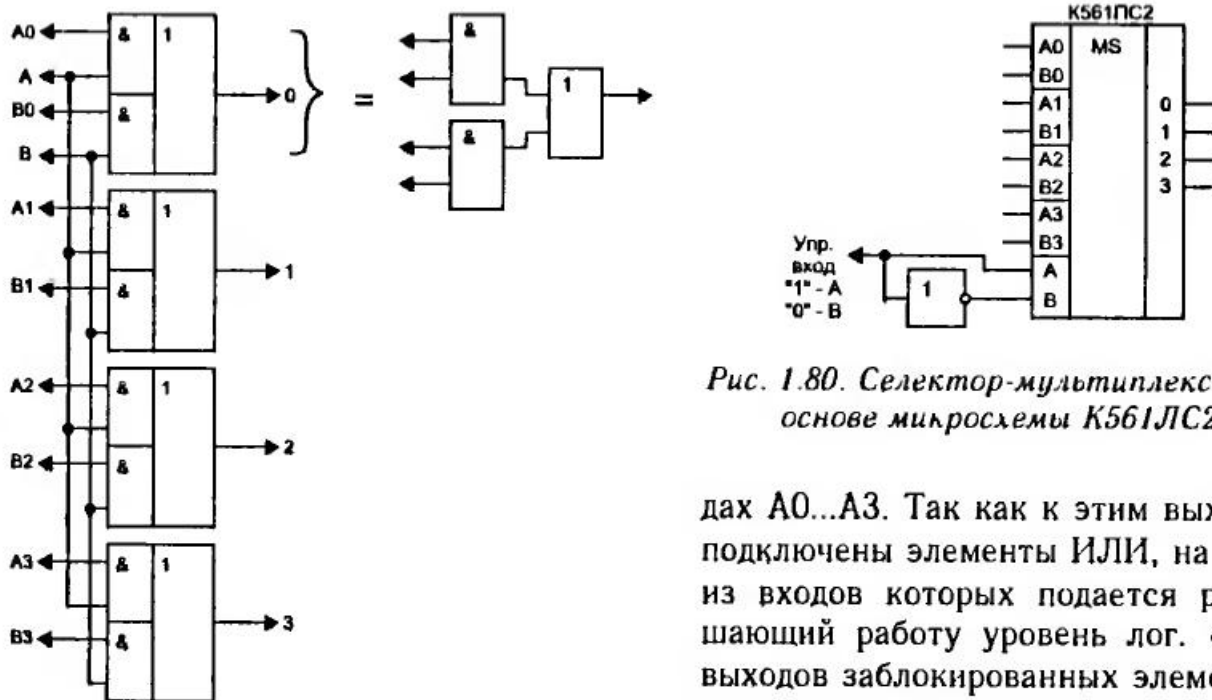


Рис. 1.79. Структурная схема микросхемы K561ЛС2

Рис. 1.80. Селектор-мультиплексор на основе микросхемы K561ЛС2

дах A0...A3. Так как к этим выходам подключены элементы ИЛИ, на один из входов которых подается разрешающий работу уровень лог. «0» с выходов заблокированных элементов 2И канала В, то уровни на выходах 0...3 соответствуют уровням на входах A0...A3.

Аналогично работает элемент и со входов канала В, если на вход А поступает уровень лог. «0», а на вход В — уровень лог. «1». Входы A0...A3 при этом заблокированы.

И наконец, если на оба входа А и В подать уровни лог. «1», то микросхема превратится в элемент 4×2ИЛИ, т. е. четыре двухвходовых элемента ИЛИ.

Для того чтобы преобразовать эту микросхему в селектор-мультиплексор с единственным адресным входом, между входами А и В нужно включить любой инвертор (рис. 1.80). При уровне лог. «1» на управляющем входе выбран канал А, а при уровне лог. «0» — канал В.

Память

Запоминающие устройства (память) — большие и сверхбольшие интегральные схемы (соответственно БИС и СБИС) триггерного типа, предназначенные для временного или постоянного хранения значительных объемов информации.

Микросхемы памяти в цифровой электронике используются очень часто. В разнообразных автоматах световых эффектов (елочных гирляндах) в память записывают алгоритм, по которому должны переключаться гирлянды; память часто используют для временного хранения результатов вычислений; кроме того, в память можно записать случайную информацию по случайным адресам и использовать такую микросхему в качестве генератора случайных чисел. Также самые простые и наиболее дешевые преобразователи одного параллельного кода в другой собираются только на микросхемах памяти.

Микросхемы памяти, которые радиолюбители активно используют в своих устройствах, бывают двух основных типов: оперативные запоминающие устройства (ОЗУ или RAM), предназначенные для временного хранения информации (по-

сле выключения питания микросхемы содержащаяся в ней информация стирается) и постоянные запоминающие устройства (ПЗУ или ROM), информация в которых сохраняется даже после отключения питания. Последний тип микросхем делится на три вида: однократно программируемые ПЗУ (ППЗУ), многократно перепрограммируемые ПЗУ со стиранием «ненужной» информации ультрафиолетовым светом (УФ-ППЗУ или EPROM) и многократно перепрограммируемые ПЗУ с электрическим стиранием (ЭСППЗУ или EEPROM). Электрически стираемые микросхемы — самые лучшие, но они и стоят дороже всех. Самые дешевые — однократно программируемые, но они примитивны и неуниверсальны.

Назначение отдельных входов и выходов микросхем памяти (рис. 1.81):

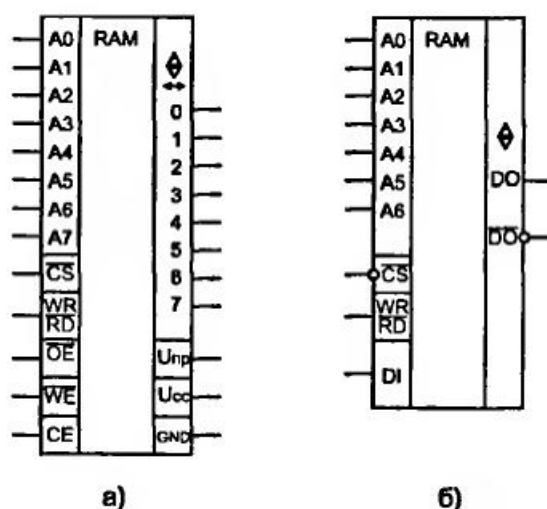


Рис. 1.81. Изображения микросхем памяти на схемах: а — с многоразрядной шиной данных; б — с одnorазрядной шиной данных

A0...An — адресные входы. Микросхема памяти похожа на картотеку, и каждый «кусочек информации» в ней записан по индивидуальному адресу, который «сам собой» измениться никогда не может. На любом адресном входе может быть любой логический уровень. Максимальный объем информации определяется количеством адресных входов, и если их число равно n , то максимальное количество «карточек» в «картотеке» равно 2^n . То есть если у микросхемы четыре адресных входа, то в нее можно записать только 16 единиц информации (см. рис. 1.59).

CS (chip select) — вход выбора микросхемы. Чаще всего данный вход инверсный. При подаче на этот вход уровня лог. «1» микросхема переходит в режим «выключено» и перестает реагировать на все остальные входы. Записать или считать что-нибудь из микросхемы, находящейся в этом режиме, невозможно. Для перевода микросхемы в рабочий режим на этот вход нужно подать уровень лог. «0».

WR / RD (write/record) — вход выбора режима работы «запись-считывание». Чаще всего этот вход инверсный, но у некоторых микросхем он прямой. При подаче на прямой вход WR / RD уровня лог. «1» выбирается «верхняя» функция, т. е. запись. Для перевода микросхемы в режим считывания, а также для того, чтобы запретить случайную запись информации «поверх» уже записанной, на этот вход нужно подать уровень лог. «0». Если этот вход инверсный, то режим записи выбирается уровнем лог. «0».

OE (output enable) — разрешение выходов. Он есть не у всех микросхем и всегда инверсный. У большинства микросхем с 8-разрядной шиной данных и у некоторых 4-разрядных микросхем для экономии количества выводов вход и выход данных объединены, т. е. для записи информации нужно подать на те же выходы, с которых она должна считываться. Чтобы при этом не произошло короткого замыкания (когда на выходе присутствует один логический уровень, а записать нужно противоположный), то выходы перед подачей на них записываемого сигнала нужно перевести в Z состояние. Делается это подачей на вход OE уровня лог. «1». При этом работоспособность микросхемы по всем остальным входам сохраняется. К выходам данных в это время подключаются входы ячеек памяти.

CE — разрешение работы. Выполняет ту же функцию, что и вход CS. Это обозначение устарело, и на современных схемах вы его не найдете.

WE — разрешение записи информации. Служит для того, чтобы полностью исключить возможность записи случайной информации при воздействии на микросхему памяти различных, неблагоприятных для нее факторов. Часто выполняет функцию входа $\overline{WR} / \overline{RD}$.

DI, DI0...Din; DO, DO0...DOn — соответственно вход и выход записываемой (записанной) информации. Если микросхема одnorазрядная, то цифру «0» в номере входа, с целью экономии места, обычно не пишут. Если входы и выходы микросхемы общие (совмещенные), то их обычно обозначают цифрами 0...3 или 0...7 (в зависимости от их числа). Для большей «понятности» часто перед номером входа-выхода добавляют букву D (data — информация), т. е. обозначают их как D0...D3 или D0...D7. Иногда, для еще большей понятности, над самым верхним входом-выходом, но ниже ромба-символа выключаемого выхода рисуют двунаправленную стрелку.

U_{пр} — вход, на которой нужно подать напряжение программирования (в зависимости от типа микросхемы, от 13 до 25 В). Он есть не у всех программируемых ПЗУ — для некоторых ПЗУ высокое напряжение не нужно, а у некоторых оно подается на шины питания. Микросхемы ОЗУ программируются как обычные триггеры-регистры.

U_{cc} — напряжение питания. Для всех современных ПЗУ и большинства ОЗУ оно равно 5 В. Некоторые микросхемы сохраняют работоспособность при понижении напряжения питания до 1,5...2 В, но большинство работает в диапазоне 3...6 В.

GND (ground — земля, основание) — общий вывод. Соединяется с общим проводом всего устройства.

Каждый тип и подтип микросхем памяти работает (программируется) по-своему, поэтому в дальнейшем я постараюсь рассмотреть работу каждого из них.

Начнем с микросхем ОЗУ, точнее, с регистра памяти K561IP11A (см. рис. 1.72). Эта микросхема имеет два 4-разрядных канала (А и В) с индивидуальными адресными (входами, соответственно A1...A4 и B1...B4) и общим входом данных 0...3. Также микросхема имеет три инверсных входа $\overline{WR} / \overline{RD}$, соединенных по схеме ЗИ и вход синхронизации С. Запись информации происходит по фронту импульса на входе С при условии, что на всех входах $\overline{WR} / \overline{RD}$ при-

существуют уровни лог. «1». В противном случае микросхема не среагирует на «рабочий» перепад.

Запись информации можно синхронизировать и по входам $\overline{WR} / \overline{RD}$. Для этого на вход С нужно подать уровень лог. «1». Информация запишется в триггеры регистра в тот момент, когда на всех трех входах $\overline{WR} / \overline{RD}$ одновременно окажутся «нули». По этим входам запись происходит по спаду импульса. Все три входа $\overline{WR} / \overline{RD}$ на схемах обычно соединены вместе.

В режиме считывания на входах С и $\overline{WR} / \overline{RD}$ могут присутствовать любые уровни — у микросхемы не предусмотрена (к сожалению) возможность перевода выходов в Z-состояние. Но лучше на один или несколько входов $\overline{WR} / \overline{RD}$ подать уровень лог. «1», тогда будет невозможна случайная запись, которая может повредить хранимые в памяти данные.

Во всех режимах работы микросхемы на ее адресных входах каналов А и В могут присутствовать коды любых двоичных чисел (0...7), причем эти коды в обоих каналах могут как совпадать, так и не совпадать.

Допустим, на адресных входах канала А установлен двоичный код числа «0», а на адресных входах канала В — числа «6». На входах данных 0...3 присутствует код, например, числа «12». По фронту импульса на входе С по обоим выходам А0...А3 и В0...В3 запишется двоичный код этого числа. Теперь если перевести микросхему в режим чтения, то код числа «12» на выходах канала А появится только тогда, когда на адресных входах этого канала присутствует код числа «0», при другом адресе (т. е. двоичном коде на адресных входах) на выходах может быть другой код. Впрочем, вам никто и ничто не мешает записать одно и то же число по всем адресам. Но в таком случае нужна ли вам микросхема памяти?

Аналогично работает и канал В. Число «12» на его выходах появится только при адресе, равном «6». При других адресах код может быть другим.

К сожалению, в этой микросхеме не предусмотрена блокировка работы одного из каналов, и информация с объединенных входов данных одновременно записывается в оба канала. Для большинства схем это недостаток «невесомости с жизнью», поэтому эта микросхема чаще всего используется только «наполовину», т. е. только один ее канал. На адресные входы второго канала подаются любые логические уровни, а его выходы остаются свободными.

У этой микросхемы есть «брат близнец», без буквы А в окончании названия (К561ИР11). Цоколевка обеих микросхем полностью совпадает, но программировать (записывать в память информацию) ИР11 сложнее, чем ИР11А. Поэтому ИР11 используется гораздо реже. К сожалению, «достать» эту микросхему у меня не получилось, поэтому ничего конкретного об особенностях ее работы сказать не могу.

Перейдем теперь к «настоящим» микросхемам памяти. Так как изображения их корпусов практически ничем друг от друга не отличаются (разница только в количестве выводов и отдельных входов), то, чтобы не загромождать книгу ненужными картинками, все сведения о цоколевке микросхем памяти я свел в таблицы. Для микросхем ОЗУ подобная таблица изображена на рис. 1.82.

Микросхемы ОЗУ бывают двух типов: асинхронные и тактируемые (синхронные). Большинство КМОП ИМС ОЗУ тактируемые.

Микросхема (тип)	Объем памяти	Адресные входы	Шины данных		Входы управления			Питание			Ток потребления, мА	
			вход	выход	CS	WR/RD	OE	Напряжение, В	Ucc	GND	Рабочий режим	Хранение
K132PY2 (a)	1к x 1	1, 2, 4, 8, 14...16	11	12	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	10	9	70	
K132PY3 (a)	1к x 1	2, 6, 9...13	15	7	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	16	1		
K132PY4 (т)												
K132PY7 (a)												
K132PY5 (т*)	4к x 1	1, 6, 12...17	11	7	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	18	9	100	90
K132PY6 (т)	16к x 1	1, 7, 13...19	12	8	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	20	10	80	2,2***
K132PY8 (a)	1к x 4	1, 7, 15...17	11...14		\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	18	9	100	90
KP541PY2 (в)												
KP541PY1 (a)	4к x 1	2, 8, 10...14	17	1	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	18	9	50	40
KP541PY3 (a)	16к x 1	2, 9, 11...16	17	1	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	20	10	100	90
PY31, 34 (a)**												
K176PY2 (т)	256 x 1	1...3, 6, 7, 9...11	12	13, 14	\overline{CS}	\overline{CS}		9,0 3...18	5	4	10^{-8}	10^{-5}
K561PY2 (т)												
KP537PY1 (т)	1к x 1	1, 8...16	2	4	6	3		5,0	7	5	1,5	10^{-5}
KP537PY2 (т)	4к x 1	1...6, 12...17	11	7	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	18	9	1,5	$2 \cdot 10^{-5}$
KP537PY6 (т)												
KP537PY3 (т)	4к x 1	1...6, 12...17	11	7	\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	18	9	1,5	$2 \cdot 10^{-5}$
KP537PY7 (т)												
KP537PY14 (a)												
KP537PY8 (т)	2к x 8	1...8, 19, 22, 23	9...11, 13...17		\overline{CS}	\overline{CS}	\overline{CS}	5,0	24	12	10	$4 \cdot 10^{-5}$
KP537PY10 (т)												
KP537PY12 (т)	1к x 4	1...7, 15...17	11...14		\overline{CS}	\overline{CS}		5,0	18	9	5	$2 \cdot 10^{-5}$
KP537PY13 (a)												
KP537PY17 (т)												
K155PY2 (a)	64 x 4	1, 13...15	5, 7, 9, 11, 4, 6, 10, 12	2	3			5,0	16	8		
K155PY5 (a)	256 x 1							5,0	16	8		
K155PY7 (a)	1к x 1							5,0	16	8		

a - асинхронная, т - тактируемая

* микросхема K132PY5 тактируемая только в режиме записи, в режиме чтения она асинхронна.

** У микросхемы KP541PY31 выв. 7 соединен с GND; у PY32 выв. 7 соединен с Ucc; у PY33 выв. 8 соединен с GND; у PY34 выв. 8 соединен с Ucc.

*** Питание на микросхему подается только через вход \overline{CS} , а ее выв. 20 разомкнут. В таком режиме поступает только на запоминающую матрицу.

Рис. 1.82. ОЗУ

Тактируемые микросхемы памяти по сравнению с асинхронными примитивны, но у них есть одно-единственное преимущество, благодаря которому выпуск новых разработок тактируемых микросхем прекратился только сравнительно недавно: они менее сложны и, следовательно, потребляют меньший ток. А потребляемый микросхемой ОЗУ ток гораздо важнее тока потребления всеми остальными микросхемами: их без ущерба для схемы, с целью понижения энергопотребления (чтобы батарейки «прожили» дольше) можно отключить, но ОЗУ отключать нельзя — иначе пропадет вся записанная в него информация.

Тактируемые микросхемы плохи тем, что ими гораздо сложнее управлять. Работа асинхронных (не тактируемых) микросхем ОЗУ крайне непроста: на вход CS нужно подать разрешающий работу сигнал, по входу $\overline{WR} / \overline{RD}$ переключить микросхему в нужный режим (например, чтение), если есть вход OE — «разобраться» и с ним, после чего можно подавать на нее адресные входы нужный адрес, и микросхема — «картотека» послушно выдаст на свой выход нужную вам «карточку». Если вы теперь измените адрес, не изменяя уровни на всех остальных управляющих входах, то информация на выходах ОЗУ изменится и станет соответствовать записанной по этому адресу. В общем, идиллия.

Тактируемое ОЗУ такого обращения с ним не потерпит, здесь нужен иной подход. Для наглядности рассмотрим работу микросхемы K561PY2.

Временные диаграммы импульсов на входах этой микросхемы показаны на рис. 1.83. Тактируется микросхема по входу CS. Для того чтобы тактируемая микросхема работала правильно, во время смены адреса на ее адресных входах, на входе CS должен присутствовать запрещающий работу уровень (т. е. лог. «1» — для инверсного входа CS). Этот уровень на вход CS нужно подать за некоторое время ($t_{cx,CS}$) до изменения адреса, и он на этом входе должен оставаться некоторое время после изменения адреса ($t_{z,CS}$). Если это правило не соблюдать, то по новому адресу, при любом уровне на входе $\overline{WR} / \overline{RD}$, запишется та информация, которая была на выходе до изменения адреса, т. е. создается иллюзия того, что микросхема неисправна (при неизменном, разрешающем работу уровне на входе CS и изменении адресов информация на выходах не изменяется, создается впечатление того, что записываемая по какому-то одному адресу информация записывается (дублируется) и по всем остальным адресам). В свое время я по причине не знания этого факта (эта информация, судя по всему, является секретной — ни в одном доступном мне справочнике о ней не говорится ни слова) выбросил в мусор немало вполне исправимых микросхем.

Входы $\overline{WR} / \overline{RD}$ и DI у всех микросхем памяти асинхронны, и уровни на них могут изменяться в любое время, независимо от сигналов на адресных входах и входе CS. Для упрощения схемы устройства радиолюбителя часто «привязывают» изменения уровней на этих входах к изменению уровней на адресных.

При запрещающем работу уровне на входе CS, а также в режиме записи выходы большинства микросхем памяти переходят в Z-состояние. В режиме считывания

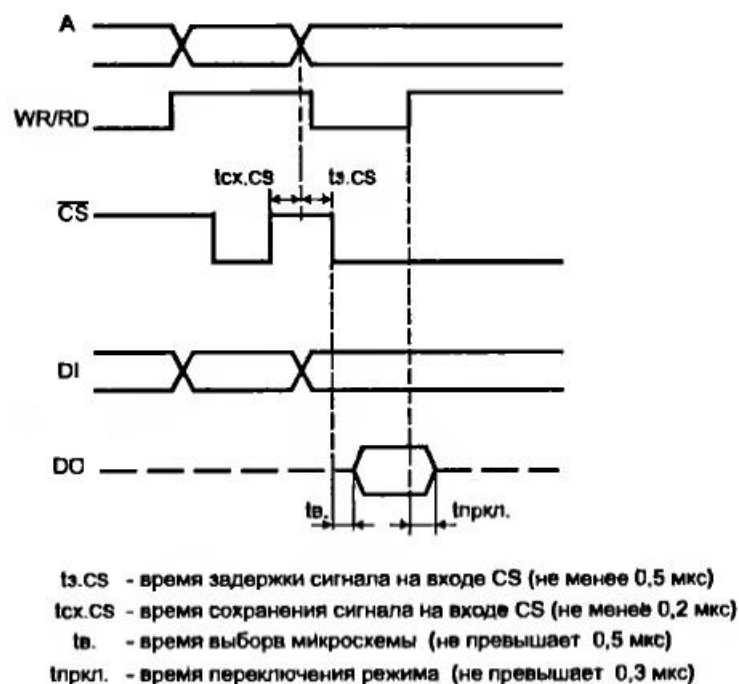


Рис. 1.83. Временные диаграммы работы тактируемой ОЗУ (для микросхемы K561PY2)

вания информация на выходах D0 появляется только через некоторое время t_c после подачи на вход CS разрешающего уровня. Исчезает она также не мгновенно.

Чаще всего тактируемые микросхемы памяти включают по схеме, изображенной на рис. 1.84. В этой схеме используется тот факт, что микросхемы, в отличие от конденсаторов и диодов, мгновенно переключаться не могут. При подаче уровня лог. «1» на любой вход С счетчиков (т. е. фронт импульса, на что они и должны реагировать), напряжение с уровнем лог. «1». Через соответствующий конденсатор C1 или C2 и один из диодов пройдет на вход CS микросхемы памяти. Она перейдет в режим хранения.

Через некоторое время сработает счетчик, и адреса (информация) на его выходах изменятся. А еще через некоторое время соответствующий конденсатор зарядится через резистор R1, и на вход CS микросхемы поступит разрешающий работу уровень лог. «0». Этот вход не является триггерным (в отличие от входов С счетчиков), поэтому про крутизну импульсов можно и не вспоминать, что я и делаю.

Два диода, к которым подключен каждый конденсатор, выполняют функции выпрямителя и смесителя. Диод, соединенный с общим проводом, нужен для того, чтобы конденсатор мог разряжаться при уровне лог. «0» на входе С. Второй диод пропускает «единицу» на вход CS, в это время через него резистор R1 конденсатор заряжается. По спаду импульса на входе С конденсатор снова, практически мгновенно, разрядится.

При подаче на любой вход сброса уровня лог. «1» (сброс счетчика) этот же уровень через один из диодов, подключенных ко входам сброса, переведет ОЗУ в режим хранения. Так как импульсы на входах сброса обычно очень короткие (чаще всего входы сброса вообще не используются — они «намертво» соединены с общим проводом), то конденсаторы можно не устанавливать.

Если в схеме используются счетчики, работающие последовательно (т. е. входы С нижних счетчиков соединены с выходом 8 верхнего счетчика и все

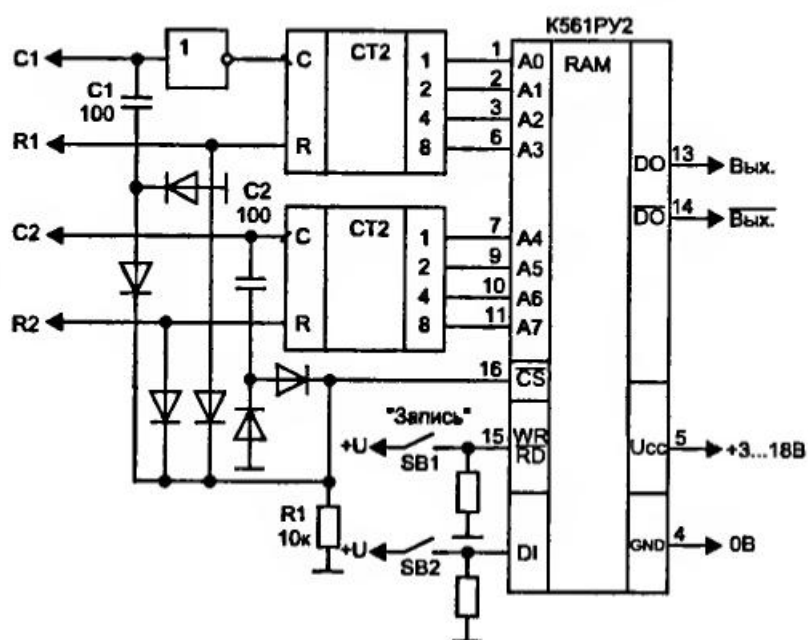


Рис. 1.84. Схема включения тактируемого ОЗУ

счетчики управляются по единым входам С и R), то можно обойтись одним конденсаторно-диодным дифференциатором, подключенным ко входу С того счетчика, на который поступают импульсы синхронизации с не показанного на рисунке генератора. Если же адреса ОЗУ «перебирают» три и больше счетчиков, импульсы на входах С которых появляются независимо друг от друга, то количество конденсаторов и диодов нужно увеличить — **любое изменение адреса должно происходить только при уровне лог. «1» на входе CS.** Это относится ко всем адресным входам без исключения.

На схеме указана максимальная емкость конденсаторов С1 и С2. Ее вполне можно снизить вплоть до 10...20 пФ. Правда, при этом не гарантируется надежная работа микросхемы ОЗУ. Поэтому лучше не экспериментируйте. При указанных на схеме номиналах резистора и конденсаторов выхода отключаются от кристалла примерно на одну миллионную секунды. Благодаря «встроенным» паразитным входным емкостям, которые не могут разрядиться за столь короткое время, большинство КМОП-микросхем на такой сигнал никак не отреагируют (если они подключены к выходу ОЗУ). С ТТЛ-микросхемами сложнее, но я лично в своих конструкциях их уже давным-давно не использую. Хотя они по некоторым параметрам гораздо лучше «КМОПок».

У микросхемы К561РУ2 вход $\overline{WR} / \overline{RD}$ прямой, поэтому в режиме чтения на нем должен присутствовать уровень лог. «0». При подаче на него уровня лог. «1» микросхема переходит в режим записи; запоминающие триггеры этой микросхемы (ее объем памяти — 1 килобита или 256 бит (в одном килобите 1024 бита, т. е. внутри нее ровно 256 триггеров) работают по уровню, а не по перепаду (это относится ко всем микросхемам памяти), поэтому информация в них записывается:

а) или по переходу микросхемы из режима записи в режим чтения по входу $\overline{WR} / \overline{RD}$ (записывается та информация, которая была на входе (входах) данных непосредственно во время этого перехода,

б) или микросхема постоянно находится в режиме записи (до тех пор, пока не запишется вся информация по нескольким или всем адресам), на входе $\overline{WR} / \overline{RD}$ присутствует уровень лог. «1», а потом адреса попросту меняются на новые, разумеется, во время действия короткого импульса лог. «1» на входе CS. В триггеры памяти записывается та информация, которая была на входе (входах) данных во время фронта импульса на выходе CS.

При работе с микросхемами, имеющими вход OE (например, с очень популярной и очень дешевой 2-килобайтной (не путайте байт и бит — в одном байте 8 бит, т. е. у этой микросхемы 8 выходов) микросхемой КР537РУ10), в режиме программирования на этом входе может быть любой уровень (если ее программировать согласно пункту «б») — выходы микросхемы и так превращаются во входы «нулем» на инверсном входе $\overline{WR} / \overline{RD}$. Но в некоторых случаях можно воспользоваться и этим входом; вообще, по моему мнению, он лишний. У широко используемой ТТЛ-микросхемы (по быстрдействию эта технология — аналог ТТЛ, но «жрет» она раз в десять меньше) КР541РУ2 этого входа нет, и ничего. Впрочем, лишних входов не бывает — «в хозяйстве все пригодится».

В табл. на рис. 1.82 объем памяти микросхем указан в килобитах, вторая цифра после знака «х» — количество выходов. Если вход (выход) инверсный, то над ним стоит вектор символ инверсии. Входы CS у микросхемы КР537РУ17 объединены по схеме «2И»; сигнал с ее вывода 26 перед подачей на логический элемент инвертируется. Для управления этой микросхемой можно использовать только один вход CS, подав на второй разрешающий работу логического элемента уровень.

Как видно из таблицы, разные серии микросхем ОЗУ друг от друга отличаются в основном только потребляемым током. Быстродействие максимально у микросхем серии КР541. Эта серия, а также серия К155 не чувствительна к статическому электричеству; при работе со всеми остальными микросхемами нужно соблюдать повышенную осторожность. Быстродействие (скорость работы) минимально у микросхем серии КР537, но все равно оно чуть выше, чем у микросхем серии К561. Основное преимущество этой серии ОЗУ — ничтожный потребляемый ток в режиме хранения; именно благодаря этому данная серия наиболее популярна. Поэтому ее работу мы рассмотрим чуть подробнее.

Микросхемы этой серии изготовлены по КМОП-технологии, описанной выше. На выходах у них стоит стандартный ТТЛ-каскад на биполярных транзисторах, который обеспечивает довольно большой (около 50...60 мА) выходной ток. Этот каскад довольно низковольтный и потребляет значительный ток (единицы миллиампер), поэтому напряжение питания выбрано равным 5 В (работоспособность микросхемы сохраняется при напряжении питания в пределах 2,5...6 В). Для уменьшения энергопотребления микросхемы в режиме хранения питание ее выходного каскада и еще нескольких узлов попросту отключается; остаются включенными только триггеры — ячейки памяти. Они, как и все КМОП-элементы, в статическом («спящем») режиме практически не потребляют ток — ток течет в основном только через несовершенную изоляцию отдельных транзисторов и шин.

На входах этой серии микросхем **нет защитных диодов**, поэтому о защите микросхемы от высокого напряжения на входах нужно позаботиться самому. Чаще всего входы ОЗУ подключаются к внешним устройствам через повторители уровня или регистры-«защелки», которые питаются от того же источника, что и микросхема памяти. По крайней мере, эти повторители стоят гораздо дешевле, чем микросхема памяти, поэтому если суждено, то пусть уж лучше «сгорят» они.

Кроме этого, всем КМОП-микросхемам памяти присуще очень неприятное свойство, так называемый **тиристорный эффект**. Его нет у микросхемы К561РУ2, у нее на кристалле сформированы специальные «защитные кольца», выполняющие роль «грозоотводов».

Все КМОП-микросхемы основаны на комплементарных парах полевых транзисторов. Так как изготовители микросхем не могут припаять к одному кристаллу размером с заглавную букву этой книги несколько десятков тысяч индивидуальных полевых транзисторов, изолировав их друг от друга слоем диэлектрика, то обычно все транзисторы методом эпитаксиально-планарной технологии «рисуют» (в буквальном смысле) на поверхности кристалла, изолировав их друг от друга р-п-переходами. Упрощенная схема такой микросхемы (вид сверху) показана на рис. 1.85.

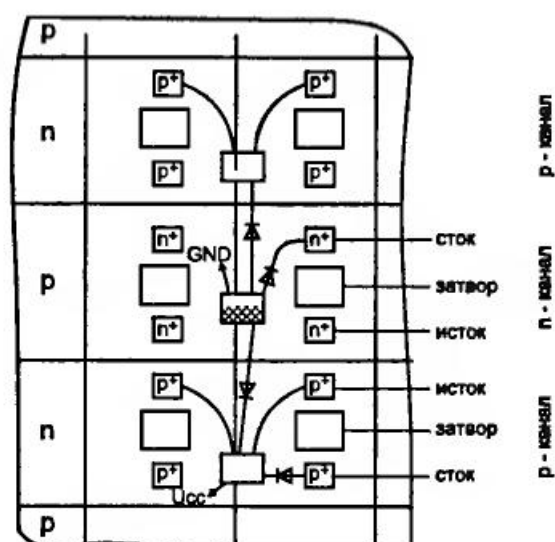


Рис. 1.85. «Внутренности» КМОП-микросхемы (диоды показаны условно, связи между транзисторами не показаны)

Технология изготовления КМОП-микросхемы крайне проста: вначале на кристалле формируют множество прямых «полос» с определенным (n или p) типом проводимости. Затем на этих полосах рисуют маленькие квадратики (сток и исток), промежуток между ними покрывают слоем диэлектрика и сверху напыляют металлическую пластинку — затвор. Так за небольшое время и при минимальных затратах получают огромное множество независимых друг от друга транзисторов. Граница между транзисторами с одинаковым типом канала показана условно, на самом деле ее нет. Просто расстояние между двумя транзисторами выбирают таким, чтобы затвор одного не влиял на канал другого. После этого выводы отдельных транзисторов соединяют между собой, согласно схеме, металлическими перемычками. Микросхема готова. Осталось только заключить кристалл в подходящий корпус.

По КМОП-технологии на выводы истоков всех транзисторов, а также на выводы подложек подаются напряжения шин питания (для p-канального транзистора — с общего провода GND, для p-канального — с шины «U_{cc}»). Транзисторы друг от друга изолированы p-p-переходами, которые являются не чем иным, как диодами. На рис 1.85 в нижнем углу эти диоды условно показаны. Как видно, все напряжение источника питания прикладывается к закрытому переходу среднего диода. Его напряжение пробоя очень невелико (около 10 В), так как расстояние между двумя полосами p- и n-подложки увеличить нельзя (увеличится размер кристалла).

Как только напряжение питания, пусть даже очень кратковременно, превысит эту величину, «диод» пробьется. Все остальные p-p переходы взаимосвязаны с этим, они тоже пробьются. Произойдет лавинообразный процесс, аналогичный срабатыванию тиристора (поэтому этот эффект называется тиристорным). Как известно, напряжение на выводах открытого (в электрическом смысле) тиристора уменьшится до 0,7...1,5 В и остается на этом уровне до тех пор, пока не отключат напряжение питания или пока тиристор не выйдет из строя. Так как при работе с КМОП-микросхемами ток, отдаваемый источником питания в нагрузку — на микросхемы, практически никогда не ограничивают (в самом деле, зачем ограничивать?), то события чаще всего развиваются по второму пути: мик-

росхема резко перегревается и выходит из строя. Все это происходит за время меньше 1 секунды (если источник питания довольно мощный), поэтому вовремя обесточить устройство и спасти тем самым дорогостоящую микросхему памяти от неминуемой гибели почти никогда не удается.

Тиристорный эффект возникает от любых, даже очень кратковременных, мгновенных повышений напряжения питания. Если провода, по которым подходит напряжение питания, обладают значительной индуктивностью (т. е. их длина более нескольких десятков сантиметров), то при включении напряжения практически всегда возникает индуктивный всплеск напряжения и наступление тиристорного эффекта неизбежно. То же самое произойдет и при кратковременном коротком замыкании источника питания, при этом всплеск напряжения будет еще мощнее. Кроме того, тиристорный эффект может наступить и при превышении напряжения на входах микросхемы (по модулю) напряжения источника питания.

При наладке или макетировании устройства, содержащего в своем составе микросхему памяти, такие ситуации неизбежны, и устранить их со 100%-ной гарантией невозможно. Но бороться с ними можно.

Первым делом нужно позаботиться о том, чтобы на входы микросхемы памяти не попало слишком высокое напряжение. Тут, как и перед витязем на распутье, три пути:

1) все микросхемы и прочие элементы, управляющие микросхемой памяти, питать от единого источника питания 5 В;

2) на всех входах микросхемы памяти поставить повторители или регистры-«защелки», которые по своим входам должны быть защищены;

3) ко всем входам микросхемы памяти припаять защитные диоды по той же схеме, что и у микросхем серий К561 и др. По неизвестной мне причине в микросхеме памяти такие диоды не устанавливаются. Наверное, занимают слишком много места.

С тиристорным эффектом, возникающим от повышения напряжения питания, также можно бороться несколькими методами (рис. 1.86):

а) включив микросхему через токоограничивающий резистор.

Тиристорный эффект, если и наступит, не приведет микросхему к выходу из строя. В то же время минимальный протекающий ток, удерживающий «тиристор» в открытом состоянии, больше тока, протекающего через резистор R1, и «тиристор» как откроется, так и закроется самостоятельно. Недостаток этого метода — у резистора сравнительно большое сопротивление и на нем падает некоторое напряжение;

б) подключив параллельно входам питания микросхемы памяти (на схемах эти входы обычно изображают как выходы, т. е. рисуют справа) конденсатор значительной емкости. При резком и непродолжительном увеличении напряжения питания напряжение на конденсаторе попросту не успеет увеличиться до опасного для микросхемы уровня. Резистор R1 в этой схеме можно убрать;

в) зашунтировав источник питания стабилитроном с напряжением стабилизации 5,3...6 В. Стабилитрон скорее сгорит, но не допустит увеличения напряжения питания микросхемы выше опасных для нее 8...10 В. Перед стабилитроном желательно включить резистор, как и в пункте «б».

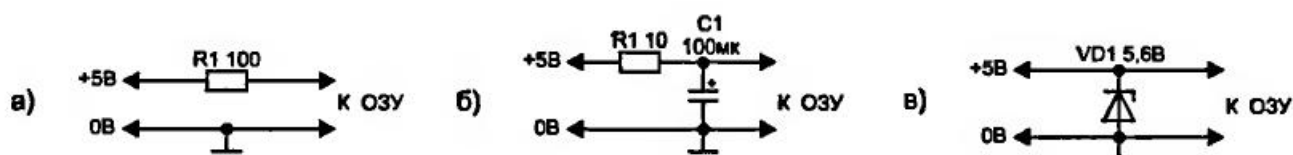


Рис. 1.86. Защита микросхемы памяти от тиристорного эффекта по шине питания

Наиболее распространена схема, изображенная в пункте «б». Конденсатор иногда шунтируют стабилитроном (гибрид схем «б» и «в»), но это уже слишком.

Из КМОП-микросхем памяти к тиристорному эффекту нечувствительны только К561РУ2 и КР537РУ6.

Перейдем теперь к постоянным запоминающим устройствам (ПЗУ). Все подобные микросхемы асинхронны, поэтому тактировать их не обязательно. Большинство устаревших микросхем ПЗУ управляются только по входам CS, которых у них может быть до 4 штук, у современных микросхем есть также входы OE и (или) $\overline{WR} / \overline{RD}$. У всех ПЗУ есть или 4, или 8 объединенных входов-выходов данных; меньше или больше количество этих выводов никогда не встречается. И наконец, в рабочем режиме все ПЗУ потребляют значительный (более 5 мА) ток. В режиме хранения ток потребления некоторых серий ПЗУ резко снижается. Для еще более значительного снижения потребляемого тока напряжение питания в «спящем» режиме лучше всего вообще отключать от памяти, благо информация от него не зависит и стереться не может. Сведения о наиболее распространенных ПЗУ приведены в таблице на рис. 1.87.

Для начала рассмотрим самую «древнюю» серию микросхем ПЗУ — КР556. Эти микросхемы не допускают возможности стирания записанной ранее информации, т. е. они **однократно программируемые**. Из-за этого недостатка используются сравнительно редко, а стоят — копейки. Эти микросхемы собраны на биполярных транзисторах, т. е. они не боятся статического электричества и тиристорного эффекта, но потребляют значительный ток. Напряжение питания для всех ПЗУ распространенных сейчас серий равно +5 В.

У микросхем серии КР556 выходы бывают двух типов: или с открытым коллектором, или с тремя состояниями (рис. 1.88). Микросхемы с открытым коллектором дешевле, но у них на выходе появляется только уровень лог. «0». «Единицу» можно сформировать, включив между выходом и шиной питания «U_{cc}» резистор сопротивлением 1...100 кОм, но в таком случае в режиме хранения на всех выходах будут «единицы». На выходе с тремя состояниями может быть три состояния: лог. «1», лог. «0» и «ничего».

Микросхемы управляются по многочисленным входам CS; запись информации возможна только в режиме хранения. Поэтому правильнее было бы назвать эти входы как $\overline{WR} / \overline{RD}$, но, к сожалению, сейчас уже поздно что-то менять. Все эти входы внутри микросхемы объединены в один по схеме «И», поэтому управлять микросхемой можно по одному-единственному входу, подав все остальные прямые входы уровни лог. «1», а на инверсные — лог. «0». При подаче

Микросхема	Тип выхода	Адресные входы	Объем памяти	Шины данных	Входы управления				Питание		Ток потребления, мА	
					CS	WR / RD	OE	Uпр	U _{cc}	GND	Рабочий режим	Хранение
КР556Р4 КР556РТ11 КР541РТ1	ОК ТС	1, 7, 15	256 x 4	9..12	13, 14				16	8	60 55	
КР556РТ5 КР556РТ17	ОК ТС	1, 8, 23	512 x 8	9..11, 13..17	18, 19, 20, 21			22	24	12	90 85	
КР556РТ6 КР556РТ7 КР541РТ2	ОК ТС	1..8, 21, 23	2к x 8	9..11, 13..17	18, 19, 20				24	12	75 70	
КР556РТ12 КР556РТ13	ОК ТС	1, 7, 15..17	1к x 8	11..14	8, 10				18	9	60	
КР556РТ14 КР556РТ15	ОК ТС	1, 8, 15..17	2к x 8	11..14	10				18	9	60	
КР556РТ16	ТС	1, 8, 18, 19, 21, 23	8к x 8	9, 11, 13..17	20				24	12	100	
КР573РФ2	ТС										100	35
КР573РФ5 27С16	ТС ТС	1..8, 19, 22, 23	2к x 8	9..11, 13..17	18		20	21	24	12	100 20	25 0,1
КР573РФ4 КР573РФ6 27С64	ТС ТС ТС	2..10, 21, 23..25	8к x 8	11..13, 15..19	20	27	22	1	28	14	60 100 20	10 40 0,1
КР573РФ8 27С256	ТС ТС	2..10, 21, 23..27	32к x 8	11..13, 15..19	20		22	1	28	14	100 20	25 0,1
27С512	ТС	2..10, 21, 23..27	64к x 8	11..13, 15..19	20		22		28	14	20	0,1
28С16	ТС	2, 8, 19, 22, 23	2к x 8	9..11, 13..17	18				24	12	10	0,1
28С64	ТС	2..10, 21, 23..25	8к x 8	11..13, 15..19	20	27	22		28	14	15	0,1

ОК - открытый коллектор
ТС - три состояния

Рис. 1.87. ПЗУ

на любой прямой вход CS уровня лог. «0» или на любой инверсный — лог. «1» микросхема переходит в режим хранения И (ИЛИ) записи информации.

Для программирования микросхем серии КР556 нужно два источника питания: +5 В и +13 В (относительно общего провода). Схема простейшего программатора изображена на рис. 1.89. Программируются микросхемы следующим, немножко садистским, методом: в режиме хранения резко и кратковременно (не более 0,2...0,5 секунды) повышается до 13 В напряжение питания микросхемы. Если его удерживать повышенным дольше — микросхема сгорит. В это время тот выход, который должен быть «прошитым» (запрограммированным), должен быть соединенным с выводом питания «U_{cc}» микросхемы через резистор сопротивлением не менее 330 Ом, иначе микросхема выйдет из строя, но и не более 1 кОм, иначе результат останется незаметным.

На транзисторе VT1 собран усилитель тока, который работает благодаря дифференцирующему конденсатору С1 как одновибратор. Коллектор транзисто-

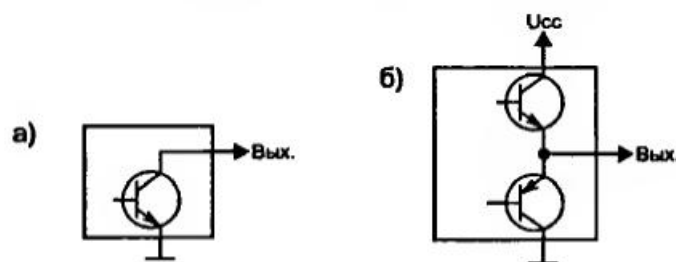


Рис. 1.88. Выходы микросхем: а — с открытым коллектором; б — с тремя состояниями

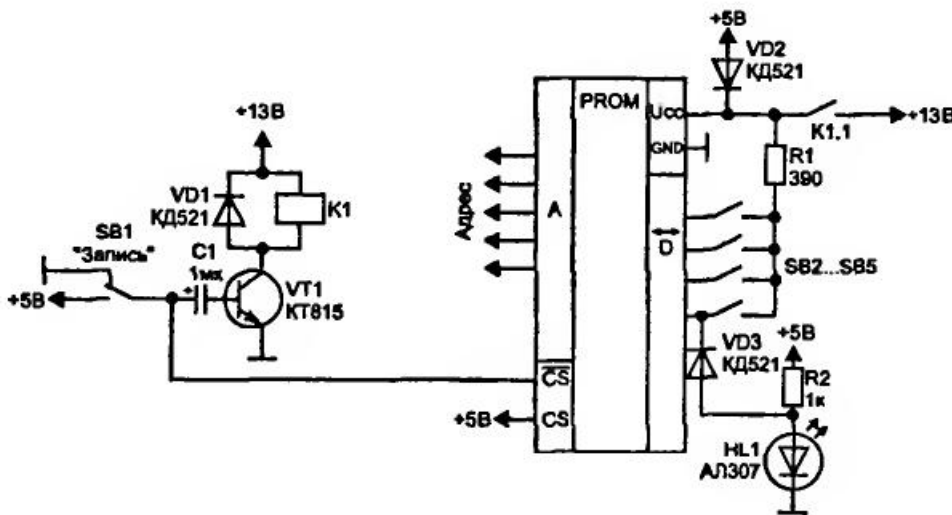


Рис. 1.89. Программирование микросхем памяти серии KP556PT

ра подключен к катушке электромагнитного реле K1, контакт K1.1 которого подает на микросхему высокое (для нее) напряжение. Емкость конденсатора C1 нужно подобрать таким образом, чтобы реле замыкало свои контакты не более чем на 0,2...0,5 секунды (вместо микросхемы памяти к контакту K1.1 можно подключить цепочку из последовательно соединенных светодиода и резистора на 1...10 кОм; диод VD2 пока устанавливать не нужно). Реле в этой схеме можно использовать любого типа, на любое напряжение срабатывания (в пределах 6...10 В), транзистор желательно использовать средней мощности. Диод VD1 нужен для защиты транзистора от ЭДС самоиндукции катушки реле, которая присуща всем индуктивным нагрузкам. Он не обязателен, но лишним не будет, особенно если используется мощное реле или сравнительно маломощный транзистор.

С помощью кнопок SB2...SB9 выбирается тот разряд, который нужно «прошить». Делается это при отпущенной кнопке SB1. После того как вы нажмете на одну — три кнопки SB2...SB9 (одновременно можно «прошивать» не более трех разрядов), нужно нажать кнопку SB1. По входу CS микросхема практически мгновенно перейдет в режим записи, и через очень небольшое время контакты K1.1 реле K1 замкнутся и подадут на микросхему напряжение программирования. Уровень лог. «1» на адресных входах и входе CS в это время не должен превышать 5 В.

Запоминающая матрица микросхем KP556 представляет собой набор биполярных транзисторов, включенных по схеме с ОЭ, в коллекторные цепи которых вместо нагрузки включены плавкие перемычки. Если перемычка цела, то из этой ячейки памяти читается уровень лог. «0» (у микросхемы KP556PT5 — лог. «1»), а если перегорела — уровень лог. «1» (у PT5 — лог. «0»). В режиме программирования выводы плавких перемычек (второй вывод всех перемычек соединен с общим проводом) подключаются непосредственно ко входам-выходам данных. Тока, протекающего через резистор R1, достаточно для перегорания перемычки. Восстановить перегоревшую перемычку нельзя, поэтому и перепрограммировать микросхему нельзя.

Сохранность данных у этого типа микросхем самая продолжительная (информация практически никогда не сотрется). Правда, иногда у этих микросхем перемычки «самовосстанавливаются». Происходит это из-за того, что ток программирования микросхемы был слишком большим (мало сопротивления резистора R1) и перемычка не перегорела, как обычно, а «взорвалась», заляпав расплавленным металлом все вокруг. Со временем этот металл под воздействием повышенной температуры (микросхема в рабочем режиме потребляет значительный ток — до сотен миллиампер, поэтому всегда довольно сильно разогрета) и прочих факторов соединится в целую, несгоревшую, перемычку. Чтобы предохраниться от такой «беды», микросхему обычно подвергают термотренировке: в течение десятка минут выдерживают при температуре около 100°C. Обычно для этого микросхему кидают в кипящую воду или в духовку газовой плиты. В последнем случае весьма высока вероятность выхода микросхемы из строя в результате перегрева.

Для контроля записи к выходам программируемой микросхемы можно подключить 4...8 индикаторных ячеек (на рис. 1.89 для простоты и наглядности изображена только одна). Если на выходе микросхемы присутствует уровень лог. «0», то резистор замыкается через диод и светодиод гаснет. При уровне лог. «1» на выходе, или когда микросхема находится в Z-состоянии, светодиод ярко светится.

Адрес нужной информации в памяти этой микросхемы выбирается по адресным входам точно так же, как и у ОЗУ, поэтому останавливаться на этом я не буду. Когда напряжение питания (U_{cc}) микросхемы отключено, ее адресные входы также отключаются от кристалла (никаких защитных диодов к ним не припаяно). Благодаря этой особенности микросхемы серии КР556, потребляющие более 50 мА, можно использовать в устройствах с пониженным энергопотреблением, кратковременно подавая напряжение питания на время (несколько миллисекунд), достаточное для записи информации с ее выходов в КМОП-регистры-«защелки», практически не потребляющие электроэнергию. При этом информация на адресных входах ПЗУ может присутствовать постоянно — к выходам счетчиков не нужно подключать буферные элементы с возможностью Z-состояния (ни у одного счетчика нет отключаемых выходов), что значительно упрощает схему устройства.

Это относится и ко входам CS.

У микросхем КР556РТ5 и РТ17 есть вход напряжения программирования $U_{пр}$. Этот вход можно оставить болтаться в воздухе и запрограммировать микросхему как обычно (см. рис. 1.89). Но лучше всего напряжение на входе U_{cc} оставить равным 5 В, а точку соединения резистора R1 и контакта К1.1 подключить ко входу $U_{пр}$. При этом диод VD2 не нужен.

О том, как запрограммировать микросхемы серии КР541РТ, у меня информации нет. Известно только, что они, при том же быстродействии, потребляют почти в 2 раза меньший ток.

Наиболее распространены в настоящее время стираемые ПЗУ, информацию внутри которых можно изменить. К таковым относятся микросхемы серии КР573РФ и их зарубежные аналоги из серии 27С, которые стираются воздейст-

вием на кристалл ультрафиолетового света (при этом стирается вся записанная в микросхему информация) и микросхемы серии 28С (отечественного аналога нет), которые и программируются, и стираются электрическими сигналами. При этом можно стереть как один-единственный байт, так и все содержимое памяти. К сожалению, бесплатный сыр бывает только в мышеловке. И микросхемы серии 28С стоят в 2...3 раза дороже серии 27С с тем же объемом памяти.

Все стираемые микросхемы имеют байтовую организацию памяти, т. е. у них по 8 выходов (объединенных со входами). Выходы всех микросхем изготовлены по технологии ТТЛ (ток нагрузки — до 50 мА) с тремя состояниями. Они защищены от случайных коротких замыканий. Микросхемы изготовлены по МОП-технологии, поэтому их входы имеют огромное входное сопротивление, а сами микросхемы чувствительны к тиристорному эффекту и статическому электричеству. Защитных диодов на входах нет. Напряжение питания равно +5 В, ток потребления отечественных микросхем с тем же объемом памяти в несколько раз больше, чем у импортных.

Все стираемые микросхемы изготавливаются по ЛИЗМОП-технологии (МОП-транзисторы с лавинной инжекцией заряда). Такие транзисторы имеют два затвора: первый соединен со схемой и в зависимости от поданного на него уровня включает или выключает транзистор. Второй затвор — «плавающий», так как он со всех сторон окружен слоем диэлектрика (обычно нитрида кремния) с низким напряжением пробоя и очень высоким (настолько высоким, что это невозможно представить) сопротивлением. Запоминаемая информация хранится в этом самом «плавающем» затворе в виде зарядов электронов, которые инжектируются в него в режиме программирования. Транзистор, у которого «плавающий» затвор заряжен, обладает повышенным напряжением отпираания по сравнению с транзистором, у которого этот затвор не заряжен, поэтому в режиме чтения из такого транзистора будет считан уровень лог. «0», а из незаряженного транзистора — уровень лог. «1». Так как плавающий затвор окружен слоем диэлектрика, то заряд на нем сохраняется очень долго (изготовители микросхем гарантируют, что более 10 лет; но, по некоторым неофициальным расчетам, заряд на плавающем затворе способен сохраняться более 400 лет) и абсолютно не зависит от того, включено напряжение питания микросхемы или нет.

В микросхемах серии КР573РФ с помощью электричества можно «загнать» электроны на «плавающий» затвор, «выгнать» их оттуда удастся только ультрафиолетовым светом. Для этого специальное окно из кварцевого стекла сверху микросхемы протирают от пыли и грязи смоченной в ацетоне или спирте ваткой и кладут микросхему окном вверх под включенную ртутную лампу (можно и под галогенную) на 0,5...1 час. Это время должно быть минимальным, но таким, чтобы вся информация во всех разрядах стерлась, т. е. чтобы по всем адресам записались «единицы» (в режиме программирования «единицы» заменяются на «нули»). Во время стирания активные кванты ультрафиолетового света «долетают» до заряженного «плавающего» затвора и «выбивают» из него электроны. Этот затвор постепенно разряжается.

Кванты света не только «выбивают» электроны, но и «попутно» разрушают изоляцию «плавающего» затвора, поэтому продолжительность стирания должна

быть минимальной. Максимальное количество циклов перепрограммирования для большинства микросхем не превышает 50...100 раз, при большем числе циклов из-за основательного разрушения изоляции «плавающего» затвора он разрядится раньше, чем через 10 лет. Но этой цифры вполне достаточно.

Для программирования микросхемы на ее вход U_{np} нужно подать высокое напряжение (13 В для микросхем серии 27С, 18 В — для микросхемы КР573РФ8, 21 В — для РФ4 и РФ6, 25 В — для РФ2 и РФ5), на все остальные входы и выходы высокое напряжение подавать нельзя (они управляются логическими уровнями в пределах 0...5 В). В режиме записи на адресных входах должен быть установлен нужный адрес, на вход ОЕ нужно подать уровень лог. «1» для «превращения» выходов данных во входы. На эти выходы подается записываемая информация. После этого для микросхем РФ2, РФ5 и РФ8 на вход CS на время, большее 50 мс, нужно подать уровень лог. «1». Информация запишется в транзисторы запоминающей матрицы. Для микросхем РФ4 и РФ6 в режиме записи уровень лог. «1» на вход CS подавать бессмысленно; для записи информации нужно кратковременно подать уровень лог. «1» на вход $\overline{WR} / \overline{RD}$ этих микросхем. Потребляемый микросхемами ток по входу программирования не превышает 5 мА, поэтому отключать высокое напряжение в режиме чтения не обязательно. В режиме чтения и хранения вход U_{np} можно оставить свободным — он через резистор небольшого сопротивления соединен со входом « U_{cc} ».

Электрически стираемые микросхемы серии 28С для программирования (в них можно записать и уровень лог. «1», и уровень лог. «0») высокого напряжения не требуют — они ведут себя как самые обычные микросхемы с батарейкой. Так как эти микросхемы не взаимодействуют с агрессивными средами (ультрафиолетовым светом), активно разрушающими кристалл, то количество циклов перепрограммирования практически неограниченно (более 10 000). Во всех режимах работы микросхемы питаются от одного источника питания напряжением 5,0 В.

Работой микросхемы управляет вход $\overline{WR} / \overline{RD}$. Для записи на этот вход нужно подать уровень лог. «0». Выходы данных превратятся во входы, и та информация, которая в это время будет присутствовать на них, запишется в память микросхемы. Длительность импульса записи должна быть больше 10 мс. Записанная информация сохраняется в памяти микросхемы более 10 лет. Если длительность импульса записи меньше 7 мс, микросхема на него не реагирует.

Расшифровку названий импортных микросхем памяти можно найти на рис. 1.90. Время доступа — время, в течение которого микросхема «ищет» нужную «карточку» в своей памяти. Для микросхем серии КР573 оно равно 300...500 мс. Объем памяти в названиях импортных микросхем обозначается в килобитах. Для того чтобы перевести его в привычные всем килобайты, это число нужно разделить на 8. Для уменьшения тока потребления в режиме хранения микросхемы лучше всего вообще отключать от источника питания. Для небольшого увеличения быстродействия (уменьшения времени доступа) напряжения питания « U_{cc} » микросхем можно повысить до 6 В. При уменьшении напряжения питания быстродействие быстро снижается.

Если предполагается множество циклов перепрограммирования микросхем серии КР573, то напряжение программирования можно уменьшить до 10...15 В,

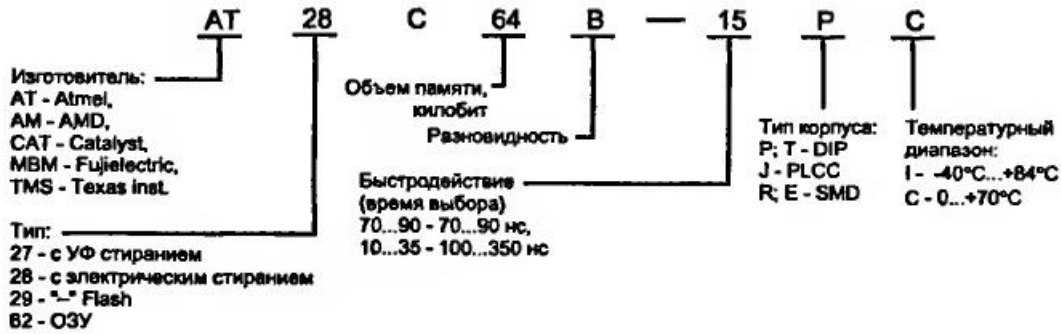


Рис. 1.90. Маркировка зарубежных микросхем памяти (у ОЗУ разделительной буквы «С» нет)

но при этом микросхема должна надежно программироваться. При этом длительность хранения информации не будет превышать один год, зато стираться «старая» информация будет за несколько минут. Для микросхемы опасно не количество циклов перепрограммирования (она считать не умеет), а суммарное время воздействия на кристалл разрушающего все ультрафиолетового света. В этом случае время стирания заметно уменьшается, поэтому допустимое количество циклов перепрограммирования резко увеличивается.

Большинство микросхем серии 28С по разводке выводов ничем не отличаются от микросхем серии 27С и их отечественных аналогов серии КР573РФ. Но у некоторых микросхем входы ОЕ микросхем 27С выполняют функцию входа WR / RD. Вход напряжения программирования $U_{пр}$ у микросхем серии 28С никуда не подключен, и на него можно подавать какое угодно напряжение. Его вообще можно отломать — микросхема этого не «замечит». Правда, при этом страдает ее внешний вид, а без красоты в электронике скучно. Поэтому и расходят металл на этот вывод, а не отрывают его прямо на предприятии-изготовителе. Кстати, наличие «лишних» выводов и у некоторых других микросхем (например, К176ИЕ1) объясняется так же.

Часть 2. Схемы из стройматериалов

Угадайте, что в этом мире самое скучное, но без знания чего все остальное невозможно в принципе? Ответ — теория.

Как уже заметили читатели, большая часть этой книги посвящена теории. И все это при том, что я почти на каждой странице повторяю: электроника — практическая наука.

Никакого парадокса здесь нет, и от своих слов отказываться я не собираюсь. Электроника и в самом деле наука для практиков. Но в ней, так же как и в большинстве остальных видов деятельности (работа, спорт, развлечения), есть свои правила, знать которые нужно обязательно — иначе придется копировать другого человека, который эти правила знает. Цель этой книги — показать читателю, начинающему радиолюбителю, как можно создать что-то свое и собранное на тех деталях, которые есть у вас, а не у автора статьи в модном радиолюбительском журнале. Копирование чужих схем — это бег на месте, и толку от него очень мало. Но я не хочу этим сказать, что нужно сразу же после того, как вы узнаете, чем микросхема отличается от паяльника, бросаться переделывать чужую схему. Если вы так поступите, то единственное, на что будет способно переделанное вами устройство, — это устроить офигенное короткое замыкание с искрами и клубами дыма.

Переделывать схему или вообще создавать свою нужно «с умом», т. е. зная, как работает та или другая деталь и что произойдет, если их поменять или вообще убрать. Например, в схеме используется счетчик К561ИЕ11, причем используются только входы С, R и выходы этой микросхемы. А у вас его нет, и достать невозможно. Зато в неограниченном количестве имеются счетчики К561ИЕ10. Очевидно, что ею можно заменить ИЕ11 — ведь входы параллельных портов у последней не используются, а все используемые входы-выходы есть у обеих микросхем. Пожалуйста, заменяйте, только при этом правильно согласуйте работу новой микросхемы со всей схемой, т. е. учтите отличие в цоколевке, правильно выберите нужный вход С... Вторую «половинку» счетчика ИЕ10 можно использовать для других нужд или, в конце концов, соединить все ее входы с шинами питания. Все нужные начинающему радиолюбителю правила согласования и отличия в работе отдельных элементов и микросхем были изложены в несколько громоздкой первой части книги. Их не нужно, словно попугай, зазубривать, просто изредка заглядывайте на отдельные страницы. Со временем все самое нужное запомнится само собой.

Начинать переделывать фрагмент чужой схемы можно только после того, как вы полностью разберетесь, как работает этот фрагмент и какие функции он выполняет. Не бросайтесь с ходу «упрощать» слишком сложную, на ваш взгляд, схему, добром это кончается очень редко. Начинайте переделывать схему только после того, как убедитесь, что первоначальный вариант работоспособен. К сожалению, довольно часто встречаются авторы, которые, начитавшись справочников и учебников, но ни разу не державшие в руках паяльник, создают свои

схемы. По теории они работоспособны, а на практике работать и не собираются. Найти ошибку в такой схеме, не используя паяльник и детали, может только весьма «солидный» радиолюбитель-практик. Надеюсь, все читатели этой книги со временем ими станут.

2.1. Проектирование цифровых устройств

Стандартные схемы

Все схемы состоят из отдельных «кирпичиков», и, зная, как они работают, можно догадаться, как будет работать (по какому алгоритму) и все устройство. Но это правило обратимо: зная, как работают отдельные «кирпичики» и имея перед глазами алгоритм работы будущего устройства, нетрудно нарисовать его схему.

Именно этим мы и будем заниматься в этой части. Как работают отдельные «кирпичики», подробно (на мой взгляд) описано в первой части книги.

Начнем с самых простых «кирпичиков» — генераторов. Несмотря на свою простоту, генераторы — сверхуниверсальные схемы, и на их основе можно создать множество самых разнообразных устройств.

Простейшую «пищалку» можно сделать, если к выходу обычного генератора, работающего на частотах, слышимых человеком, подключить какой-нибудь излучатель звука: динамическую головку (рис. 2.1, а) или пьезокерамический звукоизлучатель (рис. 2.1, б).

Динамическая головка («динамик») работает по принципу электромагнита. Ее основная часть — диффузор, имеющий чаще всего конусообразную форму, на вершине которого намотана катушка. Катушка помещена в сильное магнитное поле, создаваемое постоянным магнитом (он есть в любом динамике). При подаче на вывод катушки электрического сигнала в ней создается магнитное поле. Оно или складывается, или вычитается с полем постоянного магнита, и катушка, а вместе с ней и диффузор или притягиваются, или выталкиваются (в зависимости от полярности приложенного к выводам динамика напряжения) из поля постоянного магнита. Диффузор динамика имеет сравнительно большую площадь, поэтому при изменении своего положения в пространстве он колеблет довольно большие массы воздуха. А колебания воздуха — это не что иное, как звук.

У всех динамиков очень небольшой коэффициент полезного действия, не превышающий десятков процентов (т. е. только 20...50% приложенной к динамику мощности превращается в звук), и низкое сопротивление катушки (обычно 2...8 Ом). Непосредственно к выходу микросхемы динамик подклю-

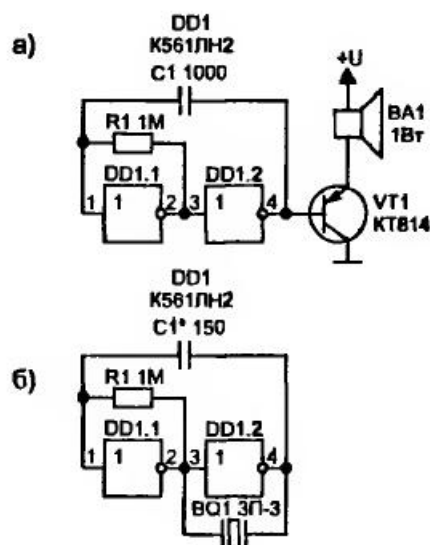


Рис. 2.1. Простейшие генераторы звуковых сигналов

чать нельзя — он вызовет короткое замыкание, и микросхема в лучшем случае просто перестанет работать. Чаще всего динамик подключают через усилитель тока на транзисторе (см. рис. 2.1, а) или через дифференцирующий конденсатор емкостью в десятки микрофарад. Второй (холодный) вывод катушки динамика соединяют или с общим проводом, или (очень редко) с шиной питания $\ast+U\ast$.

Громкость излучаемого динамиком звука в схеме на рис. 2.1, а довольно велика (при напряжении питания, равном 9 В, и сопротивлении катушки динамика 8 Ом — около 5 Вт), для уменьшения ее последовательно с динамиком можно включить резистор сопротивлением 20...100 Ом и мощностью рассеивания около 1...0,5 Вт. Громкость звука также можно уменьшить, уменьшив напряжение питания схемы. Между выходом генератора и базой транзистора VT1 резисторы включать нежелательно — громкость звука уменьшится, но транзистор начнет сильно греться. А перегрев для него очень опасен.

Пьезокерамический звукоизлучатель (к сожалению, сокращенного имени для него до сих пор не придумали) от динамика отличается тем, что сопротивление между его выводами на постоянном токе близко к бесконечности — в этом он очень похож на обычный конденсатор. Поэтому подобные излучатели можно подключать к выходам цифровых микросхем непосредственно, безо всяких усилителей тока.

На свете существуют вещества, которые способны под воздействием приложенного к ним напряжения изменять свою форму (сжиматься и расширяться). Наиболее ярко этот эффект выражен у титаната бария, кварца и специальной пьезокерамики. Последняя наиболее дешева и крайне проста в изготовлении. Поэтому многочисленные и самые разнообразные излучатели звука делают именно на основе пьезокерамики. Ее преимущества — высокий КПД (до 80%), практически неограниченный частотный диапазон (он ограничивается только значительной емкостью пластины пьезокерамики), а также наличие ярко выраженной резонансной частоты (для излучателя типа ЗП-3 она равна примерно 1...2 кГц), на которой КПД излучателя достигает 100%. Кроме того, он способен работать с сигналами любой, даже ничтожно малой амплитудой.

Принцип действий пьезокерамического звукоизлучателя крайне прост: под воздействием приложенного к выводам плоской пьезокерамической пластины напряжения пластина изгибается в ту или иную сторону (в зависимости от полярности приложенного напряжения), а так как пластина «намертво» приклеена к металлическому диффузору, то последний колеблется вместе с ней и заодно сотрясает воздух. Так электричество превращается в звук.

Так же как и у конденсатора, сопротивление пьезокерамического звукоизлучателя носит емкостный характер (его емкость — около 0,1 мкФ) и рассчитывается по тем же формулам. Громкость звука, излучаемого пьезокерамикой, максимальна на некоторой резонансной частоте, на всех остальных частотах она заметно снижается.

Рабочую частоту генераторов, изображенных на рис. 2.1, можно изменять в широких пределах, если заменить постоянный резистор R1 переменным или подстроечным. Сопротивление переменного (подстроечного) резистора можно уменьшить в десятки раз, увеличив во столько же раз емкость конденсатора C1.

Вообще в большинстве схем генераторов сопротивление и емкость частотодающих элементов можно изменять в широких пределах, но при этом, для того чтобы частота генератора осталась неизменной, произведение емкости на сопротивление в тех же единицах должно остаться неизменным. Для КМОП-микросхем сопротивление резистора не должно быть меньше 1 кОм.

На современных цифровых микросхемах можно собрать устройства и посложнее простейшего генератора, например звуковой маяк (рис. 2.2). Этот маяк работает в прерывистом режиме: 1 секунду он «пищит», 20 секунд — молчит, потом опять пискнет и снова заткнется... И так до тех пор, пока не отключится напряжение питания или не разрядится батарейка (аккумулятор).

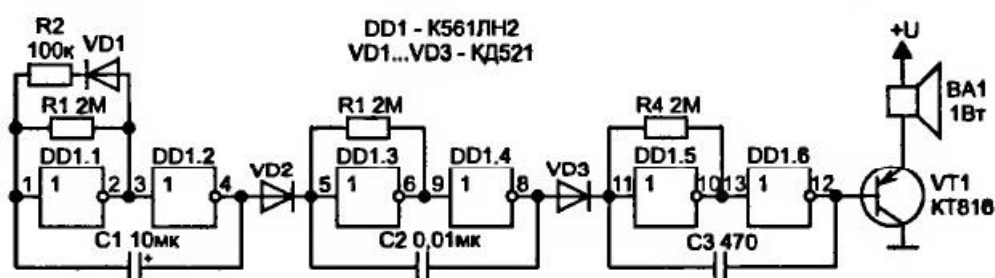


Рис. 2.2. Звуковой маяк

Устройство представляет собой три генератора разных частот, управляющих друг другом. Первый генератор, собранный на элементах DD1.1 и DD1.2, самый главный, и при уровне лог. «1» на его выходе все остальные генераторы не работают. Благодаря дополнительной цепочке R2VD1, включенной параллельно основному резистору R1, длительность уровня лог. «0» на выходе элемента DD1.2 уменьшилась с 20 до примерно 1 секунды. При уровне лог. «1» на выходе этого инвертора диод VD1 закрыт приложенным к нему обратным напряжением, и ток течет только через резистор R1 сравнительно большего сопротивления.

При уровне лог. «1» на выходе первого генератора все остальные генераторы заторможены и транзистор VT1 закрыт «единицей» на выводе 12 DD1.6. Когда же на выходе элемента DD1.2 появляется уровень лог. «0», диод VD2 закрывается приложенным к нему обратным напряжением и второй генератор (DD1.3 и DD1.4) начинает работать с частотой около 36 Гц. С такой частотой он будет включать третий, высокочастотный (760 Гц) генератор, и в динамике BA1 будет звучать короткий прерывистый звук. Прерывистый сигнал различим гораздо лучше, чем простой одночастотный тон. Рабочие частоты каждого генератора можно изменять в широких пределах подбором соответствующих элементов. Но при этом нужно соблюдать правило: чем правее по схеме расположен генератор, тем выше должна быть его рабочая частота. В противном случае ничего не получится.

Транзистор VT1 может быть любым структуры р-п-р, с током коллектора более 1 А. Если все диоды и конденсатор C1 «развернуть» на 180°, то этот транзистор нужно заменить транзистором структуры п-р-п, его коллектор соединить с шиной «+U», а эмиттер через динамик — с общим проводом. Надеюсь, вы сами догадаетесь, чем вызваны такие изменения (намек: в режиме молчания на выходах всех генераторов присутствуют «нули»).

Разновидность звукового маяка — двухтональная сирена, очень похожая на милицeйскую. Ее единственное отличие от «настоящей» сирены — сигналы с разной частотой переключаются резко, а не плавно, т. е. звук не «плавает» — сирена не завывает. «Завывающую» сирену сделать гораздо труднее двухтональной.

Простейший вариант сирены, собранный по «стандартным» схемам, изображен на рис. 2.3, а. Генератор на элементах DD1.1 и DD1.2 работает на частоте около 4 Гц и попеременно переключает два остальных генератора, генерирующих разные тона. При уровне лог. «0» на выходе элемента DD1.2 работает нижний генератор (DD1.5 и DD1.6), а верхний — блокируется; на его выходе присутствует уровень лог. «0», который закрывает диод VD3. Через диод VD4 транзистор VT1 периодически открывается с частотой нижнего генератора, и в динамике BA1 звучит более низкий тон.

Когда на выходе элемента DD1.2 появится уровень лог. «1», нижний генератор заблокируется (на выводе 10 элемента DD1.5 — уровень лог. «0», закрывающий диод VD4), а верхний — запустится. Он работает на несколько большей частоте, чем нижний, и в динамике BA1 зазвучит более высокочастотный тон. Потом генераторы тона снова переключаются.

Резистор R4 нужен для ускорения процесса разряда межэлектродных емкостей транзистора. Его можно убрать без ущерба для схемы.

Единственный недостаток схем, изображенных на рис. 2.2 и 2.3, а — в режиме молчания, когда соответствующий генератор заблокирован открытым дио-

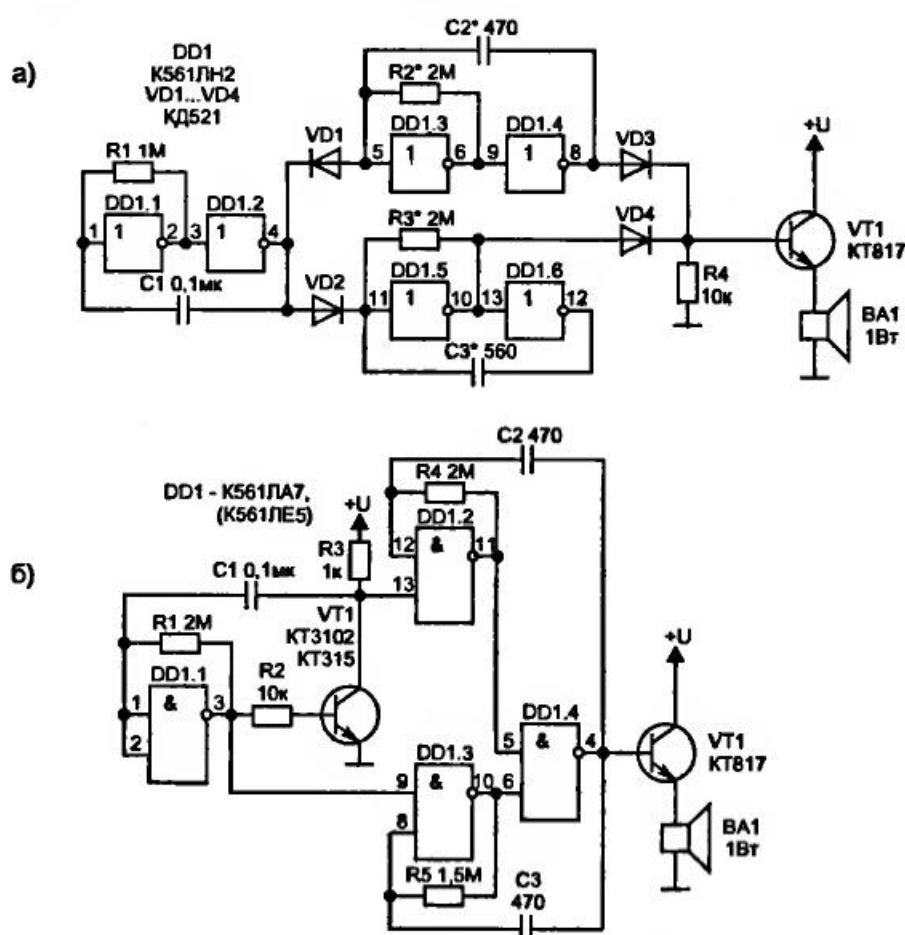


Рис. 2.3. Двухтональные сирены

дом, через частотоподающий резистор протекает некоторый сквозной ток. Для того чтобы его уменьшить, сопротивления резисторов должны быть максимально возможными.

Второй вариант сирены, собранный по несколько нестандартной схеме, изображен на рис. 2.3, б. Схема сирены построена на основе двухвходовых логических элементов, работу которых можно блокировать по одному из входов.

Низкочастотный генератор собран на элементе DD1.1 и инверторе на транзисторе VT1. Надобность в транзисторе возникла из-за того, что все четыре элемента микросхемы используются в других целях и заменить их чем-нибудь гораздо сложнее. А вводить в схему еще одну микросхему ради одного-единственного инвертора невыгодно. Работает такой генератор точно так же, как и все описанные ранее.

Этот генератор управляет двумя высокочастотными генераторами с общим инвертором — элементом DD1.4. Когда на выводе 3 элемента DD1.1 уровень лог. «1», транзистор VT1 открывается и уровень лог. «0» запрещает работу элемента DD1.2 (на его выходе — уровень лог. «1», который не влияет на работу инвертора DD1.4). Работает элемент DD1.3, а элемент DD1.4 выполняет функцию инвертора. Частота звука определяется номиналами цепочки R5C3.

Когда уровни на выходах низкочастотного генератора сменяются на противоположные, элемент DD1.3 заблокируется (на его выходе — уровень лог. «1»), а элемент DD1.2 начнет работать как генератор. В этом случае частота сигнала (звука) определяется номиналами цепочки R4C2.

Номиналы деталей обеих RC-цепочек могут быть самыми разнообразными. Для настройки частоты тонов сирены, так чтобы она звучала «внушительней», оба резистора временно можно заменить переменными с любым максимальным сопротивлением (но не менее 10 кОм). Подбирая конденсаторы и вращая движки резисторов, добиваются «правильного» звучания. После этого остается только впаять конденсаторы в схему. Измерив сопротивление переменных резисторов, их заменяют постоянными такого же номинала.

В схеме сирены использована микросхема К561ЛА7. Ее можно непосредственно заменить микросхемой К561ЛЕ5. При этом вносить какие-либо изменения в схему устройства не нужно.

На одной логической микросхеме можно собрать универсальный пробник для проверки исправности большинства используемых радиолюбителями радиодеталей. Его схема изображена на рис. 2.4.

Пробник состоит из генератора прямоугольных импульсов (DD1.1 и DD1.2) и буферного усилителя-инвертора (DD1.3 и DD1.4). Схема генератора никаких особенностей не имеет, частоту колебаний можно изменить с помощью переключателя SA1. В качестве резистора R1 можно использовать подстроечный резистор, в таком случае емкости обоих конденсаторов желательно увеличить в 10...50 раз.

В режиме проверки исправности радиодеталей щупы X1 и X2 должны быть замкнуты. Если теперь замкнуть (соединить друг с другом) щупы X3 и X4, оба светодиода HL1 и HL2 ярко загорятся. Произошло это из-за того, что на выходах элементов DD1.3 и DD1.4 присутствуют противофазные сигналы (когда на

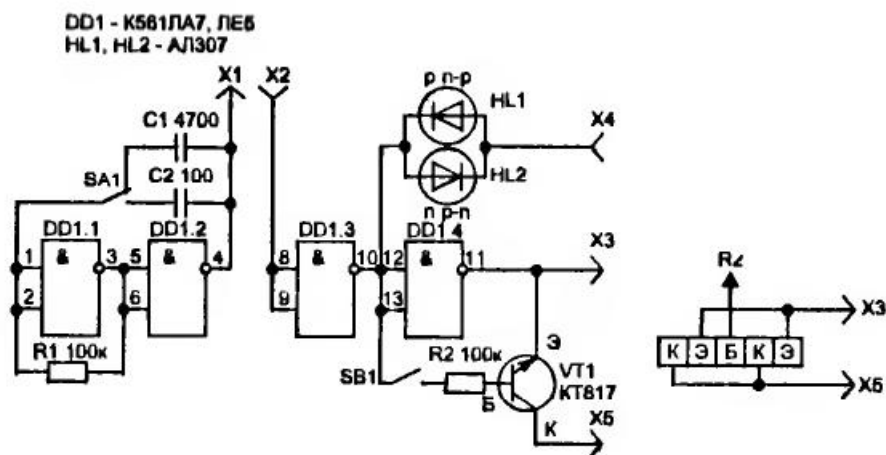


Рис. 2.4. Пробник для проверки исправности радиодеталей

выходе одного элемента уровень лог. «0», на выходе другого — лог. «1», и наоборот), поэтому в течение одного полупериода светится светодиод HL1, а в течение другого — HL2. То есть они как бы «перемаргиваются». Но так как частота колебаний генератора гораздо выше максимальной различимой человеческим глазом частоты, то это «моргание» воспринимается как непрерывное свечение.

Если между щупами X3 и X4 включить резистор сопротивлением до 47 кОм, то яркость свечения светодиодов уменьшится, причем равномерно для обоих светодиодов. Произошло это потому, что резистор уменьшил протекаемый через светодиоды ток. По яркости свечения светодиодов можно приблизительно оценить сопротивление резистора.

То же самое произойдет, если вместо резистора включить конденсатор. На переменном токе конденсатор обладает емкостным сопротивлением, которое зависит от частоты сигнала. Переключая переключатель SA1 и чередуя подключение к щупам X3 и X4 измеряемого и эталонного (т. е. того, емкость которого известна) конденсаторов, по яркости свечения светодиодов можно определить емкость измеряемого конденсатора. На большинстве отечественных конденсаторов емкость менее 1000 пФ чаще всего не обозначают, и без подобного пробника узнать ее практически невозможно. А если вы не знаете емкость конденсатора и не можете ее узнать — такой конденсатор вам никогда не пригодится.

Если между щупами X3 и X4 включить диод, то один из светодиодов HL1 или HL2 должен погаснуть. Произошло это из-за того, что исправный диод пропускает через себя только одну полуволну переменного напряжения. По номеру светящегося светодиода можно определить, где у диода анод, а где — катод. Если же ни один светодиод не светится или светятся оба светодиода, значит, диод неисправен. В первом случае его выводы находятся в обрыве, а во втором — накоротко замкнуты.

По такому же принципу можно определить цоколевку биполярного транзистора — любой биполярный транзистор можно рассматривать как два соединенных определенным образом диода (см. рис. 1.10). Первым делом нужно «найти» вывод базы. Взяв транзистор одним из щупов за базовый вывод, а другим поочередно касаясь выводов коллектора и эмиттера, убедиться что всегда загорается один и тот же светодиод. В противном случае этот вывод — не база. Если вы

никак не можете «найти» вывод базы или если одновременно загораются оба светодиода, значит, транзистор или полевой, или неисправный.

После того как вы «найдете» вывод базы, коснитесь щупами X3 и X4 выводов коллектора и эмиттера. Светодиоды не должны загореться. Но у некоторых мощных транзисторов эти два вывода зашунтированы защитным диодом, поэтому один из светодиодов может разогреться. Если светятся оба светодиода — транзистор неисправен.

Убедиться в исправности транзистора, а также определить его цоколевку и наличие защитного диода можно, если включить его по схеме усилителя, вставив в специальную панельку. В схеме пробника на рис. 2.4 проверяемый транзистор изображен схематически; при подключении его к схеме нужно соблюдать цоколевку выводов. Щуп X4 и X5 нужно соединить друг с другом (вообще их можно соединить «навсегда» прямо на плате пробника, тогда у него будет только четыре щупа, но тогда, чтобы приступить к измерению параметров и проверке исправности других элементов, транзистор нужно будет вытащить из панельки). Если проверяется транзистор с защитным диодом, то один из светодиодов должен загореться, если же диода нет, то ни один из светодиодов не должен светиться. Теперь нажмите на кнопку SB1. Один из светодиодов должен загореться (транзистор периодически открывается и пропускает одну из полуволн переменного напряжения). Если загорелся светодиод HL1, то транзистор структуры p-n-p, если HL2 — p-p-n. Если светодиод светится очень слабо, то или транзистор неисправен (слишком малый коэффициент $h_{21Э}$), или вы вместо транзистора включили диодную (варикапную) сборку. Сейчас для миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры часто выпускают несколько отдельных деталей в одном корпусе. К ним относятся и диодные сборки. Сдвоенный диод — варикап KBC111 прозванивается обычными методами так же, как и любой исправный транзистор структуры p-n-p без защитных диодов; по корпусу его тоже очень трудно отличить от транзистора. Но коэффициент $h_{21Э}$ у такого «транзистора» меньше «единицы».

Для удобства проверки исправности транзистора на плату пробника желательно припаять «обломок» стандартной панельки под микросхему в корпусе DIP (наиболее распространенный «микросхемный» корпус) с 5 гнездами. Эти гнезда нужно соединить между собой и со схемой так, как это показано на рисунке. В такой панельке можно проверять транзисторы с любой цоколевкой выводов, не изгибая слишком сильно их выводы.

Сопротивление резистора R2 нужно подобрать таким образом, чтобы при вставленном щупе X4 в базовое гнездо панельки (без транзистора) и замкнутой кнопке SB1 светодиоды не светились или светились, но очень слабо. При установке в панельку исправного транзистора соответствующий светодиод должен ярко загореться.

С помощью этого пробника можно проверять исправность динамиков и пьезоизлучателей, а также приблизительно оценивать емкость последних (чем больше емкость, тем громче звук и ниже резонансная частота). Подключать их нужно к щупам X3 и X4, предварительно переведя переключатель SA1 в нижнее по схеме положение (в верхнем по схеме положении движка этого переключо-

чателю генератор генерирует ультразвук, который человек не слышит). Проверяемый прибор должен начать издавать писк, а оба светодиода начнут ярко светиться. По наличию писка можно убедиться в исправности любого излучателя звука. Протекающий через проверяемый прибор ток настолько мал, что вывести из строя практически невозможно. Но из-за небольшого тока к «писку» приходится «прислушиваться».

Этот пробник можно также использовать в качестве генератора и логического пробника. Для этого щупы X1 и X2 нужно разомкнуть. Щуп X1 — выход генератора, X2 — высокоомный вход логического пробника. При уровне лог. «1» на щупе X2 светится светодиод HL1 (щупы X3 и X4 должны быть замкнутыми), а при уровне лог. «0» — светодиод HL2. Входное сопротивление логического пробника близко к бесконечности. Между выводами 7, 8 и 9 микросхемы DD1 желательно включить резистор сопротивлением в несколько мегом.

Светодиоды HL1 и HL2 желательно использовать одного типа и одинакового цвета свечения — по соотношению их яркости свечения можно много чего сказать о проверяемом элементе. Яркость свечения разноцветных светодиодов при одинаковом протекающем через них токе не совпадает. Для этой схемы больше всего подходят красные отечественные светодиоды типа АЛ307А, Б в красном прозрачном корпусе (должен быть виден кристалл).

Если этот пробник оснастить несложной приставкой, схема которой изображена на рис. 2.5, то в результате получится измеритель частоты — **частотомер**. Измеряемую частоту нужно подавать на щуп X2 (щуп X1 в это время никуда не подключен), а левую по схеме обкладку конденсатора C1 нужно соединить с выходом элемента DD1.4.

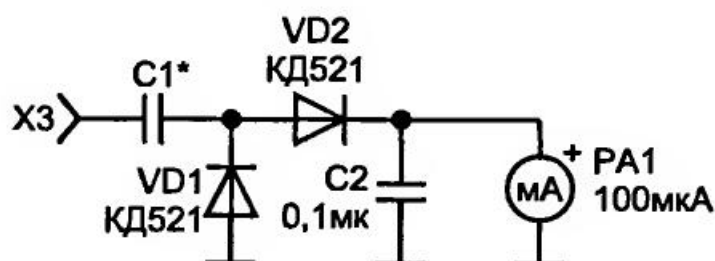


Рис. 2.5. Простейший частотомер (приставка к пробнику на рис. 2.4)

Приставка — частотомер — работает следующим, весьма нехитрым образом. На левую по схеме обкладку конденсатора C1 поступают сигналы одинаковой амплитуды, но разной частоты. Емкостное сопротивление конденсатора линейно зависит от частоты, Поэтому протекающий через конденсатор ток равен

$$I = U_{cc} / X_c,$$

где U_{cc} — напряжение питания приставки,

X_c — емкостное сопротивление конденсатора.

Этот ток и измеряет микроамперметр PA1. Он должен быть рассчитан на измерение тока, не превышающего 1 мА.

На диодах VD1 и VD2 собран однополупериодный выпрямитель; конденсатор C2 необязателен.

К сожалению, шкала этого частотомера нелинейна, поэтому в процессе настройки придется немножко помучиться. Вначале конденсатор С1 заменяют переменным резистором сопротивлением 100 кОм, и все устройство подключают к щупу ХЗ пробника; его выводы Х1 и Х2 нужно соединить друг с другом. Изменяя сопротивление переменного резистора, устанавливают стрелку измерительного прибора в крайнее правое положение. После этого переменный резистор отключают и измеряют его сопротивление. Таким должно быть емкостное сопротивление конденсатора С1 на наибольшей измеряемой частоте. Зная частоту и емкостное сопротивление, можно вычислить емкость конденсатора. Так, например, если частотомер должен измерять частоту в диапазоне 0...1000 Гц, а емкостное сопротивление равно 47 кОм, то емкость конденсатора С1 должна быть $C1 = 1/(2\pi fX_c) = 1/(2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 47000) = 3,39 \cdot 10^{-9}$ Ф или 3,39 нФ (3390 пФ). Для диапазона 0...10 кГц емкость конденсатора должна быть в 10 раз меньше (339 пФ), а для диапазона 0...100 Гц — в 10 раз больше (33,9 нФ). После этого нужно отградуировать шкалу частотомера, включая вместо конденсатора С1 резисторы с любым сопротивлением (но больше 47 кОм). Стрелка микроамперметра несколько отклонится, это ее положение будет соответствовать частоте, равной $f = 1/(2\pi C \cdot R)$, где $C = 3,39 \cdot 10^{-9}$ Ф, а R — сопротивление резистора. Шкала частотомера нелинейна, поэтому для большего удобства в работе на ней нужно сделать как можно больше делений.

Единственный недостаток такого частотомера — конденсаторы (С1) обладают значительным разбросом емкостей, достигающим до 30...90%. Из-за этого точность измерения частоты очень невелика. В качестве конденсатора С1 желательно использовать современные пленочные конденсаторы в пластмассовом корпусе. Малогабаритные керамические конденсаторы использовать нельзя (т. е. нежелательно).

Максимальная частота, которую можно измерить таким частотомером, не превышает 2 МГц (она ограничена максимальной частотой переключений элементов микросхемы DD1). Использовать приставку — частотомер — независимо от пробника можно только в том случае, если амплитуда переменного сигнала равна 9 В (именно такое напряжение питания пробника), в противном случае частотомер будет «врать», завышая или занижая показания.

Напряжение питания пробника — частотомера должно быть стабилизированным — от этого зависит точность измерения частоты. Для стабилизации напряжения очень удобны специализированные микросхемы серии КР142ЕН или, сокращенно, КРЕН (рис. 2.6). Они недороги, широко распространены и требуют подключения минимального количества внешних элементов (в большинстве случаев равного нулю — конденсаторы С1 и С2 необязательны). Напряжения стабилизации разных микросхем приведены в маленькой табличке на рис. 2.6, входное напряжение должно как минимум на 2 В превышать напряжение стабилизации, но не должно превышать 15 В для микросхем КРЕН5, 35 В — для КРЕН8 и 45 В — для КРЕН9. В противном случае вход соединится внутри микросхемы с выходом и на нагрузку подастся высокое, опасное для нее, напряжение.

До сих пор мною рассматривались только простейшие схемы, поэтому о том, как их «создали», я не говорил. Но для того чтобы перейти к созданию бо-



Рис. 2.6. Стабилизатор напряжения на микросхемах КРЕН5, КРЕН8 и КРЕН9

лее сложных схем, нужно ввести два новых понятия — алгоритм и блок-схема. Без этих двух вещей собрать что-нибудь сложнее генератора невозможно.

Алгоритм — это принцип действия данного устройства. Например, двухтональная сирена (рис. 2.3) работает по следующему алгоритму: в течение примерно 0,3 секунды работает генератор частоты 750 Гц, в течение следующих 0,3 секунды — генератор частоты 800 Гц, потом снова включается генератор на 750 Гц, и так до бесконечности. Алгоритм — это разновидность описания «технических характеристик», но гораздо более подробное. У двухтональной сирены алгоритм работы примитивный — в этой книге он занимает всего четыре строчки; в то же время существуют не очень сложные устройства, описание алгоритма работы которых занимает несколько страниц. Алгоритм — это подробнейшее описание всего того, что должно обеспечивать разрабатываемое вами устройство. Не имея перед глазами бумажки с алгоритмом, создать «правильную» схему почти невозможно. Как вы можете сделать то, о работе чего ничего не знаете?

Блок-схема — это «вторая» и предпоследняя ступенька в создании схемы устройства. На блок-схеме упрощенно (в виде «черных ящиков») рисуются функциональные узлы (генератор, счетчик, память) будущего устройства, так чтобы его работа в точности соответствовала алгоритму.

Блок-схема упомянутой выше двухтональной сирены изображена на рис. 2.7. Генератор G1 частоты 3 Гц попеременно включает или G2, или G3 (об этом говорит то, что один из выходов генератора инверсный). Но это относится к схеме на рис. 2.3, б. У схемы на рис. 2.3, а вход одного из высокочастотных генераторов инверсный). Сигнал с выходов генераторов поступает на смеситель, где он мультиплексируется в одну линию (на рис. 2.3, а смеситель выполнен на диодах VD3, VD4, а на рис. 2.3, б в качестве смесителя используется единый для обоих генераторов инвертор DD1.4), после чего усиливается усилителем (транзистором). С выхода схемы сигнал поступает на излучатель звука.

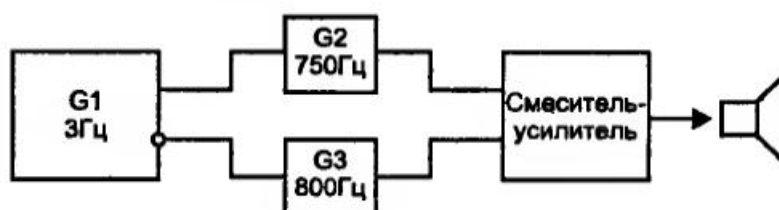


Рис. 2.7. Блок-схема двухтональной сирены

Для одного и того же устройства, работающего по неизменному алгоритму, можно нарисовать две и более блок-схем. «Все дороги ведут в Рим», причем отличия между ними могут быть как незначительными (два одновибратора заменены одним RS-триггером), так и кардинальными — когда полсхемы работает по совершенно иному принципу. Разрабатывать (т. е. превращать в «настоящую» схему, с реальными деталями вместо «черных ящиков») нужно все блок-схемы, и только в самом конце можно выбрать наиболее «выгодную» (привлекательную) схему, которая проще, дешевле стоит, потребляет меньший ток или более удобна в управлении. Критериев выбора может быть больше — я перечислил только самые главные. Но перед этим выбором желательно забыть о существовании метода «научного тыка» и еще одного очень популярного русского обычая — привычки полагаться на авось. Умный в гору не пойдет — умный гору обойдет. Случайным в электронике бывает только короткое замыкание.

Давайте теперь попытаемся создать устройство типа «бегущих огней». Алгоритм его работы такой: 8...10 светодиодов расположены по кругу и переключаются «друг за другом» так, чтобы создавалось впечатление, что «огонь» «бежит» по кругу.

Для управления множеством светодиодов подходят микросхемы, которые имеют мало входов и много выходов. К таковым относятся счетчики-дешифраторы, сдвигающие регистры и селекторы-мультиплексоры, включенные «наоборот». Блок-схемы устройств на основе этих микросхем нарисованы на рис. 2.8.

Рассмотрим эти схемы по порядку. Самой простой является схема на основе счетчика-дешифратора (рис. 2.8, а), для ее реализации нужно только две микросхемы: набор логических элементов с инверсией для построения генератора и сам счетчик-дешифратор типа К561ИЕ8 или ИЕ9 для управления светодиодами. У этой схемы по кругу «бежит» «точка» из одного светящегося светодиода. На рисунке условно нарисовано только четыре выхода дешифратора, на самом деле их в 2...4 раза больше. Для реализации «бегущих огней» на основе сдвигающего регистра (см. рис. 2.8, б) нужно последний выход регистра через инвертор соеди-

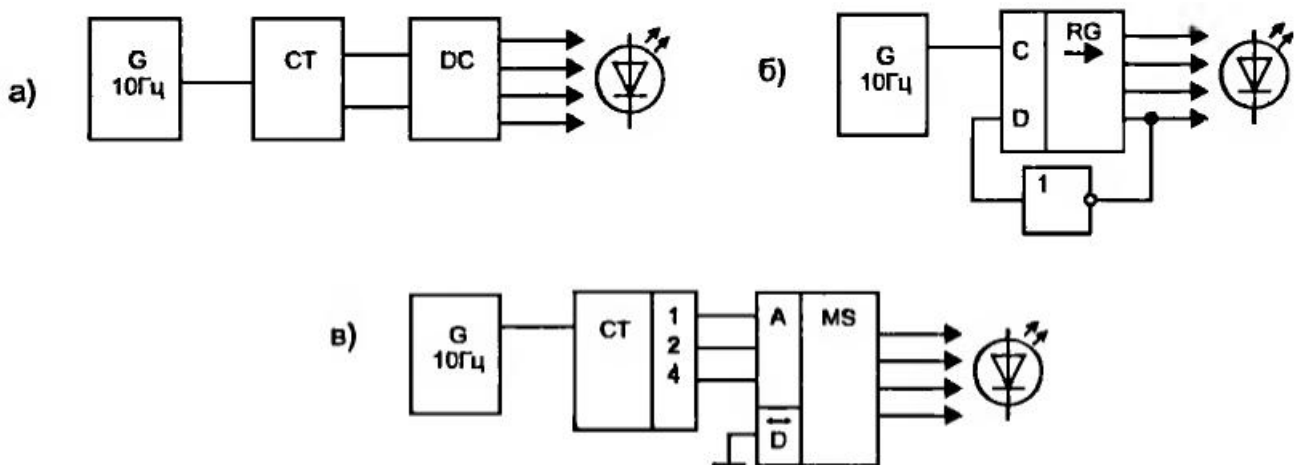


Рис. 2.8. Блок-схемы «бегущих» огней

нить с его входом данных. По такому же принципу работает микросхема К561ИЕ19, рассмотренная выше, но у нее инверсные выходы, а не вход D.

Алгоритм работы этой схемы таков: вначале все светодиоды по очереди загораются, потом так же по очереди гаснут. Схема на основе регистра содержит такое же количество деталей, что и на основе счетчика-дешифратора. Генератор можно собрать на микросхеме, содержащей три и более логических элементов с инверсией, и в качестве дополнительного инвертора «приспособить» «лишний» логический элемент.

Самая сложная схема на основе мультиплексора: она содержит три цифровых микросхемы (генератор, счетчик, мультиплексор). Счетчик СТ (рис. 2.8, в) последовательно «перебирает» адреса выходов мультиплексора (точнее, демultipлексора — приставка «де» означает, что микросхема выполняет противоположную функцию. Кстати, помимо дешифраторов, существуют шифраторы, которые имеют много входов и мало выходов, но среди КМОП-ИМС таковых нет), и единый вход D по очереди соединяется с каждым из выходов. То есть эта схема работает точно так же, как и изображенная на рис. 2.8, а. Но не нужно, сравнив количество деталей, с гневом отбрасывать эту схему в сторону: у нее есть и преимущество, которого нет у всех остальных схем, а именно на вход D селектора можно подать переменное напряжение. Только с помощью переменного тока можно управлять жидкокристаллическими индикаторами, которые постепенно приобретают все большее распространение.

Как видно, в любой схеме — и в простой, и в более сложной — есть свои преимущества и недостатки. Поэтому при выборе блок-схемы нужно не только подсчитывать количество микросхем и всех остальных деталей (хотя, чем их меньше, тем лучше), но и сопоставлять преимущества и недостатки.

Схемы всех трех вариантов «бегущих огней» нарисованы на рис. 2.9. Как они работают, объяснять я не буду — вы это уже знаете лучше меня. Но некоторые пояснения я все-таки себе позволю. На любом входе любой КМОП-микросхемы всегда должен присутствовать какой-нибудь определенный логический уровень. Поэтому все входы «свободных», т. е. неиспользованных логических элементов (на рис. 2.9, а таковыми являются элементы DD1.3 и DD1.4) должны быть соединены с шиной питания. Входы элемента DD1.4 соединены с шиной «+U», так как сделать именно такое соединение при монтаже микросхемы легче всего (для этого достаточно соединить вместе ее выводы 12, 13, 14). Аналогично и с элементом DD1.3, но его входы «ближе» к общему проводу (вывод 7 DD1). Выходы обоих элементов никуда не подключены — выводы можно оставлять «свободными».

Катоды всех светодиодов HL1...HL10 соединены между собой и через токоограничивающий резистор R2 подключены к общему проводу. Выходной ток микросхемы невелик, поэтому, если напряжение питания микросхемы не превышает 9 В, резистор R2 можно вообще закортить. При этом яркость свечения светодиодов повысится, увеличится также и нагрев корпуса микросхемы. На какой именно вход С счетчика подавать сигнал — безразлично; учитывая, что ко входу сброса R все равно придется «тянуть» общий провод, логично при этом «зацепить» этой дорожкой и один из входов С, т. е. вывод 13 микросхемы. Впрочем, можно вывод 14 соединить с выводом 16, а генератор подключить к выводу 13 счетчика.

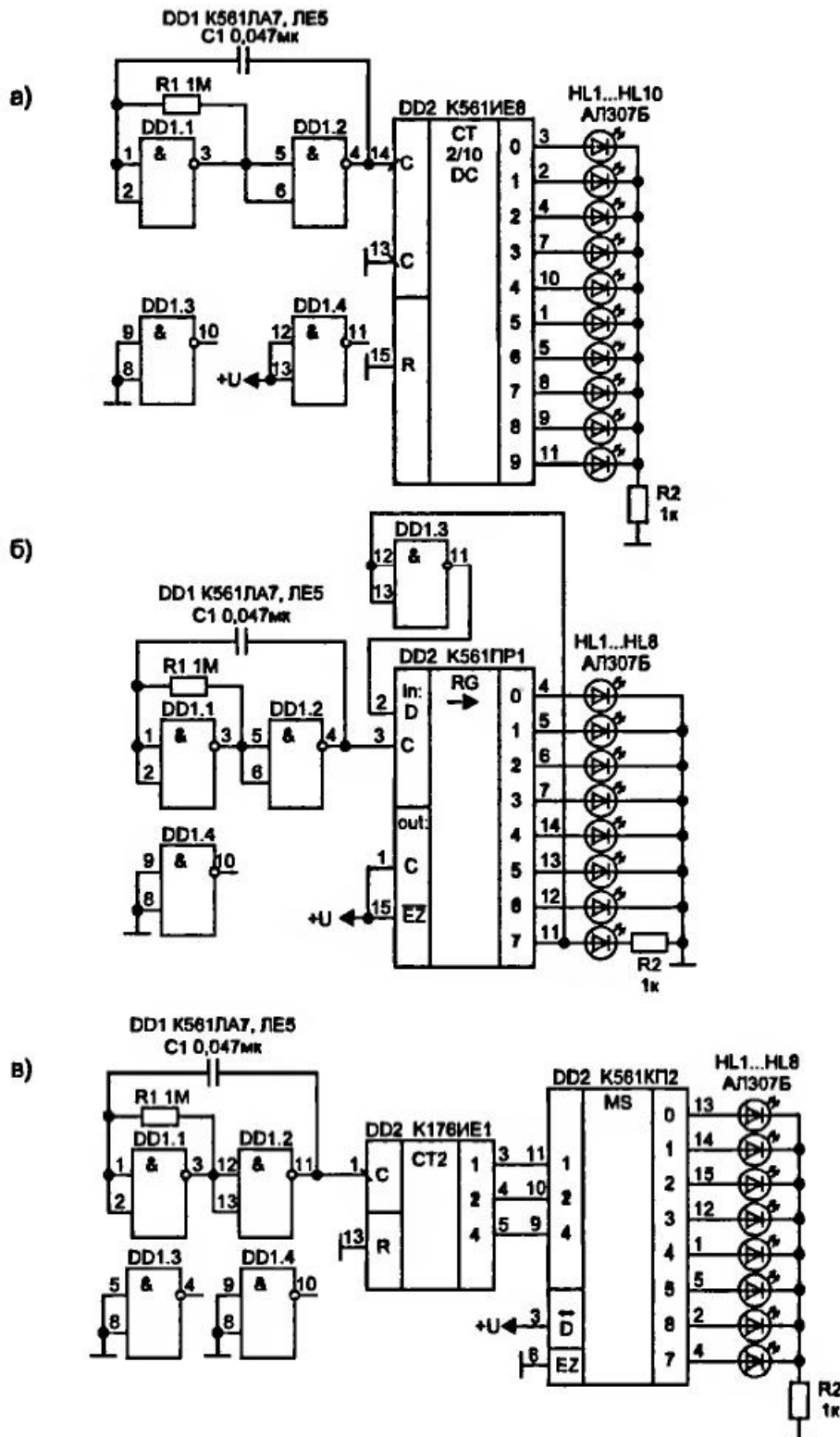


Рис. 29. Схемы «бегущих» огней

В некоторых случаях счетчик может начать «брыкаться», и «огонь» будет перемещаться по кругу не плавно, а рывками, резко и непредсказуемо перескакивая с одного светодиода на другой, находящийся довольно далеко от первого. Чаще всего это связано с малой крутизной импульсов генератора. Для устранения этого дефекта можно последовательно с конденсатором С1 включить резистор сопротивлением 1...10 кОм и (или) между выходом генератора и входом

счетчика включить один-два «свободных» логических элемента. Также устранить этот дефект можно, если между выходом генератора и общим проводом поставить конденсатор емкостью около 100 пФ.

В схеме с использованием сдвигающего регистра (рис. 2.9, б) катоды всех светодиодов лучше всего соединить с общим проводом непосредственно или через индивидуальные для каждого светодиода резисторы. Поставить один общий для всех светодиодов резистор нельзя: протекающий через резистор ток не зависит от количества включенных светодиодов, т. е. все 8 светодиодов будут светиться в 8 раз слабее, чем один-единственный. Резистор R2 в старшем разряде регистра обязателен. Дело в том, что падение напряжения на светящемся светодиоде не превышает 2...3 В, т. е. на выходах 0...6 регистра, при уровне лог. «1» на них, напряжение равно не «+U» (9 В), а 2...3 В. Для регистра такой режим безопасен, но напряжение переключения инвертора DD1.3 равно 2,7...3,3 В, т. е. он может не переключаться. Благодаря резистору R2 напряжение на выходе 7 DD2 равно 5...6 В при уровне лог. «1».

Подав на вывод 15 микросхемы DD2 уровень лог. «0», можно погасить все светодиоды, и ток потребления устройства значительно снизится. Для того чтобы сделать его еще меньшим, нужно остановить генератор, подав на один из входов элемента DD1.1 запрещающий (блокирующий) его работу уровень, предварительно отключив этот вход от RC-цепочки. Если генератор собран на микросхеме ЛА7, то один из входов элемента DD1.1 можно соединить со входом EZ регистра — так будет легче управлять работой схемы. Если в генераторе используется микросхема ЛЕ5, то элемент DD1.4 нужно будет задействовать для инверсии сигнала.

Схема на селекторе-мультиплексоре (рис. 2.9, в) никаких особенностей не имеет. В качестве счетчика DD2 можно использовать абсолютно любой счетчик, имеющий три и более разряда. Если используется двоично-десятичный счетчик, то его выход 8 нужно соединить со входом сброса R (в таком случае общий провод ко входу сброса подключать не надо). На вход-выход D микросхемы DD3 можно подавать сигналы любой полярности и амплитуды. Подав на вход EZ уровень лог. «1», можно погасить все светодиоды.

Во всех схемах светодиоды можно заменить на лампочки накаливания. Но, так как лампочки потребляют ток в десятки раз больше, чем светодиоды, то включать их можно только через усилители тока. Лучше всего для этой цели подходят эмиттерные повторители на транзисторах структуры п-р-п. База каждого транзистора подключается к соответствующему выходу микросхемы, коллектор — к шине «+U», а эмиттер через лампочку к общему проводу.

Если сделать так, чтобы частота генератора плавно снижалась до нуля, то у нас получится что-то типа «поля чудес» или рулетки. Схемы подобных генераторов изображены на рис. 2.10, а схема «поля чудес» с генератором на основе триггера Шмитта (см. рис. 2.10, б) — на рис. 2.11.

При нажатии на кнопку SB1 конденсатор C1 практически мгновенно заряжается до напряжения питания. Ток, протекающий через резистор R2, максимален (он зависит от напряжения на выводах резистора), поэтому частота переключения триггера Шмитта, собранного на элементах DD1.2, DD1.3 и резисторах R3 и

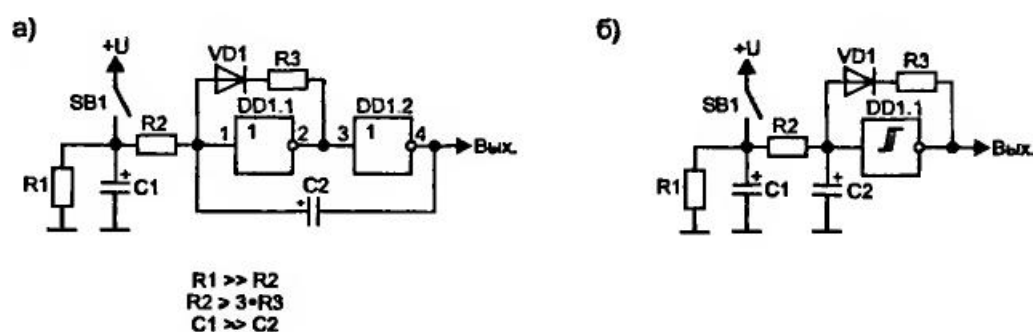


Рис. 2.10. Генераторы с плавным уменьшением частоты колебаний

$R4$, также максимальна. Ее можно изменить подбором емкости конденсатора $C2$. После отпускания кнопки конденсатора $C1$ начинает разряжаться через резистор $R1$ и генератор. Напряжение на нем плавно уменьшается, уменьшается и ток через резистор $R2$, конденсатор $C2$ заряжается все дольше и дольше, и частота генератора плавно уменьшается. Через некоторое время напряжение на конденсаторе $C1$ уменьшится так сильно, что его станет недостаточно для переключения триггера Шмитта, и частота его колебаний станет равной нулю. Счетчик $DD2$ перестанет переключаться, и один из светодиодов $HL1...HL10$ будет светиться постоянно; предсказать его номер практически невозможно.

Но на выходе элемента $DD1.1$ даже в это время будет сохраняться уровень лог. «0». И светодиод будет светиться. Дело в том, что напряжение переключения логического элемента меньше, чем у триггера Шмитта, так как у логических элементов нет гистерезиса переключения. Но через некоторое время конденсатор $C1$ окончательно разрядится через резистор $R1$ и на выходе элемента $DD1.1$ появится уровень лог. «1». Светодиоды погаснут (схема перейдет в режим пониженного энергопотребления, и потребляемый ток станет настолько ничтожным, что его можно будет не учитывать, поэтому выключатель питания необязателен), а счетчик $DD2$ обнулится. Это обнуление необязательно, поэтому вход сброса можно «навсегда» соединить с общим проводом.

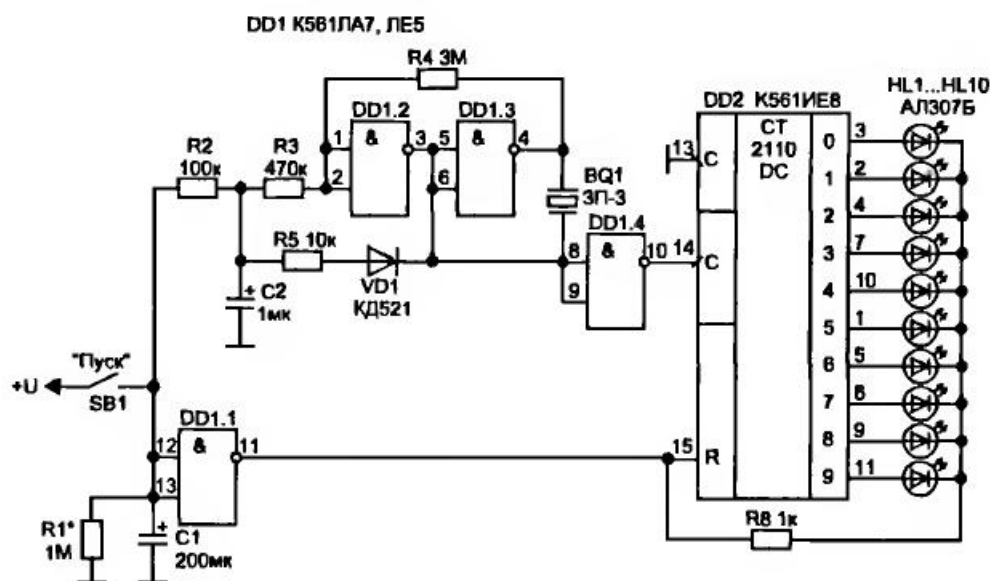


Рис. 2.11. Схема «поля чудес»

Пьезоизлучатель ВQ1 нужен для красоты и большего удобства при работе со схемой, поэтому его можно не ставить. Включен он по противофазной схеме, поэтому громкость звука довольно велика. Инвертор DD1.4 нужен для увеличения крутизны импульсов генератора; его лучше всего подключать не ко входу, а к выходу элемента DD1.3.

Выше были рассмотрены сравнительно простые схемы, которые начинают работать сразу после включения напряжения питания. Но существуют схемы и посложнее, которые нужно долго и нудно настраивать; кроме того, иногда возникает потребность выяснить особенности работы какой-нибудь микросхемы при некоторых комбинациях уровней на ее входах. Значительно облегчить эту нелегкую работу может универсальный логический пробник. Основные требования к нему: он должен иметь как минимум 8 входов-выходов (так как в одном байте 8 бит, кроме того, $2^3 = 8$), через которые должен протекать ничтожный ток, распознавать три логических уровня (лог. «0», лог. «1» и «ничего», т. е. Z-состояние выхода), иметь встроенные генераторы на частоты, примерно 1 кГц и 10 Гц, а также встроенный одновибратор. Индикация — желательна светодиодная — они бывают разноцветными и стоят копейки. Кроме того, устройство должно потреблять небольшой ток и работать в широком диапазоне напряжения питания.

Попытаемся составить по этому алгоритму блок-схему устройства. Первым делом нужно определиться с типом используемых микросхем. Судя по последнему предложению в алгоритме, нам подходят только КМОП-ИМС. Это плохо, так как в серии ТТЛ 8-разрядных микросхем в десятки раз больше. Ну да ладно, обойдемся и двумя 4-х разрядными... Теперь светодиоды. Они бывают разных цветов, поэтому примем, что при уровне лог. «1» на входе должен светиться красный светодиод, при уровне лог. «0» — зеленый, а при отключенном входе пусть оба светодиода погаснут. Так мы заодно и ток сэконоим.

Для уменьшения количества микросхем оба светодиода (красный и зеленый) нужно включить встречно-параллельно, а все устройства перевести в динамический режим работы. Благодаря этому светодиодами можно будет управлять через один выход, а не через два, т. е. количество управляющих светодиодами микросхем снизится в 1,5...2 раза.

Для организации динамического режима на один из выводов соединенных вместе светодиодов нужно подать переменное напряжение. Вырисовывается схема, изображенная на рис. 2.12, а: один из выводов светодиодов подключен к выходу «черного ящика», который управляется импульсами с выходов проверяемой схемы, а на второй, через токоограничивающий резистор — переменное напряжение с выхода генератора.

Половина схемы нарисована. Теперь осталось только разобраться, что именно включить вместо «черного ящика». Вся загвоздка в том, что все цифровые микросхемы реагируют по одному входу только на два разных сигнала, а нам нужно, чтобы на три... Если бы не нужно

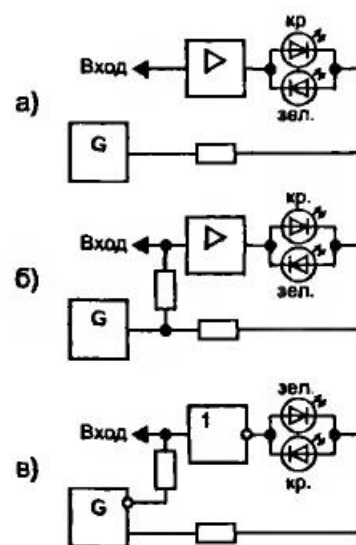


Рис. 2.12. Пояснения в тексте

было индицировать Z-состояние, то вместо «черного ящика» можно было бы включить любой повторитель (инвертор). В случае с повторителем верхний светодиод должен быть красного цвета (когда на выходе повторителя устанавливается уровень лог. «1», то верхний светодиод загорается в те моменты, когда на выходе генератора присутствует уровень лог. «0»; нижний (зеленый) светодиод при уровне лог. «1» на выходе повторителя всегда заперт обратным напряжением, и ток через него не течет, т. е. он не светится). В случае с инвертором светодиоды нужно поменять местами.

С двумя состояниями разобрались, осталось третье. Тут нам на помощь придет теория. Ведь как известно, в Z-состоянии напряжение на выходе равно не $0,5 U_{пит}$, как кажется, а вообще ничему не равно — выход отключен от кристалла микросхемы, и его можно использовать в качестве очень высокоомного входа. То есть на входе нашего пробника при Z-состоянии исследуемого выхода может присутствовать любой уровень. Так как индикация у нас динамическая, то можно попросту соединить вход повторителя через довольно высокоомный (в разумных пределах) резистор с выходом генератора (рис. 2.12, б). При уровне лог. «1» на выходе генератора и отключенном входе на выходе повторителя будет тоже уровень лог. «1»; при «нуле» на выходе генератора, на выходе повторителя также установится «ноль». В обоих случаях разность напряжений на выводах светодиодов равна нулю, и ни один светодиод не светится.

Вот мы и решили неразрешимую на первый взгляд задачу: подавая на единственный вход два разных уровня, получим три разных состояния на выходе. Кстати, если в схеме на рис. 2.12, б повторитель заменить инвертором или если вход повторителя соединить не с прямым, а с инверсным выходом генератора, то получим и четвертое состояние на выходе — будут светиться одновременно оба светодиода. Но нам оно не нужно.

Теперь перейдем к созданию «настоящей» схемы. Кроме 8 повторителей (по числу входов), она должна содержать два генератора, второй (низкочастотный) генератор можно будет превращать в одновибратор. На два генератора требуется четыре инвертора; восьмивходовых повторителей в КМОП-серий нет (кроме регистра К561ИР6, который занимает много места и дорого стоит), поэтому придется использовать два шести входных повторителя типа К561ПУ4. При этом четыре элемента останутся свободными...

Впрочем, кто сказал, что для управления светодиодами можно использовать только повторители уровня? Их вполне можно заменить инверторами, подав управляющий сигнал на входы с инверсного выхода генератора и изменив полярность включения светодиодов (рис. 2.12, в). При этом на четырех оставшихся инверторах можно собрать оба генератора. Так «одним росчерком пера» мы убрали из схемы одну якобы незаменимую микросхему.

Окончательный вариант схемы пробника нарисован на рис. 2.13. На элементах DD1.1 и DD1.2 собран основной генератор частотой около 800 Гц. Прямой выход генератора через резисторы R4...R11 подключен ко входам входных преобразователей — инверторов, а инверсный, через усилитель тока на составном эмиттерном повторителе (VT1 и VT2) — к общим выводам светодиодов. С выхода X9 можно снять довольно мощный сигнал с частотой около 800 Гц; если этот

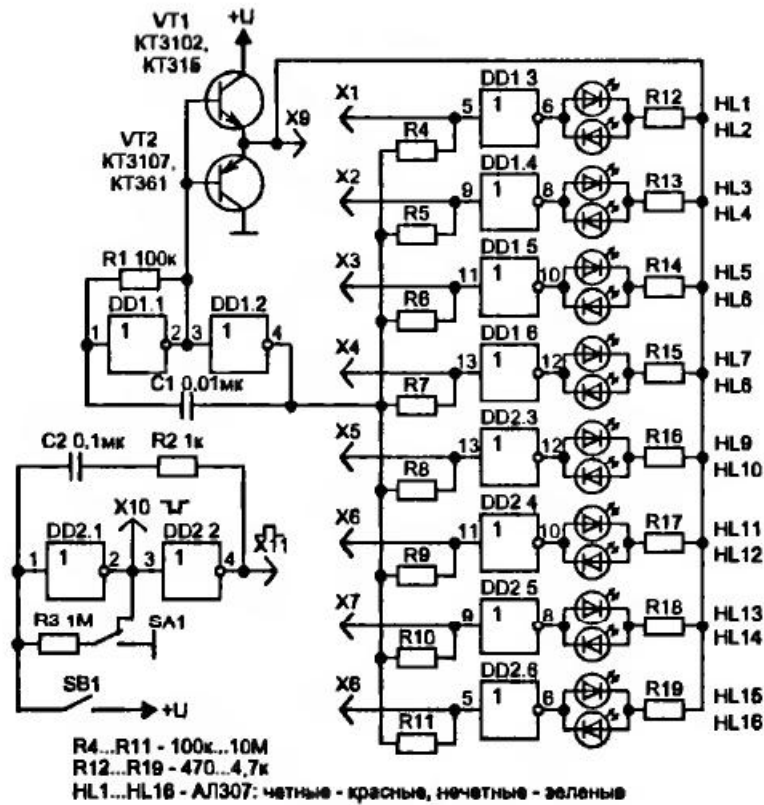


Рис. 2.13. Универсальный 8-ми разрядный логический пробник

сигнал подать на входы $X1...X8$, то оба светодиода в соответствующем разряде загорятся. Этот выход можно использовать для проверки счетчиков с большим коэффициентом деления — чтобы не ждать слишком долго. Низкочастотный генератор собран на элементах $DD2.1$ и $DD2.2$. При показанном на схеме положении переключателя $SA1$ он работает как генератор, и при нажатии на кнопку $SB1$ его работа блокируется. С выходов $X10$ и $X11$ можно снимать противофазные сигналы, крутизна импульсов на выходе $X11$ больше, чем на выходе $X10$. Благодаря этой особенности нетрудно проверить чувствительность исследуемой микросхемы к резкости перепадов уровней. С КМОП-микросхемами обычно никаких проблем не возникает.

При переводе движка переключателя $SA1$ в нижнее по схеме положение генератор превращается в одновибратор, который запускается с помощью кнопки $SB1$. Дребезг и искрение ее контактов гасится интегрирующим конденсатором $C2$, резистор $R2$ нужен для уменьшения нагрузки на выход элемента $DD2.2$ во время переключения. Через резистор $R3$ при разомкнутой кнопке $SB1$ конденсатор $C2$ плавно разряжается, и одновибратор возвращается в исходное состояние (лог. «0» на выходе $X11$ и лог. «1» на выходе $X10$).

От сопротивления резисторов $R4...R11$ зависит входное сопротивление схемы, чем оно больше, тем лучше, но оно не должно превышать 5...10 МОм (в идеале 2...3 МОм). Резисторы $R12...R19$ — токоограничивающие, от их сопротивления зависит яркость свечения светодиодов и потребляемый схемой ток. При напряжении питания меньше 6 В их можно вообще замкнуть. В качестве светодиодов $HL1...HL16$ удобно использовать восемь биполярных светодиодов, т. е. таких, внутри которых установлены два разноцветных светодиода (обычно

красный и зеленый), соединенных встречно-параллельно (у такого светодиода два вывода и внутри видно два кристалла). Транзисторы VT1 и VT2 можно использовать любые, соответствующей структуры.

В качестве щупов X1...X11 можно использовать обычные монтажные провода в поливинилхлоридной изоляции, один конец которых зачищен и припаян к схеме, а второй — слегка расплюсчен плоскогубцами (рис. 2.14). Расплющить его нужно именно слегка, так чтобы не повредить изоляцию. Расплющенный конец провода легко надевается на вывод любой микросхемы в корпусе DIP и прекрасно держится на нем. Со временем расплющенный конец провода (щупа) слегка расшатывается и перестает держаться на выводе микросхемы. В таком случае его нужно срезать ножницами и расплющить неповрежденный конец провода.

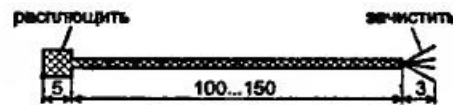


Рис. 2.14. Пояснения в тексте (все размеры в миллиметрах)

Выше нами были рассмотрены микросхемы, предназначенные для построения на их основе электронных часов. Попробуем собрать такие часы.

Единственное требование к электронным часам — индикация времени в часах и минутах. Всякие приамбасы типа будильников и секундомеров нам пока не нужны.

Блок-схема таких часов очень проста (рис. 2.15): генератор импульсов, следующих через 1 минуту, управляет цепочкой последовательно соединенных счетчиков. Первый счетчик, подсчитывающий единицы минут, должен «считать» до 9, второй — до 5, третий (единицы часов) — до 9 и четвертый — до 2. Кроме того, выходы третьего и четвертого счетчиков нужно подключить к специальной схеме, которая при числе «24» будет обнулять все счетчики, иначе часы будут «считать» до 29 часов и только потом обнуляться.

Схема таких часов нарисована на рис. 2.16. Счетчики DD1...DD5 работают, как обычно, поэтому пояснять их работу я не буду. На элементах DD6.1 и DD6.2 собрана схема «2И»: как видно из рис. 1.70, при коде в разряде часов, равном 24, на выходах переноса 2 и 4 появляются уровни лог. «1», на выходе

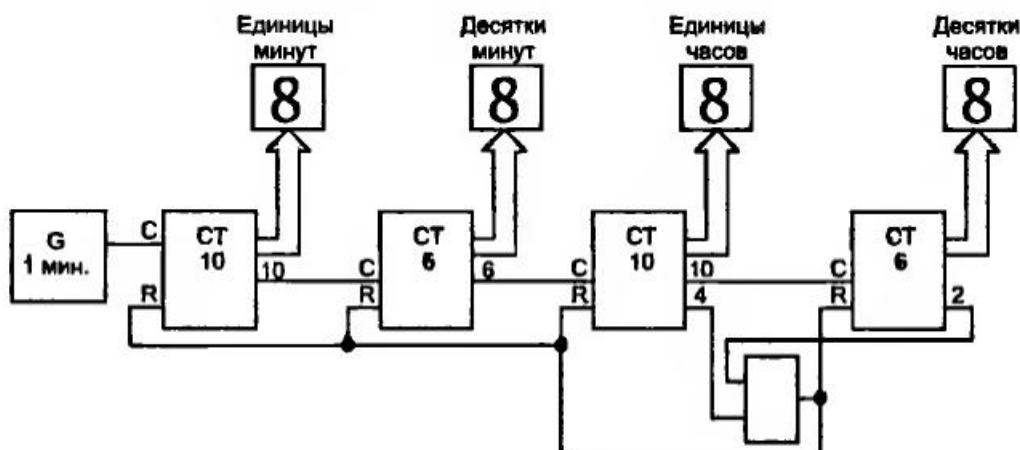


Рис. 2.15. Блок-схема электронных часов

(сопротивление резистора — 10...100 кОм, емкость конденсатора — около 1000 пФ; резистор желательно шунтировать диодом, включенным катодом к выходу элемента DD6.1). При этом увеличится длительность импульса сброса.

С целью экономии деталей простые логические схемы без инверсии (И, ИЛИ) очень часто собираются на диодах (рис. 2.17). На рисунке показаны двухвходовые логические элементы, но количество входов легко увеличить, увеличив количество диодов. На выходе верхней схемы (рис. 2.17, а) уровень лог. «0» появится только в том случае, если на обоих входах присутствуют «нули». Аналогично работает и нижняя схема, но у нее «единица» на выходе появится только в том случае, если на всех входах присутствуют уровни лог. «1». В обеих схемах один из диодов (только один!) можно заменить резистором, благодаря этому схема «логического элемента» станет еще проще.

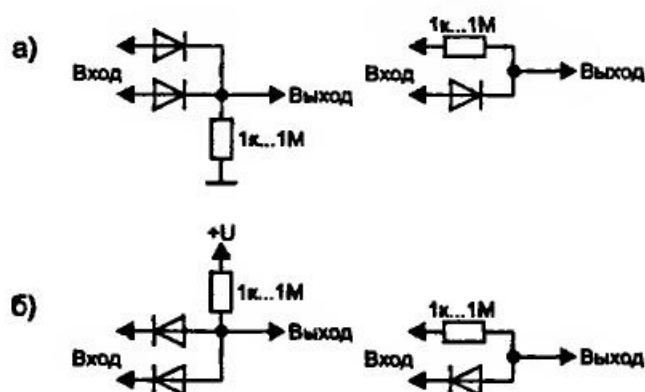


Рис. 2.17. Логические элементы на диодах: а — «ИЛИ»; б — «И». Количество диодов можно увеличить

Преимущество таких схем — огромное быстродействие, которое ограничено только паразитными емкостями диодов и монтажа. Для увеличения быстродействия сопротивление резистора должно быть как можно меньше (но не менее 1 кОм). Их единственный недостаток — выходной ток невелик, а коэффициент усиления и по напряжению, и по току меньше единицы. Поэтому на входы таких «логических элементов» можно подавать только логические уровни, а к выходу, если нужен большой выходной ток, можно подключить повторитель или инвертор.

В устройство также введена возможность гашения незначащего нуля в разряде десятков часов (т. е. чтобы часы показывали, например, не 01:15, а 1:15). К сожалению, этот ноль есть почти во всех «самодельных» часах, при всем том, что от него вреда больше, чем пользы. Так как у микросхемы K176ИЕЗ нет соответствующего выхода, то пришлось использовать нестандартную схему включения. Как видно из рис. 2.18, при коде «0» сегмент *f* индикатора (вертикальный верхний в левом ряду) светится, а при коде «1» и «2» — нет. То есть в часах по рис. 2.16 при записанном в счетчик DD5 числе «0» на выходе *f* появляется уровень лог. «0». Он открывает транзистор VT1 (этот транзистор понадобился из-за того, что напряжение на выходе *f* микросхемы не превышает 1,5 В, — светодиод индикатора практи-

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9

Рис. 2.18. Изображения цифр в семисегментном коде

чески накоротко замыкает выход; впрочем, для микросхемы такой режим работы безопасен), и на выходе элемента DD6.4 появляется уровень лог. «1». Транзистор VT2 закрывается, и питание от индикатора отключается. Ничего не значащий ноль гаснет. При индикации цифр «1» и «2» «единица» с выхода I закрывает транзистор VT1, а транзистор VT2 открывается. Для уменьшения потерь напряжения на ключе и как следствие уменьшения неравномерности яркости свечения индикаторов (они все должны быть однотипными) этот транзистор включен по схеме с общим эмиттером.

Схему можно упростить: убрав микросхему DD6.1 и DD6.2, нужно будет включить схему «2И» на диодах, а базу транзистора VT2 соединить с коллектором транзистора VT1. Резистор R6 нужно убрать, а сопротивление резисторов R4 и R5 уменьшить до 1 кОм. Если «0» на индикаторе HG4 будет виден, то сопротивление резистора R4 нужно уменьшить еще сильнее.

Через резистор R3 сигнал с частотой 1 Гц подается на сегмент h (запятую) индикатора HG3. Эта запятая разделяет часы и минуты. Подбором резистора R3 добиваются, чтобы яркость свечения точки соответствовала яркости свечения всех остальных сегментов.

В часах не предусмотрена возможность предварительной установки времени, но ее несложно ввести. Для этого схему нужно немножко усложнить (все изменения показаны на рис. 2.19). С помощью кнопки SB1 можно обнулить счетчик секунд внутри микросхемы DD1, при нажатой кнопке SB2 увеличиваются показания в разряде минут, а при нажатой кнопке SB3 — в разряде часов. Искрение и дребезг контактов кнопок на работу схемы практически не влияют. Но это только в том случае, если они подключены к выходу микросхемы DD1, а не к шине питания.

Еще одно устройство, которое найдет применение практически в каждом доме, — переключатель елочных гирлянд. Основное требование к нему — чтобы 4...8 гирлянд, рассчитанных на напряжение 220 В, хаотически моргали, причем так, чтобы эта «хаотичность» по возможности не повторялась, т. е. чтобы не была заметна закономерность их переключения.

Этому требованию соответствуют только два варианта схемы: генератор случайных чисел и микросхема ПЗУ со значительным объемом памяти. Генератор случайных чисел сам генерирует некие неповторяющиеся комбинации «нулей» и «единиц», а в ПЗУ эти комбинации записываются человеком. Для рассматриваемой нами схемы больше подходит ПЗУ — однократно программируемые микросхемы памяти ныне стоят копейки и требуют минимума внешних

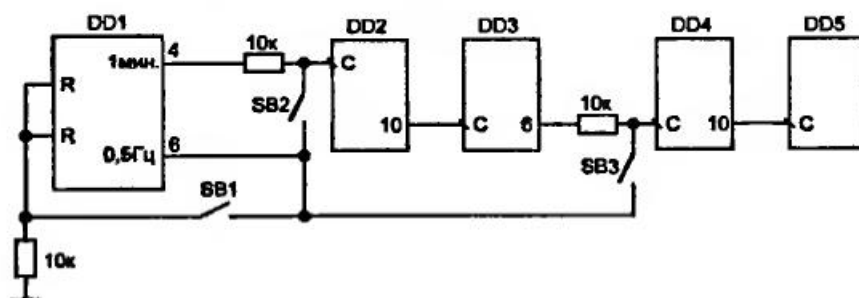


Рис. 2.19. Пояснение в тексте

элементов; генератор случайных чисел, даже самый простой, требует длительной настройки и состоит примерно из десятка микросхем.

Попробуем составить блок-схему переключателя с использованием микросхемы ПЗУ. Пзушку возьмем самую дешевую — КР556РТ4А (что означает буква А — я не знаю; но работает и программируется она точно так же, как и микросхема без этой буквы), имеющую 8 адресных входов и 4 выхода с открытым коллектором. Объем ее памяти равен $2^8 = 256$ единиц, т. е. в нее можно «записывать» 256 4-разрядных «случайных» чисел.

Для «перебирания» адресов микросхем памяти (для того чтобы информация на ее выходах изменилась, нужно изменить информацию на ее адресных входах) практически всегда используют двоичные счетчики. Как видно из таблицы на рис. 1.59, за 16 периодов тактовой частоты на всех выходах 4-разрядного счетчика «побывают» все возможные комбинации «нулей» и «единиц», причем ни одна комбинация за 16 периодов не повторится. То есть такой счетчик может последовательно «перебрать» все адреса 4-разрядной микросхемы памяти (ее емкость — $2^4 = 16$ единиц). Для того чтобы «обслужить» память большего объема, нужно последовательно включить несколько счетчиков.

«Понравившаяся» нам микросхема восьмиразрядна, т. е. она требует или один 8-разрядный счетчик, или два 4-разрядных, включенных последовательно. Вначале остановимся на последнем варианте.

Используя два 4-разрядных счетчика, у нас появляется возможность «разбить» всю память микросхемы ПЗУ на 16 блоков по 16 шагов в каждом. Если использовать один 3-разрядный и один 5-разрядный счетчики, память можно «разбить» на 32 блока по 8 шагов в каждом. В каждом блоке можно записать какой-нибудь эффект, например, «бегущие огни», «моргание» и т. д. Между этими двумя счетчиками можно включить еще один счетчик-делитель частоты, тогда каждый эффект (каждый блок) будет повторяться по несколько (8...16) раз.

Так как количество выходов используемой нами ПЗУ невелико, то делать слишком большим количество блоков или шагов в каждом блоке невыгодно, поэтому ограничимся формулой 16×16 (два 4-разрядных счетчика). Между ними включим счетчик-делитель на 16.

Теперь перейдем к выходам — надо же как-то коммутировать 5-вольтовой микросхемой 220-вольтовые гирлянды! Для этого проще всего вначале выпрямить с помощью диодного моста сетевое переменное напряжение, а гирлянды коммутировать с помощью тринисторов, включенных по схеме с общим катодом, — для управления тринисторами, включенными по такой схеме, достаточно напряжения, большего 1 В.

Блок-схема получившегося у нас переключателя изображена на рис. 2.20. Чтобы не загромождать рисунок лишними линиями, все выходы счетчиков объединены в одну шину, цифра над косой чертой, пересекающей эту шину, означает количество проводов (дорожек) в ней. Иногда шины обозначаются в виде «потока» — так, как это сделано на рис. 2.15. Оба условных обозначения используются одинаково часто.

В схеме введен переключатель SA1. Для чего он нужен, вы сможете понять и без меня.

Тринисторы к выходу ПЗУ подключены через «черный ящик». Напряжение питания схемы равно 5 В; если такое напряжение приложить к управляющему электроду тринистора, то сгорит или тринистор, или блок питания. Ток управления нужно ограничить. На каком уровне?

Теория кончилась, начинается практика. Минимальный ток управления тиристором можно узнать только экспериментальным путем — собрать схему на тринисторе и лампочке. Высокое, опасное для жизни сетевое напряжение сейчас использовать не обязательно, можно обойтись и 12 В, тем более что при увеличении напряжения на выводах тринистора минимальный отпирающий его ток уменьшается. Схема соединений лампочки и тринистора должна соответствовать изображенной на рис. 2.20. Теперь нам нужен еще один источник питания напряжением 5 В, его отрицательный (точнее, «нулевой») вывод нужно соединить с общим проводом (катодом тринистора). Через резисторы разного сопротивления вторым выводом этого источника нужно касаться управляющего электрода тринистора.

Как можно заметить, тринистор (автор использовал типы КУ202Н) надежно открывается при сопротивлении токоограничивающего резистора 620 Ом и меньше. То есть через резистор 620 Ом течет минимальный **отпирающий** ток (около 8 мА). При меньшем токе тринистор не откроется, подавать больший ток — невыгодно.

Так как через управляющий электрод течет сравнительно небольшой ток, то в разрыв цепи можно включить «для красоты» светодиод. Ток 8 мА идеально подходит для управления светодиодом — он светит и не тускло, и не слишком ярко. Но так как на светодиоде падает некоторое напряжение, то сопротивление токоограничивающего резистора нужно уменьшить. Экспериментально получается цифра ≤ 510 Ом.

В качестве счетчиков имеет смысл использовать две доступные и дешевые микросхемы К561ИЕ10 — сдвоенные 4-разрядные счетчики. Так как для этой схемы нужно только три счетчика, четвертый можно использовать в качестве делителя частоты на 16, поставив его между генератором и входом первого

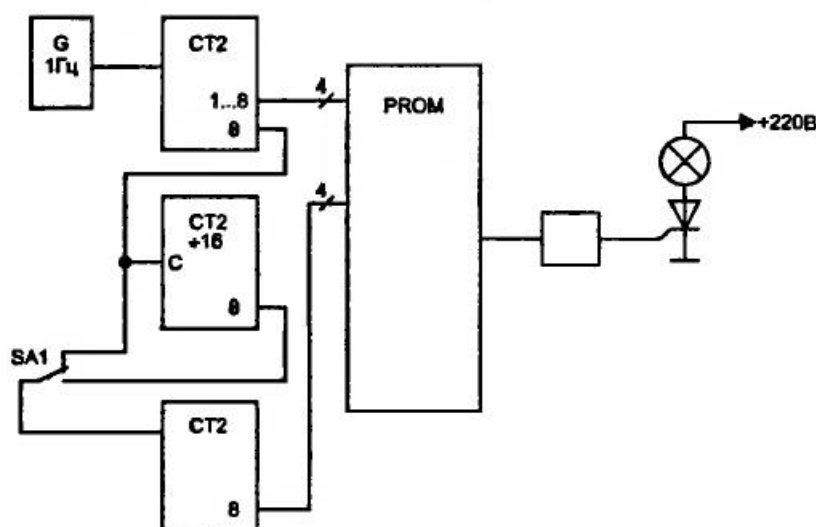


Рис. 2.20. Блок-схема переключателя елочных гирлянд на ПЗУ

счетчика. Благодаря такому схемному решению частоту генератора можно будет повысить в 16 раз. Чем выше чистота генератора, тем меньше должна быть емкость частото задающего конденсатора (при неизменном сопротивлении резистора), а чем меньше емкость конденсатора, тем меньше его габариты и цена. Верхний на рис. 2.20 счетчик можно заменить на микросхемы типа К176ИЕ16, К561ИЕ16, ИЕ20, подключив ко входам ПЗУ четыре самых старших (самых нижних) выхода счетчика. При этом частота генератора должна быть соответственно 4,1024 или 256 Гц. В двух последних случаях можно использовать малогабаритные керамические конденсаторы.

Схема переключателя на основе двух микросхем К561ИЕ10 приведена на рис. 2.21. Счетчики DD2.1, DD2.2, DD3.1 можно «заставлять» работать как по фронту импульса, так и по спаду, но счетчик DD3.2 должен работать только по спаду — его вход С при указанном на схеме положении переключателя SA1 соединен с выходом 8 счетчика DD2.2, этот же выход соединен с одним из адресных входов ПЗУ. Поэтому, чтобы не «ломать» всю прелесть записанной в память закономерности переключения отдельных гирлянд, этот счетчик должен переключаться по переходу уровня на выходе 8 из лог. «1» в лог. «0», т. е. по спаду. Но это справедливо только для случая, если ПЗУ программировали на «правильном» программаторе, у которого все счетчики, «перебирающие» адреса

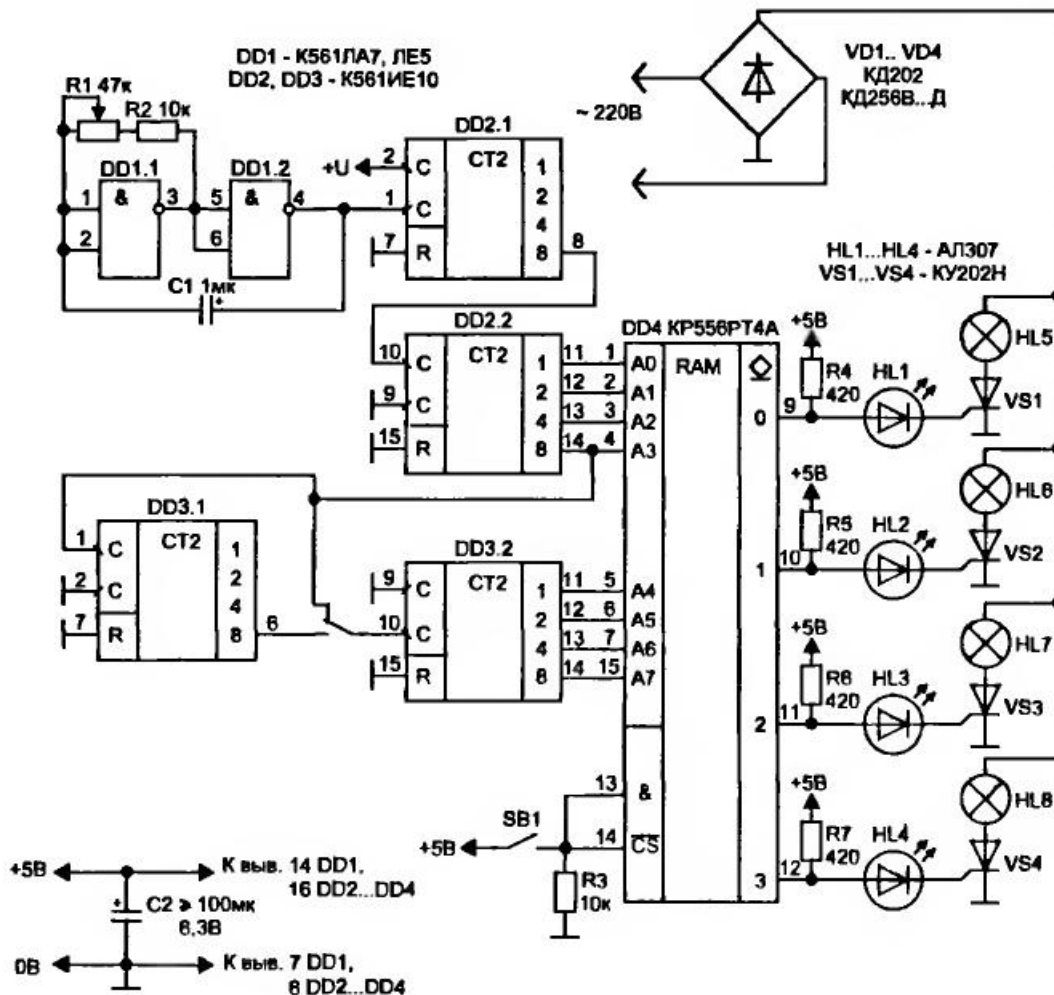


Рис. 2.21. Переключатель елочных гирлянд на ПЗУ

ячеек памяти, работают по спаду. Выходы микросхемы памяти через цепочку из резистора и светодиода подключены к управляющим электродам тринисторов. На «непрошитом», т. е. на незапрограммированном выходе этой микросхемы присутствует уровень лог. «0», соответствующий резистор заблокирован, и через светодиод течет ничтожный ток, который не вызывает срабатывания тринистора. Светодиод также практически не светится. Если же выход «прошить», то он перейдет в Z-состояние и через соответствующий резистор начнет светиться светодиод и сработает тиристор.

При нажатии на кнопку SB1 все выходы микросхемы перейдут в Z-состояние и все источники света должны начать ярко светиться. Если от объединенных выводов резисторов R4...R7 отключить напряжение +5 В, то все лампы и светодиоды должны погаснуть. Таким нехитрым способом можно проверить исправность микросхемы ПЗУ, светодиодов, тиристоров и ламп-гирлянд.

Программировать микросхему памяти можно как в специальном программаторе, так и непосредственно в составе этой схемы, используя для «перебирания» адресов счетчики DD2.2 и DD3.2. Вход счетчика DD2.2 нужно отсоединить (перерезать дорожку) от выхода DD2.1 и подключить к выходу любого одновибратора; между выходами микросхемы DD4 и точкой соединения резистора со светодиодом нужно впаять по диоду.

Между шиной «+5 В» и выводом 16 микросхемы DD4 нужно припаять диод, в общем, сделать так, чтобы схема как можно сильнее походила на изображенную на рис. 1.89. Программируется микросхема DD4 как обычно.

Так как устройство не имеет гальванической развязки от сети (через один из диодов VD1...VD2 сетевые провода соединены с общим проводом), то при настройке устройства, при включенном высоком напряжении, нужно соблюдать повышенную осторожность. Сглаживать выпрямленное высокое напряжение конденсатором нельзя — тиристоры не будут выключаться.

Питать устройство (+5 В) можно как через понижающий трансформатор, так и через бестрансформаторный источник питания с гасящим конденсатором, собранный по схеме, изображенной на рис. 1.9, к. Емкость конденсатора C1 в этой схеме примерно 1...1,5 мкФ, он должен быть рассчитан на напряжение 250 (пленочный)...400 В. Стабилитрон VD5 необязателен, с его функцией прекрасно справляется микросхема DD4 (но это только в том случае, если она «навсегда» припаяна к схеме, а не вставляется в панельку): при напряжении питания, равном 4,0 В, она потребляет 65 мА, а при увеличении этого напряжения до 6 В ток потребления увеличивается до 110 мА. То есть напряжение на выводах питания микросхем автоматически (самостоятельно) стабилизируется.

Схема блока питания этого устройства нарисована на рис. 2.22. Выделенный диод необязателен и его можно убрать — с его функцией прекрасно справляется более мощный диод в 220-вольтном выпрямителе. Больше в схеме «лишних» элементов нет.

Перед включением блока питания в сеть тщательно проверьте правильность монтажа; отсутствие коротких замыканий и исправность диодов. Общий провод на схемах показан условно, и если корпус устройства металлический, то его нужно самым тщательным образом изолировать от шин питания. Все регулиров-

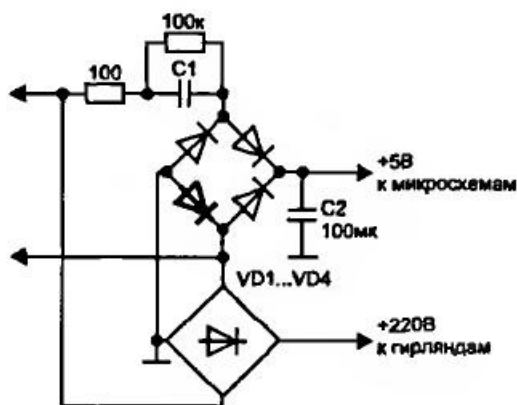


Рис. 2.22. Блок питания для переключателя елочных гирлянд

ки во включенном устройстве производите только одной рукой, вторую руку лучше всего держать за спиной. Ну и что, что со стороны это кажется смешным, зато сохраните свое собственное здоровье, а то и жизнь.

Устройства со сверхнизким энергопотреблением

В последнее десятилетие КМОП-ИМС успешно вытесняют из радиотехнических схем микросхемы ТТЛ, причем настолько успешно, что сейчас (2002) практически все публикуемые журналами схемы устройств собраны на основе КМОП-микросхем. Эта «революция» стала возможной только благодаря тому, что КМОП-структуры, в отличие от большинства (если не всех) остальных, в статическом режиме потребляют крайне малый ток, определяемый лишь токами утечки из-за неидеальной изоляции отдельных элементов и шин. Это преимущество открыло перед разработчиками схем новую дорогу, которая раньше существовала только в сказках под названием «предсказание развития электроники в будущем». Но с начала 80-х годов эта сказка стала реальностью.

Что же дает нам пониженное энергопотребление? Первое и самое главное: можно забыть о том, что батарейки (аккумуляторы) «умеют» разряжаться. Во включенном устройстве на КМОП-микросхемах, находящемся в статическом («спящем») режиме, выключатель питания не нужен; даже если устройство состоит из полсотни микросхем, оно в этом режиме потребляет столь малый ток, что его практически невозможно измерить обычными, широко распространенными приборами. А как такой ток учитывать, если его невозможно измерить? Вот его и не учитывают. Современные электронные наручные часы с кучей функций и сложным индикатором способны работать от маленькой батарейки ничтожной емкости более 1,5 года — даже в рабочем режиме они потребляют ток не более 2,4 мкА. Я уж не говорю про электрически стираемые ППЗУ, заряд на затворе которых сохраняется более 10 лет. Эти цифры уже давно стали фактом и перестали удивлять. Кстати, если бы первым «открыли» не биполярный транзистор, а полевой, вполне возможно, что биполярные транзисторы не были бы известны и до сих пор. Хотя это довольно спорное утверждение...

Еще одна, довольно «фантастическая» возможность — в качестве элементов питания (накопительных элементов — аналогов аккумуляторов) можно исполь-

зовать... электролитические конденсаторы! Да, емкость конденсатора по сравнению с емкостью аккумулятора ничтожна (в миллионы раз меньше), но ведь ток утечки микросхем еще меньше.

У конденсатора, в отличие от аккумулятора, есть два преимущества: он способен работать практически с любым напряжением, не превышающим некоторое максимальное (у аккумулятора напряжение фиксированное), и он всегда, при любом напряжении на его обкладках, заряжен на все 100% своей емкости.

Недостатков у конденсатора тоже только два (на мой взгляд): у него довольно существенный ток утечки, из-за которого заряд даже на самом лучшем конденсаторе сохраняется не более пары месяцев (впрочем, аккумуляторы, особенно кислотные, разряжаются еще быстрее), а также очень небольшая емкость (в смысле запасенной мощности). Из-за этого недостатка конденсатора емкостью 1000 мкФ хватает для подпитки не очень сложной КМОП-схемы только на несколько недель. Впрочем, большие сроки чаще всего и не нужны, в противном случае параллельно конденсатору можно подключить какую-нибудь, даже очень сильно разряженную, батарейку на необходимое напряжение. У меня разряженная батарейка типа «Крона» сохраняет информацию в ОЗУ одной схемы, периодически и изредка включаемой в «динамический» режим, уже более двух лет, и за все это время никаких проблем с ним у меня не возникало. Недавно интереса ради измерил напряжение на этой батарейке. Оно составляло 9,26 В. А вот ток короткого замыкания оказался чуть меньше 1 мА — у «свежей» батарейки он более 100 мА. Выводы делайте сами, но менять батарейку я пока не буду.

Несмотря на то что КМОП-микросхемы предназначены специально для использования их в устройствах со сверхнизким энергопотреблением, схемы подобных устройств крайне редки и даже в таких «серьезных» радиолобительских журналах, как «Радиомир», за год публикуется не более 2...10 схем. Парадокс... Неужели никого не волнует эта проблема?

При построении устройств с пониженным и сверхнизким в отдельные моменты времени энергопотреблением нужно соблюдать следующие правила (подразумевается, что какую-то часть схемы, например, ОЗУ отключать от источника питания ни в коем случае нельзя; в качестве «источника питания» используется электролитический конденсатор):

1. По внешнему сигналу устройство должно как можно скорее переходить в «ждущий» режим (т. е. режим со сверхнизким энергопотреблением). Секунда раздумий сокращает время автономной работы на несколько суток.

2. Все генераторы должны быть заторможены, и вообще вся схема должна находиться в статическом режиме.

3. Все биполярные транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером, должны быть закрыты. Полевые транзисторы и биполярные, включенные по схеме с общим коллектором, могут быть открытыми, но при условии, что протекающий через них ток близок к нулю.

4. На обоих выводах всех резисторов разность напряжений должна равняться нулю: только в таком случае протекающий через них ток, независимо от сопротивления, также равен нулю.

5. Все элементы, потребляющие по какой-нибудь причине значительный ток (например, микросхемы ТТЛ), должны быть обесточены. Через выводы закрытого ключа, отключившего эти элементы, должен протекать ничтожный (близкий к нулю) ток.

6. На всех входах, подключенных к резервному источнику питания микросхем, должны присутствовать некоторые логические уровни. Неопределенность уровня (вход остался «свободным») недопустима — у КМОП-микросхем в таком режиме резко повышается потребляемый ток. Выходы всех «работающих» микросхем, подключенные к внешним нагрузкам или к обесточенным микросхемам, должны быть или обнулены (если все устройство собрано по схеме «с общим минусом» — в этой книге рассматриваются только такие устройства), или, что еще лучше, переведены в Z-состояние.

7. Микросхемы памяти нужно или обесточить (ПЗУ), или перевести в режим хранения сигналом по входу CS (ОЗУ). Но при этом нужно помнить, что все выходы большинства микросхем памяти, находящихся в таких режимах, переходят в Z-состояние. Если к этим выходам подключены входы других микросхем, подключенных к резервному источнику питания, то между ними и одной из шин питания (выбирается в зависимости от логики (алгоритма) работы устройства) нужно включить резисторы любого сопротивления. Так как входное сопротивление КМОП-микросхем и выходов, находящихся в Z-состоянии, практически бесконечно, то падение напряжения на выводах этого резистора равно нулю (см. п. 4). Как только выходы микросхемы выйдут из Z-состояния, они начнут закорачивать резистор и его влияние на работу схемы можно будет не учитывать. Но для этого его сопротивление должно быть больше 10 кОм.

8. Диодные логические элементы использовать можно только с большой осторожностью: в «ждущем» режиме падение напряжения на выводах резистора должно всегда равняться нулю.

9. Чем меньше микросхем подключено к резервному источнику питания, тем лучше. Но стремиться к этому изо всех сил не надо: иногда введение лишней микросхемы для «сглаживания острых углов» позволяет уменьшить ток потребления в десятки, а то и сотни раз.

И помните: все гениальное просто!

Рассмотрим для примера несколько схем, способных работать в режиме пониженного энергопотребления. Кстати, некоторые рассмотренные выше схемы (например, «Поле чудес») вполне соответствуют всем девяти пунктам правил проектирования. Но в этих схемах никакую информацию сохранять не нужно, поэтому они и были описаны вместе с «обычными» схемами.

Для начала попробуем «придумать» схему логического пробника со звуковой индикацией. Требования к нему: питаться он должен через входные щупы непосредственно от проверяемой схемы, потребляя при этом ток не более 1 мА; реагировать должен на уровни лог. «1» и лог. «0» сигналами с разной частотой, излучаемых встроенным пьезокерамическим звукоизлучателем; на «никакой» уровень (т. е. отключенный выход) реагировать он не должен. Кроме того, схема должна быть довольно проста, а сам он — малогабаритным. Работать пробник должен без всяких батареек или аккумуляторов.

Задача довольно сложная. Так как батарейки использовать нельзя, а пробник должен генерировать звуковой сигнал и в те моменты, когда на его входе присутствует уровень лог. «0» (т. е. когда входные щупы, через которые он питается, замкнуты), то ясно, что без резервного источника питания не обойтись. Используем в качестве этого «источника» электролитический конденсатор. Так как запасаемая конденсатором мощность ничтожна, то громкость звука должна быть как можно меньше, чтобы заряда «хватило» на большее время.

Так как на вход схемы, помимо уровня лог. «0», поступает и «единица», то имеет смысл этим уровнем (т. е. напряжением этого уровня) заряжать накопительный конденсатор. Для этого между входным щупом и шиной «+U», к которой подключен один из выводов конденсатора, включить диод. Так как максимальный потребляемый от проверяемой схемы ток не должен превышать 1 мА, а ток, втекающий в разряженный конденсатор, близок к бесконечности, то для ограничения его на входе схемы включен резистор сопротивлением 10 кОм. Его сопротивление можно уменьшить.

В качестве «черного ящика» можно использовать схему, изображенную на рис. 2.23, б. Мы уже встречались с этой схемой, когда говорили о двухтональных сиренах. Благодаря инвертору DD1.1 при любом входном уровне (лог. «1» или лог. «0») работает только один из генераторов. Но, к сожалению, эта схема не может определить Z-состояние выхода. В качестве диода, через который заряжается электролитический конденсатор, использованы входные защитные диоды логических элементов. Их там целых три штуки (по числу входов), поэтому бессмысленно припаивать четвертый снаружи.

Определить все три уровня можно, только если на входе пробника поставить специальный трехуровневый детектор, собранный на резисторах (рис. 2.23, в); на рис. 2.12 лучше не смотрите — он «из другой оперы». Работает трехуровневый детектор так: пока его вход разомкнут (т. е. выход исследуемой микросхемы находится в Z-состоянии), напряжение на входе, благодаря резисторам, равняется или очень близко к напряжению переключения логических элементов. Так как резисторы R2 и R3 тоже вносят свой вклад в деление напряжения, то на входе верхнего инвертора присутствует напряжение несколько большее напряжения переключения, т. е. уровень лог. «1», а на выходе нижнего меньше напряжения переключения, т. е. уровень лог. «0». Если теперь на вход детектора подать уровень лог. «0», то, так как сопротивление резистора R2 гораздо меньше, чем резистора R1, на входах обоих инверторов установятся уровни лог. «0»; если на вход детектора подать уровень лог. «1», то на входах обоих инверторов также установятся «единицы».

Теперь осталось только согласовать этот детектор с генератором. Генератор, частота которого управляется током, изображен на рис. 2.23, г. Как видно из схемы, длительность его импульса (т. е. уровня лог. «1» на выходе фиксирована и определяется из соотношения $R1 \cdot C1$, а длительность паузы между импульсами может изменяться в широких пределах и зависит от соотношения $R2 \cdot C1$ (резистор R1 в это время, благодаря диоду VD1, «отключен»). Так как частота сигнала — это количество импульсов, генерируемых за некоторую единицу времени (1 секунду), то если сопротивления резисторов R2 и R2' бу-

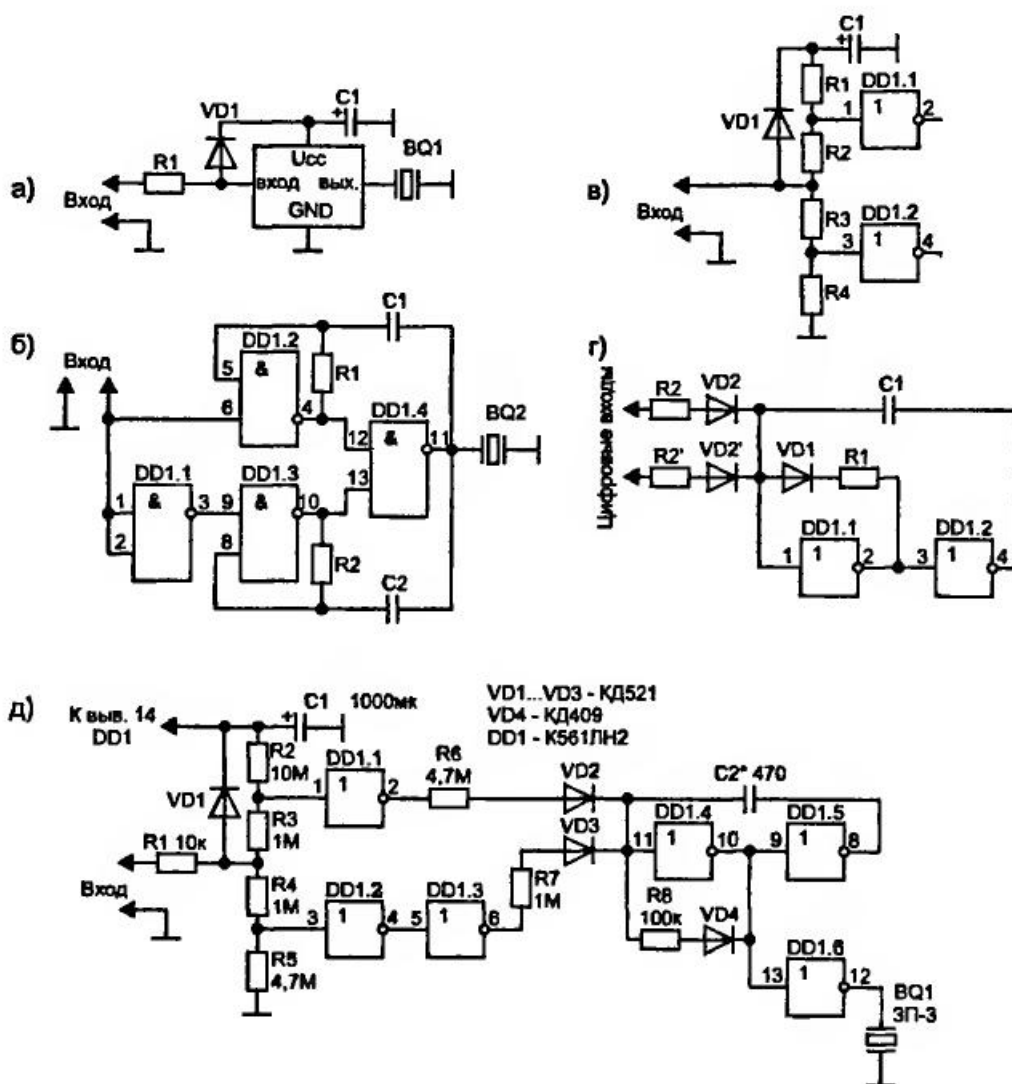


Рис. 2.23. Логический пробник со звуковой индикацией

дут разными, то частота выходного сигнала будет разной, в зависимости от того, на какой из входов генератора поступает уровень лог. «1», разрешающий его работу.

Для того чтобы согласовать генератор и трехуровневый детектор по уровням, последовательно с нижним (на рис. 2.23, в) инвертором нужно включить еще один инвертор. Тогда, если на входе присутствует уровень лог. «1», «единица» будет на выходе нижнего инвертора, если на входе присутствует «ноль», то «единица» будет на выходе верхнего инвертора, а если вход отключен, то на выходах обоих инверторов будут уровни лог. «0».

Схема пробника изображена на рис. 2.23, д. Резисторы R6 и R7 имеют разные сопротивления, поэтому при разных входных уровнях частота сигнала будет разной. Частота сигнала при уровне лог. «0» на входе выбрана более низкой, чем при уровне лог. «1», благодаря этому заряду конденсатора C1 хватает на большее время. Сквасность сигнала генератора, зависящая от отношения сопротивлений резисторов R8 и R6, R7 выбрана довольно большой, благодаря этому уменьшается употребляемый ток и громкость звука. «Лишний» элемент DD1.6 включен в качестве буферного усилителя; этот элемент можно использовать в других целях, а излучатель BQ1 подключить к выходу элемента DD1.5.

Включать излучатель BQ1 по мостовой схеме (т. е. соединить его нижний по схеме вывод не с общим проводом, а с выходом элемента DD1.5) нежелательно — увеличится потребляемый схемой ток.

При разомкнутых щупах X1 и X2 на выходах элементов DD1.1 и DD1.3 устанавливаются уровни лог. «0». Оба диода VD2 и VD3 закрыты, и через резисторы R6 и R7 ток практически не течет. В этом случае возможно самовозбуждение генератора на очень низких частотах (единицы... десятки герц) потому, что обратное сопротивление диода VD4 может оказаться меньшим, чем входное сопротивление элемента DD1.4, поэтому при уровне лог. «1» на выходе элемента DD1.4 конденсатор C2 будет очень медленно заряжаться через якобы «закрытый» диод (обратное сопротивление большинства кремниевых диодов не превышает 700 МОм, а входное сопротивление большинства КМОП-микросхем достигает 40 ГОм, т. е. 40 000 МОм). Бороться с этим можно двумя путями:

- подключив между входом элемента DD1.4 и общим проводом 1...2 диода катодами ко входу элемента, т. е. так, чтобы они всегда были закрытыми;
- выбрать диоды VD2 и VD3 с таким обратным сопротивлением, чтобы оно было в несколько раз меньше обратного сопротивления диода VD4.

Последний путь наиболее привлекателен, он не требует усложнения схемы и загромождения ее «лишними» деталями. Но для того чтобы прийти по нему к успеху, нужно иметь цифровой мультиметр (любой).

Одна из особенностей цифрового мультиметра — в нем используется КМОП-микросхема с входным сопротивлением в десятки гигаом. Поэтому таким мультиметром в принципе можно измерять сопротивление вплоть до этой цифры и при этом с довольно большой точностью.

Для начала на плате мультиметра нужно найти провод, соединенный с положительным выводом батарейки, и припаять к нему проводок, который следует вывести наружу (все это относится только к недорогим мультиметрам (до 20 долл.) на микросхеме 7106 или ее отечественном аналоге КР572ПВ5). Переведите мультиметр в режим измерения напряжения и коснитесь этого проводка красным щупом, на индикаторе должно появиться число $3,00 \pm 0,02$ В. Это образцовое напряжение, и оно не зависит от степени разряженности батарейки. Кстати, в мультиметрах с возможностью измерения параметра h_{21} транзисторов разбирать прибор и припаивать проводок не нужно — у них положительный вывод батарейки соединен с контактом «коллектор» панельки для транзистора структуры п-р-п и «эмиттер» — для транзисторов структуры р-п-р.

Если теперь между красным щупом и этим проводком (контактом) включить резистор довольно большого (более 100 кОм) сопротивления, то напряжение на индикаторе уменьшится. Сопротивление резистора можно определить по формуле:

$$R = (U_{\text{обр}} / U_{\text{инд}}) - 1,$$

где $U_{\text{обр}}$ — образцовое напряжение, В;

$U_{\text{инд}}$ — напряжение на индикаторе с подключенным резистором, В;

R — сопротивление, МОм.

Если вы измерите обратное сопротивление наиболее распространенного диода КД521, то на индикаторе появится число около 3,6 мВ. Оно соответствует сопротивлению около 830 МОм.

Допустим, мы используем также диоды в качестве VD2 и VD3. Тогда диод VD4 нужно подобрать с обратным сопротивлением более 1 ГОм. Из отечественных диодов этому требованию соответствует диод КД409 ($R_{обр} \approx 30$ ГОм), а также почти все варикапы (диоды с электрически изменяемой емкостью). В этой схеме можно использовать варикапы емкостью не более 30 пФ. Если же у вас нет ни диодов, ни варикапов, то в качестве диода VD4 можно использовать любой современный кремниевый биполярный транзистор (переход база—коллектор в диодном включении; вывод эмиттера можно оторвать), у большинства таких транзисторов обратное сопротивление переходов превышает 100 ГОм.

Таким образом, при «никаком» уровне на входе пробника на входе элемента DD1.4 поддерживается уровень лог. «0» и генератор не возбуждается. На выходе буфера DD1.6 присутствует уровень лог. «0», и разность потенциалов на выводах пьезоизлучателя равна нулю. В этом режиме ток течет только через цепочку из резисторов R2...R5; чем больше их суммарное сопротивление, тем лучше. При указанных на схеме номиналах этих резисторов и конденсатора C1 работоспособность пробника во время «индикации» уровня лог. «0» сохраняется в течение 2 минут, а при разомкнутых щупах заряд в конденсаторе C1 сохраняется более 5 минут. При уровне лог. «1» на входе он заряжается за 5...10 секунд; потребляемый ток во всех режимах не превышает 1 мА.

В настройке нуждается только трехуровневый детектор. В точку соединения резисторов R3 и R4 нужно подключить вход одного из инверторов, а к его выходу — логический пробник. На конденсатор C1 временно подают напряжение от внешнего источника (6...9 В) и, изменяя сопротивление резисторов R2 и R5, добиваются, чтобы напряжение на входе инвертора стало близким к напряжению переключения. Но если особая чувствительность пробника не нужно, то настроить пробник можно, если логический пробник подключить к выходам элементов DD1.1 и DD1.3 и подавать на вход X1 разные уровни. После этого нужно отключить вход X1 (оставить его «болтаться в воздухе») и, изменяя напряжение питания пробника в пределах 2...15 В, убедиться в том, что генератор не возбуждается. В противном случае нужно изменить сопротивления резисторов R2 или R5 так, чтобы звук пропал.

Частоты звучания можно скорректировать подбором емкости конденсатора C2 и (или) резисторов R6 и R7. Генератор желательно настроить так, чтобы при одном из уровней (лог. «1») на входе пробника пьезоизлучатель работал на своей резонансной частоте. Но можно это и не делать.

Схема защищена от подачи обратного (т. е. «неправильного» — на X1 — «минус», а на X2 — «плюс») напряжения: в таком случае диод VD1 попросту закрыт и ток течет только через высокоомные резисторы R3 и R4 на входы элементов DD1.1 и DD1.2, выпрямляется защитными диодами внутри этих элементов и замыкается на корпус. При использовании высоковольтного диода VD1 эта схема «выдерживает» обратное напряжение амплитудой в сотни вольт. Если сопротивление резистора R1 увеличить до 47...100 кОм, а параллельно конден-

сатору С1 подключить стабилитрон с напряжением стабилизации 10...15 В, то этим пробником можно будет работать при входных напряжениях 5...300 В. Если планируется работать с высоким напряжением, то мощность резистора R1 должна быть 1 Вт и более.

До сих пор мы рассматривали довольно простые схемы, работающие по примитивным алгоритмам. Но рано или поздно любой радиолюбитель-творец сталкивается с проблемой создания внешне не очень сложной, но работающей по сильно разветвленному алгоритму схемы. Процесс создания такой схемы может растягиваться на несколько недель; на сознание своего создателя они действуют подобно наркотику — вы не сможете уснуть до тех пор, пока не нарисуете на схеме последний элемент, разом превращающий бессмысленное (внешне) нагромождение деталей в ажурную конструкцию, и не откинете со словами «Я смог это!» бумажку со схемой в сторону.

Дальше я рассмотрю несколько таких схем. Их историю появления на свет я постараюсь слишком не растягивать — все-таки книга имеет ограниченный объем. Но некоторые тонкости и большинство тупиковых ходов, которые мне с огромным трудом удалось восстановить по старым (своим же!) чертежам, будут описаны полностью. Вообще при составлении схемы не нужно бояться трудностей — они неизбежны; в любой ситуации есть один и более выходов, поэтому **радиолюбителем** себя можно начинать называть только после того, как вы научитесь отыскивать эти выходы. Надеюсь, мои ошибки помогут вам в этом.

Одно из таких устройств — кодовый замок. Заказчиком этого устройства были предъявлены такие требования: клавиатура должна содержать 10 кнопок (0...9) нажимного типа, т. е. имеющих только два вывода; длина кода — 8 цифр (от 0 до 9); должна присутствовать индикация нажатия любой кнопки; должна быть возможность оперативного изменения кода в любое время, притом человеком, весьма далеким от электроники и не умеющим пользоваться паяльником; устройство должно выдерживать кратковременные отключения напряжения питания (несколько часов), при этом код должен оставаться неизменным. Кроме того, устройство должно быть дешевым, желательно собранным на микросхемах серии K561 (они мне поставлялись бесплатно) и надежным в работе.

Первый и самый главный вопрос: где хранить код? Ведь для того чтобы схема смогла «убедиться», что набран правильный код, она должна сравнить его с неким эталоном, хранящимся в ее памяти. Так как память должна быть энерго-независимой, то лучше всего поставить электрически стираемое ПЗУ. Но, к сожалению, они слишком дороги. Остаются только ОЗУ (только в этих двух типах микросхем памяти можно заменить старый код на новый с помощью электрических сигналов, без всяких ультрафиолетовых ламп), но у них при пропадании напряжения питания информация тоже пропадает. Вывод: нужно сделать так, чтобы напряжение питания микросхемы ОЗУ никогда не исчезало. Для этого нужно параллельно ее выводам питания припаять батарейку или электролитический конденсатор большой емкости и при исчезновении напряжения в сети автоматически переводить схему в режим пониженного энергопотребления с питанием от резервного источника. Так как размеры устройства и его стоимость ограничены, от батареек и тем более аккумуляторов пришлось отказаться.

Теперь осталось только определиться в типе микросхемы ОЗУ. Микросхемы серии КР537 имеют слишком большой для этой схемы объем памяти и из-за этого дороги. Кроме того, они потребляют в режиме хранения сравнительно большой ток. В этой же схеме лучше всего использовать какой-нибудь регистр памяти... В серии КМОП-микросхем есть два таких регистра: К176ИР10 и К561ИР11А. Обе эти микросхемы были подробно рассмотрены в первой части книги. Управлять работой микросхемы К176ИР10 довольно сложно, поэтому от нее пришлось отказаться. А вот регистр ИР11А подходит идеально: он способен «запомнить» 8 4-разрядных двоичных чисел. Именно это от микросхемы памяти нам и нужно.

Регистр К561ИР11А работает по принципу микросхем памяти, и номер ячейки с записанным в нее кодом десятичной цифры выбирается по адресным входам. То есть для управления этим регистром нужен как минимум один счетчик, который будет «перебирать» адреса. Этот счетчик должен управляться схемой совпадения, которая сравнивает код нажатой кнопки с записанным в памяти числом (если эти коды совпадают, счетчик прибавляет одну единицу и после этого можно будет набирать следующую цифру кода — нажимать следующую «правильную» кнопку; как только набраны все 8 цифр кода, счетчик включает нагрузку, которая открывает дверь. При нажатии на «неправильную» кнопку счетчик должен мгновенно обнуляться). Над той схемой, по которой должна быть собрана схема совпадения, я, если честно, думал несколько дней, и в конце концов пришел к выводу, что проще всего к выходам регистра подключить дешифратор, к его выходам — кнопки, которые будут коммутировать выходы дешифратора на вход трехуровневого детектора.

Как известно, уровень лог. «1» присутствует только на одном из множества выходов дешифратора, и номер этого выхода всегда совпадает с двоичным кодом на его входах. На всех остальных выходах присутствуют «нули». При нажатии «правильной» кнопки на вход трехуровневого детектора поступает уровень лог. «1», который «заставляет» счетчик прибавить к своему «содержимому» одну единицу. Когда нажимается «неправильная» кнопка, на вход детектора поступает «ноль», который вызывает обнуление счетчика. Когда ни одна кнопка не нажата, на входе детектора присутствует уровень «ничего» и состояние счетчика (информация на его выходах) не изменяется.

Теперь осталось только продумать, каким образом будет включаться режим записи нового кода. Так как кодовый замок не игрушка, то включаться этот режим должен как можно сложнее. Кнопки, спрятанные в потайных местах, не подходят — все тайное когда-нибудь становится явным. Поэтому целесообразно в устройство ввести двойную степень защиты: для включения режима записи вначале нужно разомкнуть «потайной» переключатель, а потом набрать на клавиатуре правильный код. Благодаря этому злоумышленник, нашедший переключатель, но не знающий код, испортить его не сможет.

Первый вариант схемы этого устройства (первый вариант очень редко бывает окончательным — даже в самую совершенную схему иногда можно ввести лишнюю детальку, благодаря которой она станет еще совершеннее или появится возможность убрать сразу несколько, ставших ненужными, деталей) изображен

на рис. 2.24, а. Как только счетчик СТ2 сосчитает 8 импульсов (т. е. будет правильно набран весь код), на его выходе 8 появится уровень лог. «1». Через «черный ящик» включится нагрузка R_n , открывающая замок. А через конденсатор С3 при разомкнутом переключателе SA1 статический триггер на двух инверторах переключится в единичное состояние. Через резистор R это состояние триггера будет сохраняться до тех пор, пока не замкнутся контакты переключателя SA1.

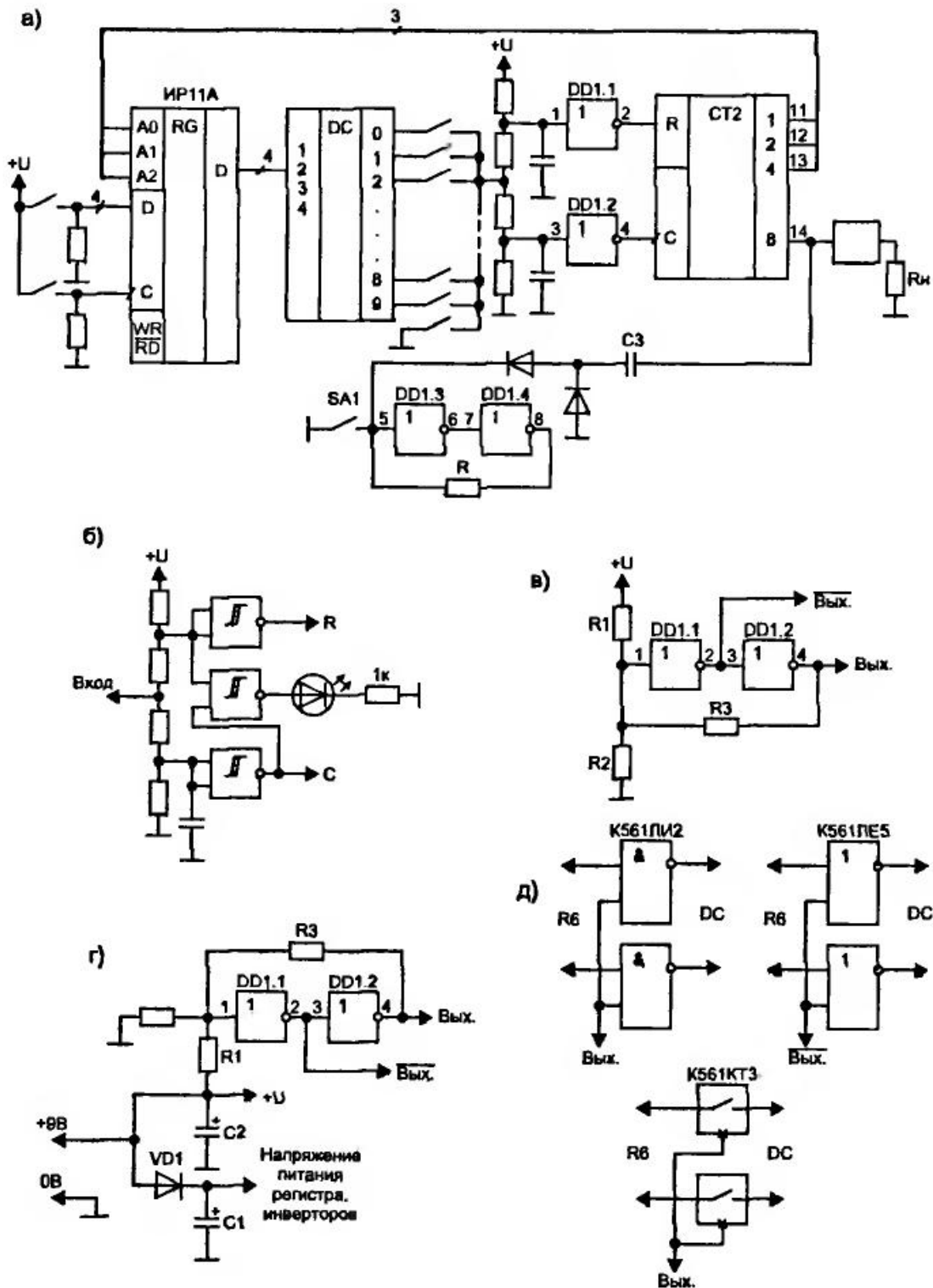


Рис. 2.24. Кодовый замок

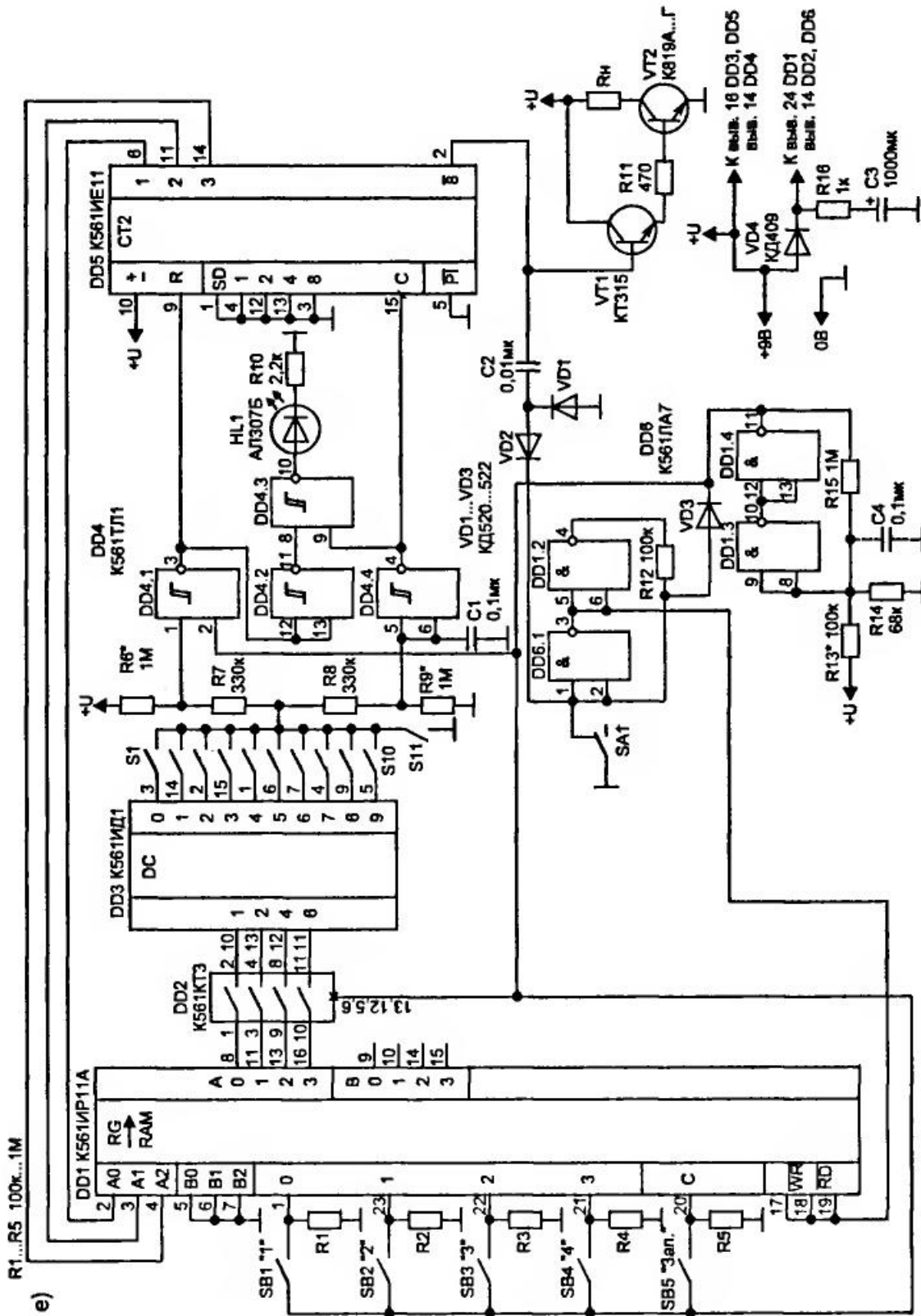


Рис. 2.24. Кодовый замок (продолжение)

Включится режим записи. Так как у регистра ИР11А во время записи на входах \overline{WR} / \overline{RD} должен присутствовать уровень лог. «0», то сигнал выбора режима снимается с инверсного выхода статического триггера (это называется согласование по уровням: если вход регистра подключить к другому выходу триггера, то схема будет неправильно работать. Вроде мелочь, а попробуйте ее пренебречь!).

Перед началом записи нового кода нужно обнулить счетчик СТ2, нажав любую «неправильную» кнопку или кнопку SB. С помощью кнопок на входе D устанавливается двоичный эквивалент нужного десятичного числа (на рисунке показан только один вход D — на самом деле их в 4 раза больше, — цифра над косой чертой указывает их количество), который «запоминается» регистром после подачи уровня лог. «1» на его вход С. Борьба с искрением контактов при этом не нужна. После записи цифры нужно нажать на одну из кнопок, подключенную к соответствующему выходу дешифратора DC. На вход трехуровневого детектора подается уровень лог. «1», и на выходе нижнего по схеме инвертора (и входе С счетчика) появится уровень лог. «0». После отпускания кнопки на входе С счетчика уровень сменится на лог. «1», и он прибавит одну единицу. Адрес на входах регистра изменится, и можно будет начинать записывать следующую цифру.

Из описанного выше алгоритма работы этой части схемы можно сделать следующие выводы:

1. Нижний по схеме инвертор должен быть или триггером Шмитта, или интегратором — только эти схемы способны гасить дребезг контактов кнопок и формировать импульсы с крутыми перепадами. Остановимся на триггере Шмитта.

2. Счетчик СТ2 должен работать по фронту импульса и срабатывать только после того, как нажатую «правильную» кнопку отпустят. В противном случае, если он будет срабатывать до отпускания кнопки, адрес на входах регистра RG также изменится до отпускания кнопки, и если по новому адресу записана другая информация (другая цифра), то нажатая в этот момент кнопка практически мгновенно из «правильной» превратится в «неправильную» и счетчик также мгновенно обнулится. То есть введение кода будет невозможно.

3. Конденсатор С1 не обязателен — все цифровые микросхемы нечувствительны к искрению контактов кнопок, подключенных к их входам сброса.

Теперь попробуем ввести в схему индикацию нажатия кнопок. Так как в качестве инверторов, управляющих счетчиками, желательно использовать триггеры Шмитта (например, К561ТЛ1 — 4 элемента с логикой 2И на входе), то у нас остаются свободными 2 элемента (статический триггер соберем на другой микросхеме). Так как нам нужно, чтобы индикатор срабатывал абсолютно одинаково при нажатии на любую кнопку, то логический элемент нужно включить так, чтобы в исходном состоянии (ни одна кнопка не нажата) на обоих его входах присутствовали уровни лог. «1», а при нажатии на одну из кнопок на одном из его входов должен появиться уровень лог. «0». Для этого один из входов элемента нужно соединить с верхним по схеме выводом конденсатора С1, а второй — со входом С счетчика СТ2. Между выходом элемента и общим проводом нужно включить светодиод, его желательно разместить снаружи охраняемого объекта, недалеко от клавиатуры (см. рис. 2.24, б).

На этом разработку схемы кодового замка можно считать завершенным. Статический триггер на нижней паре инверторов вполне можно заменить оставшимся триггером Шмитта, а для управления нагрузкой можно взять любой усилитель тока как на полевых, так и биполярных транзисторах. Но у этой схемы

есть один недостаток — она не способна работать в режиме пониженного энергопотребления.

Попробуем устранить его. Как видно из схемы, в режиме пониженного энергопотребления к источнику питания должен быть подключенным только регистр и желательно статический триггер и счетчик. Впрочем, из-за особенностей функционирования КМОП-микросхем счетчик тоже можно отключать, но перед этим его нужно обнулить или хотя бы соединить его вход сброса с выводом питания «+U». В таком случае все его выходы будут соединены с общим проводом (т. е. на них будут присутствовать уровни лог. «0» и на адресных входах регистра будут поддерживаться определенные уровни (а не произвольные, которые вызывают резкое увеличение потребляемого тока).

Теперь нужно «придумать», как схема будет узнавать, что ей нужно переключаться в «ждущий» режим. Проще всего использовать индикатор снижения напряжения питания, который должен переключаться после того, как напряжение питания станет меньше некоторого минимального значения. Этот индикатор будет постоянно подключен к резервному источнику питания, поэтому он должен потреблять в статическом режиме ничтожный ток.

Один из возможных вариантов такого индикатора — триггер Шмитта с очень небольшим гистерезисом (рис. 2.24, в). Его напряжение срабатывания можно изменять от примерно 4 В до сотен вольт подбором отношения сопротивления резисторов R1 и R2 (на этих резисторах собран делитель напряжения, и напряжение в средней точке (на входе элемента), при бесконечном сопротивлении резистора R3, можно вычислить по формуле:

$$U = +U \cdot R2 / (R1 + R2),$$

где +U — напряжение на верхнем по схеме выводе резистора R1;

U — напряжение на входе инвертора.

Как только напряжение питания снизится (например, с 9 до 7,5...8 В), оба элемента переключатся и на прямом выходе индикатора появится уровень лог. «0», а на инверсном — лог. «1». Сопротивление резистора R3 должно быть как можно больше (иначе триггер Шмитта превратится в статический триггер — посмотрите сами, чем они отличаются), но таким, при котором переключение инверторов носит лавинообразный характер.

К сожалению, этот индикатор не лишен одного очень серьезного недостатка: через резисторы R1 и R2 течет некоторый ток, который рано или поздно разрядит резервный источник питания. А сделать их сопротивление слишком большим, чтобы через них протекал ток, соизмеримый с током потребления КМОП-микросхем, нельзя: в таком случае индикатор начнет реагировать на влажность воздуха, электромагнитные помехи и пр., т. е. логические элементы будут вести себя так, будто их входы никуда не подключены (неопределенный уровень на входах). В то же время собрать микромощный индикатор напряжения по какой-нибудь другой схеме практически невозможно, а «голые» логические элементы имеют очень низкое напряжение переключения — меньше половины напряжения питания.

Наиболее оптимальное решение этой проблемы — подключить верхний по схеме вывод резистора R1 к шине питания отключаемых в «ждущем» режиме микросхем, а сами инверторы питать от резервного источника питания. Как это можно сделать, показано на рис. 2.24, а. В качестве «аккумулятора» используется конденсатор C1 значительной емкости (более 470 мкФ), он заряжается через диод VD1. Конденсатор C1 должен быть с ничтожным током утечки (измерить его очень сложно, поэтому ток утечки очень часто определяют эмпирически: заряжают конденсатор до напряжения 9...12 В и оставляют его стоять «вверх ногами». Через неделю высокоомным вольтметром (входное сопротивление от 1 МОм) измеряют напряжение на конденсаторе. Если оно более 4 В, то конденсатор подходит, и чем выше это напряжение, тем дольше будет сохраняться информация в памяти регистра. Если у вас есть несколько конденсаторов подходящих габаритов и номинала, то желательно для проверки использовать их всех — тогда через неделю (можно и дольше ждать) останется только выбрать конденсатор с большим напряжением на обкладках, а диод VD1 — с очень большим обратным сопротивлением. Диоды типа КД520...521 для этой схемы не подходят — их обратный ток в сотни раз больше статического тока потребления микросхемами. Получается как в анекдоте про одну известную марку автомобиля: «Метр едет, сто — толкай». В таких местах я обычно ставлю транзисторы (КТ315) в диодном включении.

Конденсатор C2 нужен для того, чтобы после выключения питания напряжение на шине «+U» уменьшалось более-менее плавно — чтобы схема успела переключиться до его полной разрядки. Но емкость этого конденсатора должна быть в десятки... сотни раз меньше, чем у конденсатора C1. Иногда он и вообще не нужен, т. е. схема нормально работает и без него.

Теперь нам осталось только согласовать индикатор напряжения со всей остальной схемой. Облегчит эту работу тот факт, что он имеет парафазные (т. е. прямой и инверсный) выходы. Впрочем, инверсный выход нетрудно «сделать», проинвертировав любым доступным способом сигнал; вся проблема в том, что до этого (особенно начинающим радиолюбителям) еще нужно догадаться.

Но, как сказал классик, «ближе к делу», т. е. к рис. 2.24, а и всем остальным пунктам. В режиме пониженного энергопотребления микросхемы должны пребывать в статическом режиме, на их входах должны быть определенные уровни и при нажатии на любую кнопку ток через ее контакты течь не должен. Усовершенствуем схему так, чтобы она отвечала всем этим требованиям.

Первое «несовершенство»: кнопки, подключенные ко входам С и D регистра памяти. При нажатии на любую кнопку через соответствующий резистор начнет течь ток, зависящий от его сопротивления. В то же время функция записи нового кода в «ждущем» режиме нам не нужна — так мы его только испоганим. Поэтому соединенные вместе выводы всех кнопок соединяем не с шиной «+U», а с прямым выходом индикатора напряжения — в рабочем режиме на нем присутствует уровень лог. «1», и регистр программируется как обычно; в режиме пониженного энергопотребления уровень лог. «1» сменяется на лог. «0», запись кода невозможна, и независимо от положения контактов кнопок (замкнуты или ра-

закорочены) разность напряжений на выводах соответствующих резисторов будет равняться нулю. Этому же числу равен и протекающий через них ток.

Следующий пункт: соединение между регистром и дешифратором. Дешифратор у нас отключается (т. е. напряжение на его выводе питания может падать до нуля), а регистр — нет. В то же время разработчики микросхемы К561ИР11А не предусмотрели у последней возможности принудительного перевода выходов в Z — или хотя бы нулевое состояние, поэтому если хотя бы на одном выходе регистра будет уровень лог. «1», то напряжение этого уровня, через защитный диод на входе дешифратора, будет и на выводе питания дешифратора (шине «+U»). То есть конденсатор — «аккумулятор» — будет разряжаться через резисторы R1, R2, резисторы трехуровневого детектора и все остальные микросхемы. При работе в таком режиме заряда конденсатора «хватит» на несколько минут. Поэтому во избежание данной ситуации между выходами регистра и входами дешифратора нужно включить цифровые ключи: 4 элемента 2И или 2ИЛИ-НЕ (принудительная установка всех выходов в нулевое состояние) или 4 аналоговых коммутатора — микросхему К561КТЗ (принудительная установка выходов в Z-состояние). Все три варианта схемы изображены на рис. 2.24, д; по качеству, стоимости, потребляемому току и уровню сложности они абсолютно одинаковы — выбирайте любую. У меня скопилось слишком много микросхем К561КТЗ, поэтому использовал я именно ее. Объединенные (управляющие) входы подключены к соответствующему (прямому или инверсному) выходу индикатора напряжения.

С дешифратором «разобрались», теперь остались триггеры Шмитта и собранный на них трехуровневый детектор, а также счетчик. Эти микросхемы отключаются, поэтому на их входах может присутствовать все что угодно. Но перед отключением счетчик нужно обнулить. Сделать это можно, соединив прямой выход индикатора напряжения со входом трехуровневого детектора через конденсатор «средней» емкости. При переключении устройства в «ждущий» режим на этом выходе появляется уровень лог. «0», через конденсатор проходит короткий импульс, который трехуровневый детектор воспринимает как нажатие «неправильной» кнопки.

Но если немножко подумать, то можно будет сэкономить на конденсаторе и в то же время надежность устройства повысится — ведь через конденсатор проходит короткий импульс, который детектор может попросту «не заметить». Дело в том, что этот триггер Шмитта (К561ТЛ1) по входам работает как элемент 2И-НЕ и, если на один его вход подать уровень лог. «0», на его выходе появится «единица», которая обнулит счетчик. Уровень лог. «1» на этом входе никак не влияет на работу элемента по второму входу.

Соединим один из входов верхнего по схеме (рис. 2.24, б) триггера Шмитта с прямым выходом индикатора напряжения. Уровень лог. «1» на входе этого элемента появится только в рабочем режиме — когда питание подано на все микросхемы, поэтому разряд «аккумулятора» через его защитный диод невозможен (в «ждущем» режиме на этом входе всегда присутствует уровень лог. «0»).

В связи с этим изменением, для того чтобы индикатор нажатия кнопки «заодно» индицировал и напряжение питания устройства, его схему нужно не-

множко изменить. Для этого верхний по схеме вход среднего триггера Шмитта (см. рис. 2.24, б) через инвертор (четвертый, оставшийся свободным элемент микросхемы ТЛ1) нужно соединить с выходом верхнего триггера Шмитта (входом R счетчика). При этом, если напряжение питания замка неожиданно по какой-нибудь причине станет меньше некоторого максимального значения, светодиод будет постоянно светиться. Кроме того, благодаря светодиоду ускорится разрядка конденсатора С2 (рис. 2.24, г) после переключения устройства в «ждущий» режим, напряжение на нем из-за токов утечки и наводок не увеличится до напряжения срабатывания индикатора напряжения.

В схему осталось внести последний «штрих» — «разобраться» со статическим триггером. В «ждущем» режиме запись должна выключаться. Поэтому соединяем через диод прямой выход индикатора напряжения и вход статического триггера. Обратное сопротивление диода должно быть гораздо больше сопротивления резистора R, а его емкость ничтожной, иначе при переходе устройства в рабочий режим, при разомкнутых контактах переключателя SA1, автоматически включится режим записи. Если емкость диода значительна, то между входом статического триггера и общим проводом нужно включить конденсатор емкостью 100...1000 пФ. Его емкость должна быть в десятки раз меньше емкости конденсатора С3.

Счетчик для этой схемы подходит любой, но он должен работать по фронту и иметь вход R. Из КМОП-микросхем этому требованию соответствуют К561ИЕ10 и К561ИЕ11. Я использовал последний.

Окончательный вариант схемы кодового замка нарисован на рис. 2.24, е. Подбором сопротивлений резисторов R6 и R9 добиваются, чтобы трехуровневый детектор работал правильно (чтобы светодиод HL1 загорался только при нажатии на какую-нибудь кнопку S1...S11); возможно, из-за большого напряжения гистерезиса элементов придется увеличить сопротивление резисторов R7 и R8. Конденсатор С2 можно заменить резистором сопротивления 10...30 кОм; в таком случае диоды VD1 и VD2 не нужны, но продолжительность времени автономной работы при переключении в «ждущий» режим из режима записи может уменьшиться. Резистор R16 нужен для того, чтобы не вывести из строя маломощный диод VD4 слишком большим зарядным током конденсатора С3. Подбором сопротивления резистора R13 (или R14) устанавливается нужное напряжение переключения схемы (оно должно быть примерно на 1 В меньше «обычного» напряжения питания), фильтрующий конденсатор С4 при стабилизированном напряжении питания лучше не устанавливать. Этот конденсатор сглаживает пульсации напряжения питания, но в то же время из-за него увеличивается время переключения схемы в «ждущий» режим, т. е. конденсатор С3 сильнее разряжается и время автономной работы устройства существенно уменьшается (при указанных на схеме номиналах элементов и «хорошем» конденсаторе С3 оно превышает две недели; ток потребления от этого конденсатора не более 10 нА).

Усилитель тока собран на транзисторах VT1 и VT2. Силовой транзистор VT2 для уменьшения падения напряжения на его выводах включен по схеме с общим эмиттером; падение напряжения на его выводах зависит от сопротивления резистора R11. При кратковременном включении нагрузки (не более

2...5 секунд) и потребляемым ею токе до 5 А радиатор (теплоотвод) для этого транзистора не нужен. Хотя лишним он не будет.

Выключается нагрузка нажатием на любую «неправильную» кнопку S1...S10 или на кнопку S11. Если нужно, чтобы нагрузка выключалась при размыкании, а не замыкании контактов кнопки, то «выключающую» кнопку нужно включить между шиной «+U» и левым по схеме выводом резистора R13. При размыкании ее контактов схема перейдет в «ждущий» режим и обнулит счетчик (нагрузка отключится). При замыкании ее контактов, если напряжение питания схемы больше напряжения переключения индикатора напряжения, схема снова перейдет в рабочий режим. Гистерезис напряжения переключения индикатора можно уменьшить, увеличив сопротивление резистора R15.

Переключатель SA1 и кнопки SB1...SB5 нужно установить внутри охраняемого объекта, желательно в потайном месте. Кнопки S1...S11 и светодиод HL1 размещают с другой стороны двери, на самом видном месте.

На этом составление схемы устройства можно считать законченным.

Следующее устройство, благодаря которому у меня в свое время отпала необходимость в зубрежке экзаменационных билетов в 11-м классе, — таймер для подачи школьных звонков с недельным циклом. Основные требования к нему: он должен подавать как один звонок (с урока), так и два (на урок), длительность по две секунды и с такой же паузой между звонками; должен иметь встроенные часы с календарем (понедельник — воскресенье); минимальный интервал между звонками (минимальная длительность перемены) — 5 минут; память устройства должна быть стираемой, но в то же время энергонезависимой, а само устройство — недорогим. Кроме того, должна быть предусмотрена возможность оперативного изменения записанного в память расписания, а также работа устройства в режиме «выключено», когда звонок включается нажатием на кнопку.

Начнем с самого главного — выбора микросхемы памяти. Тип памяти — ОЗУ (электрически стираемые ПЗУ в то время были недоступны), ее объем должен превышать $7 \text{ (дней)} \cdot 24 \text{ (часа)} \cdot 12 \text{ (пятиминуток)} = 2016 \text{ бит}$. Ближайшее двоичное число — 2048, но в него нам не «уложиться», поэтому примем объем памяти, равный 4 кб (4096 бит). Такой объем имеет микросхема КР537РУ3. Учитывая, что нам надо давать два разных звонка, возьмем две микросхемы, в одну будем записывать время «звонков на урок», а во вторую — «на перемену».

Для управления микросхемой памяти к ее адресным входам нужно подключить счетчики. Для синхронизации работы всего устройства эти счетчики должны быть совмещены с часами — иначе часы будут показывать одно время, а звонки будут звенеть совсем по другому.

Две возможные схемы включения счетчиков нарисованы соответственно на рис. 2.25, а и б. На рис. 2.25, а выходы всех двоичных счетчиков подключены ко входам микросхемы памяти и одновременно ко входам дешифраторов, которые преобразуют двоичный код в обычный, понятный каждому человеку. Благодаря этому абсолютная синхронизация работы часов и памяти, и звонок будет звенеть только в то время, в которое он должен звенеть.

Верхний на схеме счетчик считает единицы минут, которые поступают на него с выхода кварцевого генератора. Так как в серии КМОП-микросхем нет

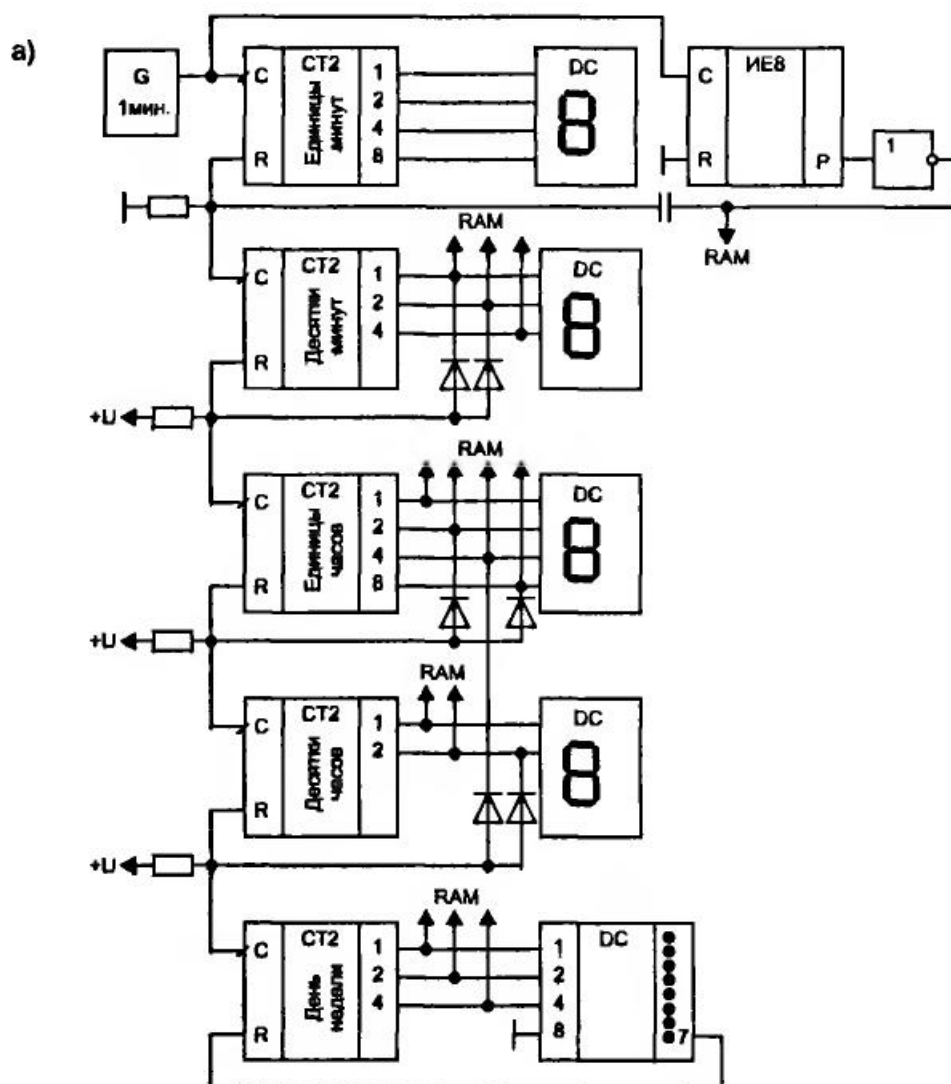


Рис. 2.25. Этапы создания универсального таймера с недельным циклом

специализированного счетчика — делителя на 5 с D-триггером, то для облегчения управления микросхемами добавлен счетчик К561ИЕ8, у которого подобный выход (выход переноса) есть (см. рис. 1.67, а). Так как двоичный счетчик обнуляется при уровне лог. «1» на его входе сброса, а у счетчика ИЕ8 этот уровень на выходе появляется через 5, а не 10 импульсов, то для «исправления ситуации» в схему добавлен инвертор. С помощью RC-цепочки формируется короткий импульс — его длительность для нормальной работы схемы должна быть менее 1 минуты (на входе инвертора длительность импульса составляет 5 минут).

В принципе этот инвертор не обязателен и его можно убрать, соединив при этом правый по схеме вывод конденсатора с выходом переноса счетчика. Но из-за этого в течение первых 5 минут после включения напряжения питания возможна небольшая асинхронизация работы устройства. Через 5 минут после обнуления счетчика СТ2 через RC-цепочку синхронизация восстановится.

Все остальные двоичные счетчики, кроме счетчика дней недели, обнуляются через диодные элементы 2И, и в принципе их работы вы уже должны уметь разбираться сами. Каждый счетчик обнуляется в тот момент, когда на всех верхних по схеме выводах диодов, подключенных к его входу сброса R, появляются уровни

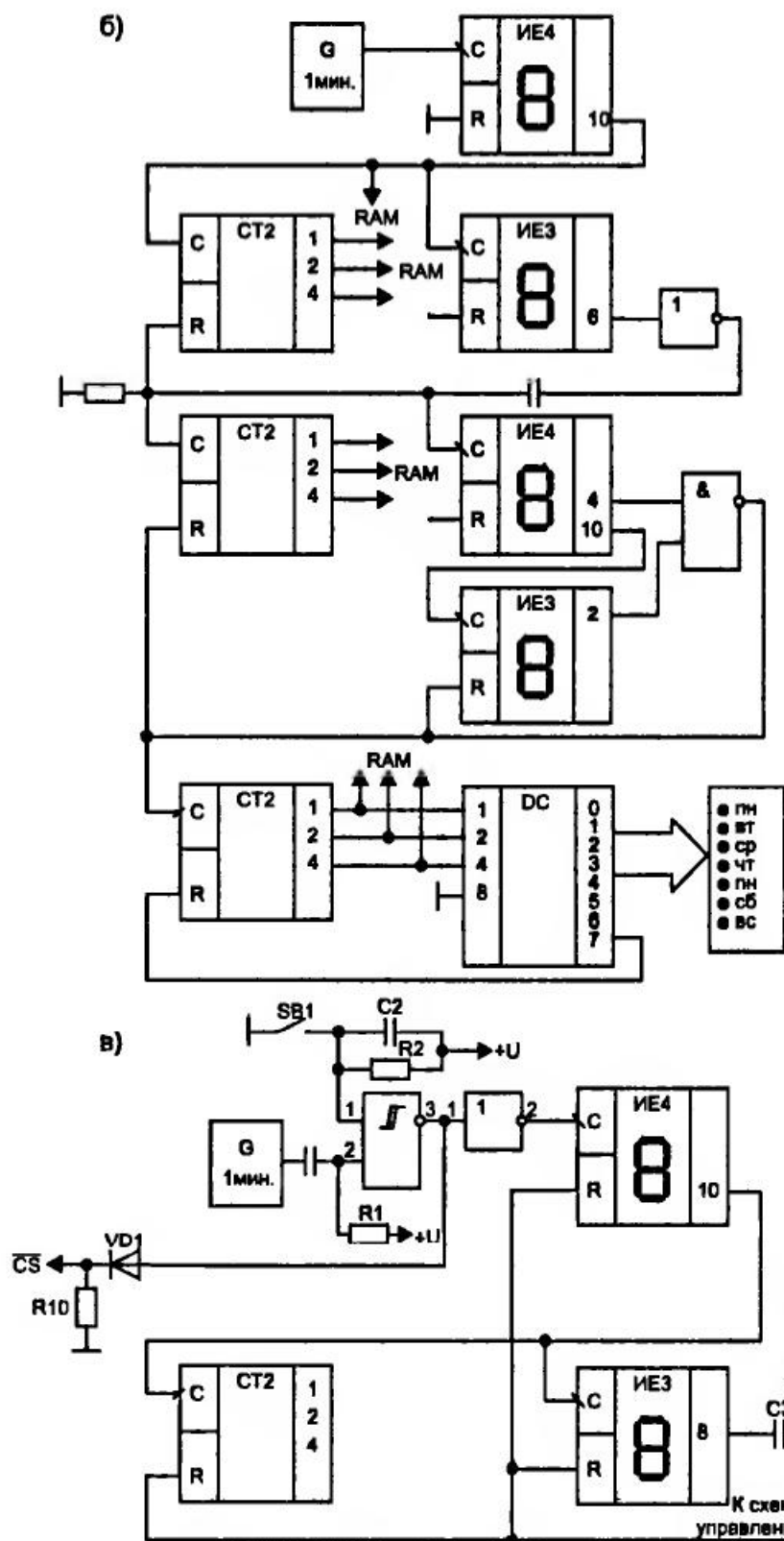


Рис. 2.25. Этапы создания универсального таймера с недельным циклом (продолжение)

лог. «1». При уровне формируется очень короткий импульс лог. «1» (именно из-за его ничтожной длины безразлично, какой из перепадов уровней для счетчиков является «рабочим»), но длины которого вполне хватает для того, чтобы нижний счетчик «правильно» среагировал. Самый нижний счетчик нагружен на дешифра-

тор типа К561ИД1 или аналогичный и обнуляется в тот момент, когда уровень лог. «1» появляется на выходе 7 (восьмом по счету выходе) дешифратора, т. е. этот счетчик считает только до 7 (по числу дней в неделе), а не до 8, как обычно.

У этого блока есть два серьезных недостатка: во-первых, используются диодные логические элементы, потребляющие значительный ток (выход-замена диодов одной микросхемой К561ЛИ2 в соответствующем включении) и, во-вторых, для перебирания адресов ОЗУ используется 13 проводов, т. е. нужно $2^{13} = 8$ килобит памяти. «Лишний», 13-й провод у нас появился из-за нерационального включения микросхем — счетчика часов: они памятью управляют по 6 проводам, в то время как для просмотра 17...31 часов достаточно 5 проводов ($2^5 = 32$, $2^6 = 64$). Для устранения этого недостатка и уменьшения объема памяти параллельно счетчикам часов можно включить еще один, 5-разрядный двоичный счетчик. Обнуляться он должен раз в 24 часа.

Первый блин обычно комом... Эта схема довольно громоздка и не совсем совершенна. Ее можно существенно упростить, если в качестве счетчиков и дешифраторов использовать специализированные микросхемы типа К176ИЕ3 и ИЕ4, совмещающие в себе обе эти функции и к тому же «умеющие» самостоятельно обнуляться, без всяких диодов. Усовершенствованная схема нарисована на рис. 2.25, б; она является окончательной, поэтому рассмотрим ее более подробно.

Единицы минут «считает» верхний по схеме счетчик ИЕ4. Благодаря тому что у этой микросхемы есть специализированный выход, уровень на котором меняется каждый пять периодов тактовой частоты (см. рис. 1.70, б), то нам «одним махом» удалось сократить схему аж на две микросхемы. Такая «удача» радиолюбителям попадает очень редко...

С выхода счетчика единиц минут сигнал поступает на счетчик десятков минут, собранный на счетчике ИЕ3, управляющим индикатором, и продублированный двоичным счетчиком, «перебирающим» адреса ОЗУ. В этой и всех остальных частях схемы мне ничего более-менее существенного «сократить» не удалось. Так как оба счетчика управляются по спаду импульса, то формирователь короткого импульса, подключенный к выходу счетчика единиц минут, не нужен.

Блок счетчика часов выполнен по обычной схеме. Параллельно счетчикам ИЕ3 и ИЕ4 включен 5-разрядный двоичный счетчик, «перебирающий» адреса памяти. Такая схема самая простая: преобразовать каким-либо другим способом двоично-десятичный код (6 проводов) в двоичный (5 проводов) или наоборот очень сложно. А увеличивать из-за такого «пустяка» объем памяти в 2 раза неэкономично; вообще большинство уважающих себя радиолюбителей из принципа не пойдут на такой шаг.

По достижению счетчиком часов состояния «24» все три счетчика обнуляются, одновременно «прибавляется один день» счетчиком дней недели.

Несмотря на свою простоту, эта схема все равно довольно далека от идеала. Для достижения последнего необходимо ввести в схему возможность предварительной установки (сокращенно — предустановки) часов, а также из-за особенностей используемой памяти тактирование и переключение устройства в режим пониженного энергопотребления.

Начнем переделывать схему как обычно — с начала, т. е. в нашем случае сверху. Но перед началом «революции» на отдельный лист нужно выписать все то, что мы хотим получить в результате, иначе в лучшем случае в итоговой схеме будут незначительные противоречия, которые, хотя и с трудом, можно устранить. А вот в худшем случае... В то же время если вы не поленитесь отдать пару минут на «бумагомарание», то возникновение противоречий невозможно в принципе.

Итак, что же должно получиться в результате:

1. Нужно ввести тактирование в микросхему ОЗУ; его надежность должна равняться 100% — сбои в работе и возникающие в результате них повреждения хранимой в памяти информации недопустимы. В школе один «лишний» звонок — сенсация, которая может привести к повальной истерике.

2. В качестве резервного источника питания желательно использовать 3...4 миниатюрных батарейки к наручным часам. В режиме пониженного энергопотребления основные узлы (генератор и счетчики времени) должны продолжать работу, а не основные (индикаторы, устройства управляющие нагрузкой) выключаться. ОЗУ целесообразно перевести в режим «хранения».

3. Нужно предусмотреть независимую установку часов, минут и дней недели. При переходе счетчика минут из «59» в «00», счетчик часов импульс переноса «считать» не должен — иначе процесс программирования памяти начнет доводить до бешенства. Блокировать аналогичный процесс при переходе счетчика часов из «23» в «00» не обязательно. «Лишний» ноль в разряде десятков часов желательно погасить. Кроме того, в устройство желательно ввести функцию принудительного обнуления разряда часов или минут при продолжительном удерживании соответствующей кнопки в нажатом состоянии.

Усовершенствованная схема счетчика минут нарисована на рис. 2.25, в. В качестве дополнительных логических элементов пока выберем триггеры Шмитта (все равно в счетчике часов понадобится элемент 2И) и инверторы.

Так как микросхемы К176ИЕ12 (задающий генератор — см. рис. 2.25, г) и ИЕ4 рассчитаны на работу по спаду импульса, а для тактирования ОЗУ нужен фронт импульса, причем к тому времени, как начнет переключаться счетчик ИЕ4, ОЗУ уже должна находиться в режиме хранения, то между генератором и счетчиком включены два инвертора, и по спаду импульса на выходе генератора («рабочий» перепад уровней) на выходе первого инвертора (триггера Шмитта) формируется уровень лог. «1», который через диод тактирует ОЗУ (переводит в режим хранения), а на выходе второго инвертора появляется уровень лог. «0», и через некоторое, очень небольшое, время счетчика ИЕ4 переключится.

Из-за особенностей работы микросхемы генератора (40 секунд на ее выходе «1 мин.» поддерживается уровень лог. «0» и 20 секунд — уровень лог. «1»), для исключения возможности блокировки «нулем» триггера Шмитта, между выходом генератора и входом элемента включена дифференцирующая RC-цепочка (R1C1), формирующая из длинного импульса короткий. Его длительность зависит от номиналов элементов R1 и C1 и должна быть больше времени переключения всех счетчиков (сотые доли секунды), так как в «рабочем» режиме, для упрощения схемы устройства, тактироваться ОЗУ будет только у выхода этого

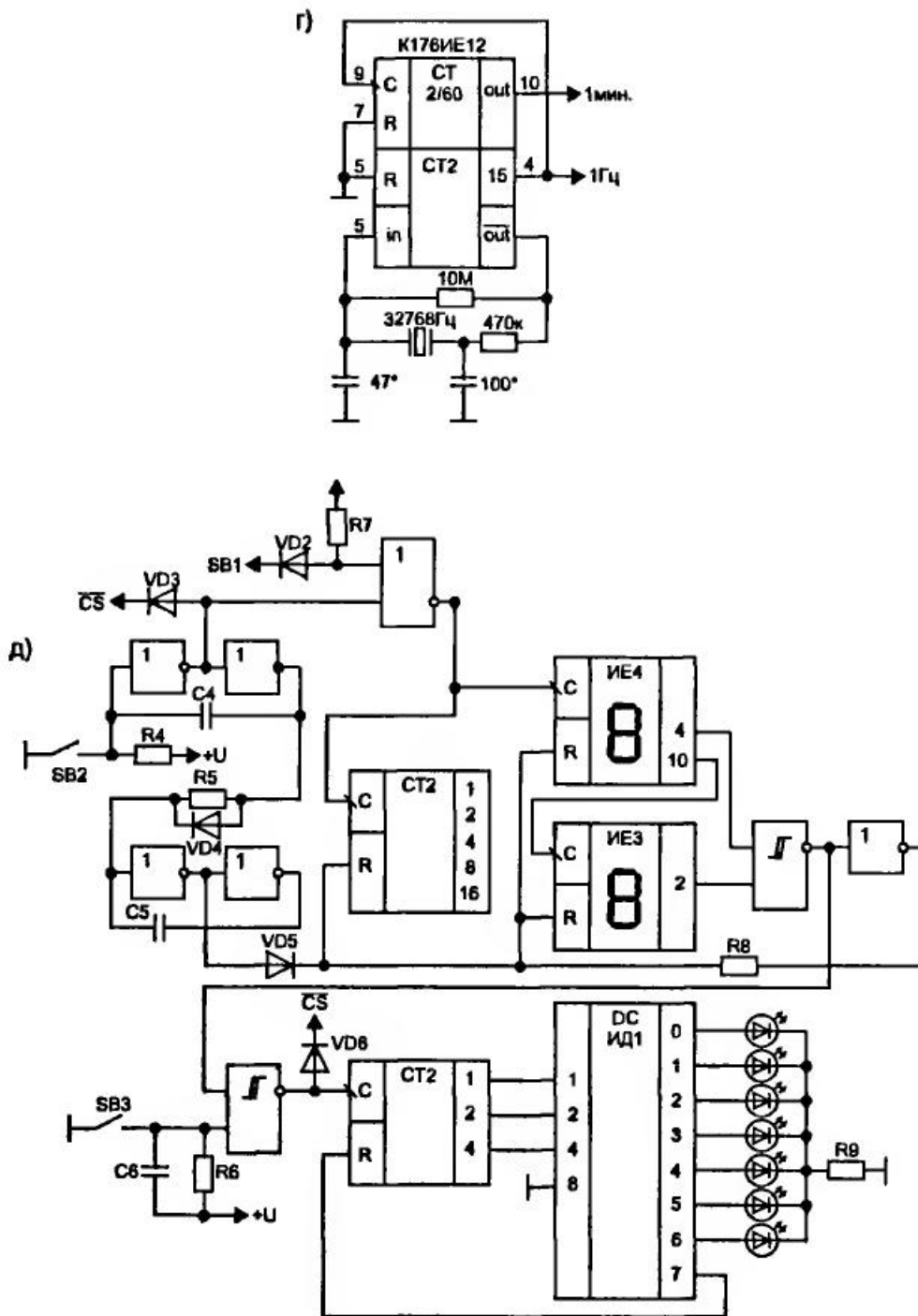


Рис. 2.25. Этапы создания универсального таймера с недельным циклом (продолжение)

триггера Шмитта, а не со входов каждого счетчика (посчитайте количество диодов и инверторов-повторителей, которые понадобились бы в этом случае).

Изменить информацию, записанную в счетчик минут, можно, нажимая на кнопку SB1 («+1 мин»). Для подавления искрения и дребезга контактов кнопки применена интегрирующая RC-цепочка на элементах R2C2 (постоянная времени T — около 0,1 секунды). Триггер Шмитта (и только он среди всех логических элементов) может нормально работать в цифровом режиме с плавно изменяющимися аналоговыми сигналами, поэтому заменять его ничем нельзя (без серьезной переделки этого «кусочка» схемы).

Для обнуления счетчиков блока минут нам нужен такой логический элемент, у которого есть несколько выходов и на выходе которого при уровне лог. «0» на одном из входов (так как используемые в схеме счетчики ИЕ3, ИЕ4 работают по спаду импульса) появляется уровень лог. «1», обнуляющий счетчики. Этому требованию соответствует элемент И-НЕ, поэтому, недолго думая (думать нужно будет потом, когда из отдельных блоков нужно будет собрать целое устройство), поставим к выходу 6 счетчика ИЕ3 триггер Шмитта. Так как импульсы на этом выходе также имеют слишком большую длительность, для уменьшения ее поставим RC-цепочку R3C3 (с помощью пассивных элементов — резисторов, конденсаторов и пр. — можно только уменьшить какой-нибудь параметр — ток, напряжение, продолжительность импульса и т. д. Увеличить «параметры» можно только с помощью активных элементов — транзисторов или микросхем). Постоянная времени цепочки R3C3 может быть от тысячных долей секунды до бесконечности, но лучше, чтобы она была поменьше (подумайте почему).

Для принудительного обнуления счетчиков в любой момент нужно подать на нижний по схеме вход триггера Шмитта уровень лог. «0». Нам нужно, чтобы обнуление происходило при длительном (более 0,5 с) удерживании кнопки SB1 нажатой. Поэтому здесь не обойтись без интегрирующей RC-цепочки. Ее конденсатор припаивается между входом триггера Шмитта и общим проводом (кстати, благодаря этому при включении напряжения питания счетчики минут окажутся обнуленными — при включении напряжения разряженный конденсатор начинает заряжаться и в течение некоторого времени на входе триггера Шмитта поддерживается уровень лог. «0»), а «свободный» вывод резистора — непосредственно к контакту кнопки SB1. При нажатии на эту кнопку счетчики переключаются почти мгновенно, и если ее сразу же отпустить, то обнуление не произойдет по той простой причине, что интегрирующий конденсатор (постоянная времени T для этой цепочки — 0,5 с) «не успел» зарядиться (вернее, разрядиться до уровня лог. «0»). При отпускании кнопки напряжение на конденсаторе начинает увеличиваться (для ускорения этого процесса параллельно резистору можно включить диод анодом к кнопке SB1, но, к сожалению, при этом начнет «мешать» резистор R2, который очень сильно ограничивает заряжающий конденсатор ток. Выход — подключить вход интегрирующей цепочки к выходу (извините за тавтологию, но по-другому нельзя) второго инвертора (входу С счетчика ИЕ4). Недостатков у этого варианта нет, а большой выходной ток инвертора заряжает интегрирующий конденсатор практически мгновенно), поэтому обнуление счетчиков при разомкнутой кнопке SB1 и $T = R1C1 < 0,5$ секунды возможно только с выхода счетчика ИЕ3.

Рассмотрим теперь схему счетчика часов и календаря (рис. 2.25, д). Сигнал на счетчик часов поступает с провода, подключенного ко входам сброса R счетчиков минут, но при нажатой кнопке SB1 этот сигнал должен блокироваться. Проще всего это сделать, поставив на входе счетчика часов схему «2И» (R7VD2): на выходе этой схемы появится уровень лог. «1» (и соответственно на входах С счетчиков — уровень лог. «0») только в том случае, если кнопка SB1 не нажата, а счетчик минут переключается из «59» в «00». Если кнопку SB1 на-

жать, уровень лог. «0» через диод VD2 закоротит резистор R7 и на перепад уровней С выхода счетчика минут схема не отреагирует.

Показания счетчика часов изменяются с помощью кнопки SB2, а счетчика дней недели — с помощью кнопки SB3. Одновременно при нажатой кнопке через соответствующий диод (VD3 или VD6) микросхема памяти переходит в режим хранения (тактируется). Катоды всех диодов — VD1, VD3 и VD6 — соединены между собой и подключены ко входу CS микросхемы памяти; этот вход через R10 соединен с общим проводом. Поэтому ОЗУ переходит в рабочий режим (т. е. на ее входе CS появляется уровень лог. «0») только тогда, когда на анодах этих диодов появляются уровни лог. «0», т. е. когда ни один счетчик не переключается. За мгновение до переключения любого счетчика на вход CS поступает уровень лог. «1» — быстродействие диодов в сотни раз больше быстродействия счетчиков, — поэтому этот сигнал никогда не «опаздывает». Один из диодов (VD1, VD3 и VD6) можно заменить резистором, в этом случае резистор R10 не нужен.

При нажатии на кнопку SB2 на нижнем по схеме выводе элемента 2ИЛИ-НЕ появляется уровень лог. «1». Так как на его верхнем входе практически постоянно поддерживается уровень лог. «0», то элемент переключается и счетчики «прибавляют» одну единицу. При удерживании этой кнопки в нажатом состоянии более 0,5 секунды интегратор на нижней паре инверторов переключится и через диод VD5 обнулит все счетчики.

- При числе в разряде часов от 0 до 23 на одном или обоих выходах переноса счетчиков ИЕ3 и ИЕ4 присутствует уровень лог. «0», поэтому на выходе схемы «2И-НЕ» (триггер Шмитта) поддерживается уровень лог. «1». Этот уровень не разрешает счетчикам часов обнуляться (на выходе инвертора — уровень лог. «0») и в то же время разрешает нижнему по схеме триггеру Шмитта переключаться от кнопки SB3. Так как дней в неделе сравнительно немного, то блокировка и обнуление счетчика календаря не предусмотрены. Благодаря этому схема стала гораздо проще. Все должно быть в разумных пределах.

Обнуляется счетчик часов через элемент 2ИЛИ, собранный на диоде VD5 и резисторе R8; счетчик дней недели обнуляется при двоичном коде на его выходах, равным 7 (111), через соответствующий выход дешифратора.

Теперь нам осталось только нарисовать блок управления ОЗУ и нагрузкой (звонок). ОЗУ включено по обычной схеме (рис. 2.25, е), и информация, установленная на выходах DI (в схеме используются две микросхемы, все выводы которых, кроме DI и DO, соединены вместе; при изготовлении печатной платы одну микросхему нужно «посадить» сверху на другую (соблюдайте цоколевку!) и паяльником спаять все «нужные» выводы, кроме выводов данных) кнопками SB4 и (или) SB5, записывается при кратковременном нажатии на кнопку SB6 «запись». Так как сразу после включения напряжения питания в большинство ОЗУ по всем адресам записаны «нули», то для облегчения процесса налаживания устройства принято, что звонок должен звенеть только тогда, когда в соответствующем разряде записана «единица».

Для управления звонком используется счетчик, два четырехходовых логических элемента ИЛИ-НЕ (для возможности увеличения количества микросхем

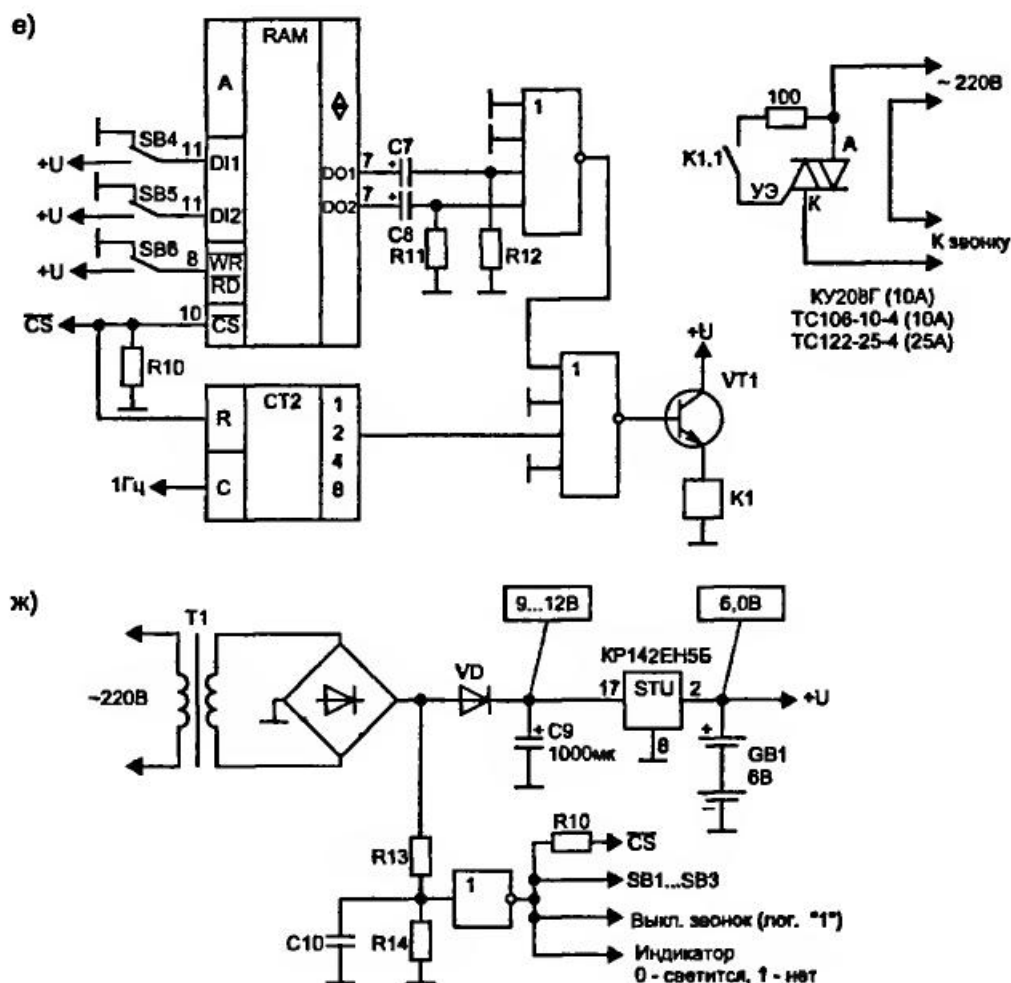


Рис. 2.25. Этапы создания универсального таймера с недельным циклом (продолжение)

памяти до 4) и две дифференцирующие RC-цепочки C7R12 и C8R11. В исходном состоянии оба конденсатора разряжены (на обоих выходах ОЗУ — лог. «0»), на всех входах первого логического элемента установлены уровни лог. «0», на его выходе — лог. «1»; этот уровень блокирует работу нижнего по схеме элемента, на его выходе — уровень лог. «0», транзистор закрыт, и реле K1 обесточено. Звонок не звенит. Как только на одном из выходов (или обоих) ОЗУ появится уровень лог. «1», верхний логический элемент переключится и разрешит работу нижнего элемента. На выходе 2 счетчика в это время уровень лог. «0» (какой-нибудь уровень на выходе ОЗУ появляется только после спада импульса на входе CS; счетчик этим импульсом обнуляется по входу сброса R). Зазвенит звонок, и звенеть он будет в течени 2 секунд (пока на выходе два счетчика, «считающего» импульсы частотой 1 Гц, не появляется уровень лог. «1»). Постоянная времени одной из дифференцирующих цепочек выбрана равной 3 секундам, а второй — 5 секундам. Поэтому если звенит звонок «с урока» ($t \approx 3$ с), то через некоторое время после первого звонка, но до начала второго верхний логический элемент переключится и запретит нижнему давать второй и все остальные звонки. Если же звенит звонок «на урок» ($t \approx 5$ с), то схема заблокируется только после второго звонка, но до начала третьего.

Каждый уровень на выходе ОЗУ «держится» не менее 5 минут, и за это время он успевает как минимум 4 раза кратковременно «пропасть» из-за воздействия на вход CS сигнала тактирования. Но на работу схемы, управляющей звонком, это не влияет: резисторы R11 и R12 поддерживают на входах элемента уровни лог. «0», а за ту 1 минуту, через которую следуют сигналы тактирования, оба конденсатора успевают полностью зарядиться / разрядиться.

Так как информация на адресных входах ОЗУ изменяется каждые 5 минут, то расстояние во времени между двумя звонками кратно этой величине (5, 10, 15 минут и т. д.).

В большинстве школ установлены звонки электромагнитного типа, на которые нужно подавать переменное напряжение амплитудой 220 В и частотой 50...60 Гц (сетевое напряжение). Для управления звонком использован симистор (усилитель тока — звонок потребляет до десятков ампер) и реле. Реле К1 нужно для обеспечения гальванической развязки сетевого напряжения и напряжения питания этой схемы (иначе устройство будет «биться током» при прикосновении к нему — ни один руководитель школы не разрешит устанавливать такой «подарок»), кроме того, симистором проще всего управлять именно с помощью реле. Резистор на 100 Ом ограничивает протекающий через контакты К1.1 реле К1 ток в момент их замыкания. Его можно убрать, но делать это нежелательно.

Возможный вариант блока питания устройства изображен на рис. 2.25, ж. Трансформатор Т1 преобразует сетевое напряжение 220 В в напряжение 7...10 В переменного тока. Оно выпрямляется диодным мостом и через диод VD поступает на вход стабилизатора напряжения. На его выходе действует напряжение, примерно равное 6 В, оно должно быть при отключенной батарее гальванических элементов GB1 (четыре батарейки к наручным часам) на 0...0,2 В больше, чем на никуда не подключенной батарее GB1. Благодаря такому режиму батарейки будут немножко подзаряжаться, не перезаряжаясь при этом.

На инверторе собран индикатор снижения напряжения питания, переводящий схему в режим пониженного энергопотребления. Вход этого индикатора подключен к выходу диодного мостика; диод VD в схему введен для того, чтобы индикатор срабатывал сразу же после провала напряжения питания, а не после того, как разрядится конденсатор С9 (диод VD «не пропускает» положительное напряжение влево по схеме). Сопротивления резисторов R13 и R14 при указанных на схеме напряжениях должна быть примерно одинаковыми (10...1000 кОм), а емкость конденсатора С10 должна быть такой, при которой индикатор напряжения никогда не переключается при включенном сетевом напряжении, т. е. как минимум в 3...5 раз больше минимальной.

Когда сетевое напряжение включено, устройство работает как обычно (на выходе инвертора — уровень лог. «0»). Когда сетевое напряжение исчезает, на выходе инвертора появляется уровень лог. «1» и устройство переходит в режим пониженного энергопотребления: ОЗУ через резистор R10 переходит в режим хранения; на левые по схеме выводы кнопок SB1...SB3 подается уровень лог. «1», который присутствует и на их правых выходах; индикаторы, показывающие время и устройство подачи звонков, отключаются. Ток потребления в таком режиме резко снижается и не превышает 20 мкА — от «свежих» батаре-

ек такой ток можно «брать» в течение нескольких месяцев. Если же остановить кварцевый генератор, то потребляемый ток снизится еще примерно в 100 раз.

Все, схема устройства нарисована! Теперь осталось только определиться с типом и количеством микросхем, сгладить некоторые «острые углы», продумать, как лучше согласовать между собой отдельные блоки, и можно рисовать итоговую, «большую» схему.

Итак, триггеров Шмитта у нас задействовано ровно 4, т. е. одна микросхема К561ТЛ1; инверторов нужно 7 штук плюс один элемент 2ИЛИ-НЕ. Проще всего поставить одну микросхему ЛЕ5 (1 элемент 2ИЛИ-НЕ + 3 инвертора) и еще одну 4-элементную микросхему, способную работать как инвертор (ЛА7, ЛЕ5, ЛП2, ЛП14).

Хотя давайте посмотрим, может нам удастся как-нибудь сократить схему и обойтись 6 инверторами (К561ЛН2)? Первым делом нужно попытаться «убрать» элемент 2ИЛИ-НЕ. Смотрим: на его верхнем по схеме входе практически постоянно поддерживается уровень лог. «0», а на выходе — лог. «1». То есть инвертору этот элемент необходим — счетчики часов должны переключаться сразу же после начала (фронта) импульса на входах сброса счетчиков минут. Но если мы поставим здесь инвертор с одним входом, как мы будем «настраивать» кнопкой SB2 показания счетчиков часов? Выход, как и все гениальное, прост (не буду уточнять, сколько ночей я не спал, пока додумался до него): между выходом инвертора и входами С счетчиков нужно поставить резистор, а между входами С и точкой соединения конденсатора С4 и резистора R5 — диод. Получилась диодная схема «2И». При нажатии на кнопку SB2 через диод, прямое сопротивление которого гораздо меньше сопротивления резистора, на входы С счетчиков подается уровень лог. «0». Диод VD3 нужно оставить на прежнем месте.

Теперь нам осталось только убрать два инвертора — у микросхемы ЛН2 только 6 инверторов. Один инвертор можно «отобрать» у интегратора, с помощью которого счетчики обнуляются при длительном удерживании кнопки SB2 нажатой — для входов сброса крутизна управляющих импульсов безразлична. К сожалению, больше «лишних» инверторов нет. Но если вспомнить, что любой транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, инвертирует сигнал, то эта проблема станет решаемой. Для увеличения экономичности устройства заменять нужно такой инвертор, который в режиме понижения энергопотребления или не переключается вообще, или меняет свое состояние изредка и на непродолжительный срок. Таковыми являются второй инвертор интегратора, подключенного к кнопке SB2, и инвертор, через который счетчик часов обнуляется. Первый вариант для нас неприемлем — к выходу этого инвертора подключены конденсатор и диоды, требующие значительного импульсного тока. А вот второй вариант подходит идеально, заодно мы «сэкономим» диод VD5 (транзистор инвертора должен быть структуры р-п-р: большую часть времени на его входе будет присутствовать уровень лог. «1», а для уменьшения энергопотребления нужно, чтобы транзистор почти всегда был закрыт).

Теперь остались счетчики. Схема требует три трехразрядных счетчика и один — пятиразрядный. С последним все понятно: или К176ИЕ1, или К176ИЕ2, или К561ИЕ20. ИЕ1 — самый дешевый и «малогабаритный», на нем и остано-

вися. А вот строенных счетчиков, по моим сведениям, до сих пор не существует. Поэтому возьмем или два сдвоенных ИЕ10 (один счетчик окажется «лишним»), или лучше ИЕ10+ИЕ11 — этот вариант дешевле. Вместо ИЕ11 можно взять еще более дешевый ИЕ1.

Теперь определимся, куда и какой счетчик поставим. Счетчик минут работает по спаду, календарь — по фронту, счетчик для звонка — безразлично, но лучше по спаду. Микросхема ИЕ11 работает по фронту, ее мы поставим в календарь. Остальные счетчики соберем на микросхеме ИЕ10. Кстати, именно такое включение микросхем будет удобно и при изготовлении платы устройства — оба счетчика, относящиеся к микросхеме ИЕ10, должны быть расположены недалеко от задающего генератора (ИЕ12), т. е. недалеко друг от друга.

В качестве индикаторов возьмем светодиод типа АЛС324Б. Они собраны по схеме с общим анодом, т. е. на их общий вывод нужно подать положительное напряжение. Так как на выходе индикатора напряжения в рабочем режиме присутствует уровень лог. «0», то без инвертора не обойтись. Его мы соберем на мощном транзисторе, который заодно будет выполнять и роль усилителя тока. Индикатор в разряде десятков часов к питанию подключим через транзистор, а его базу соединим с выходом f соответствующего дешифратора. При коде цифры «0» на этом выходе будет присутствовать уровень лог. «0», а при коде «1» и «2» — уровень лог. «1». Для того чтобы «0» гасился, а «1» и «2» — нет, транзистор должен открываться при положительном напряжении на базе? т. е. он должен быть структуры п-р-п. Так как инверсия сигнала не нужна (положительное напряжение на общем входе индикатора должно присутствовать только тогда, когда на выходе f дешифратора действует уровень лог. «1»), то транзистор мы включим по схеме с общим коллектором и резистор в цепи базы не нужен.

Для нормальной работы этого транзистора выход f дешифратора к соответствующему входу индикатора лучше не подключать (кстати, здесь можно использовать индикатор с перегоревшим сегментом f); для того чтобы яркость свечения индикатора десятков часов совпадала с яркостью свечения всех остальных индикаторов (на эмиттерном повторителе, через который управляется этот индикатор, «падает» 0,6...0,8 В), все остальные индикаторы к источнику питания нужно подключить через диод, на котором будет «падать» такое же напряжение. Яркость свечения всех индикаторов зависит от сопротивления резистора R19.

Теперь нам осталось только «причесать» схему, чтобы довести ее до совершенства, а точнее — поискать и попытаться устранить разнообразные так называемые мною «острые углы». Таковыми могут оказаться резисторы, через которые в режиме пониженного энергопотребления течет значительный ток; счетчики, не желающие считать и (или) обнуляться? и т. д. В этой схеме мною было обнаружено два таких «угла»: цепь сброса счетчика часов при переполнении, и подключение резервного источника питания.

Как только счетчик часов «досчитает» до числа «24», на выходе триггера Шмитта появится уровень лог. «0», а на выходе инвертора — уровень лог. «1». Счетчики начнут обнуляться, и может случиться так, что один из счетчиков (ИЕ3 или ИЕ4) обнулится быстрее второго и уровнем лог. «0» на своем выходе

переноса установит «ноль» на входах сброса. То есть обнулятся не все три счетчика, а только один-два.

Соберем схему счетчика часов на макете и, подавая на ее вход С прямоугольные импульсы с выхода логического пробника, проследим, как обнуляются счетчики (перед тем как что-нибудь забраковать, нужно убедиться, что это именно брак). Если вы правильно собрали эту схему, то должны заметить, что счетчики всегда работают так, как должны. Объяснение этому — задержка выходов счетчиков и логических элементов, из-за которой длительность сигнала сброса становится чуть ли не в 2 раза больше минимальной. То есть никакого «острого угла» здесь нет.

А вот со второй проблемой нужно бороться. Подключив между выходом и общим проводом микросхемы-стабилизатора источник питания напряжением 6 В через миллиамперметр, можно убедиться, ток в цепи превышает 20 мА, т. е. батареек «хватит» на несколько часов, а не на полгода, как хотелось бы. Поэтому оба источника питания (основной и резервный) к схеме нужно подключить через диоды с большим обратным сопротивлением.

Кстати, тут можно «экономить» одну батарейку, поставив в схему вместо четырех три батарейки. Четыре батарейки я взял для того, чтобы было проще согласовать их суммарное напряжение (5,6...6 В) с выходным напряжением стабилизатора ($6,0 \pm 0,2$ В), напряжение резервного источника питания может быть от 3 до 6 В. Если же использовать 5 В — стабилизатор и его выход к схеме подключить через диод, падение напряжения на котором составляет 0,6...0,8 В, то можно обойтись и тремя батарейками (4,2...4,5 В). Так мы и сделаем.

Полная схема устройства изображена на рис. 2.26. Как она работает, вам уже известно. В схему добавлен только переключатель SA1, нажав на который можно остановить задающий генератор (при этом потребляемый им ток не уменьшается) и заблокировать работу элемента DD14.2, управляющего звонком. Этот переключатель значительно облегчает процесс программирования ОЗУ.

Переведя переключатель SA2 в нижнее по схеме положение, можно отключить устройство подачи звонков (часы при этом будут работать как обычно); возможность принудительного включения звонка нажатием на кнопку SB7 при этом сохранится. Такой режим работы подойдет для случая, когда расписание на один-два дня нужно изменить и нет желания «мучиться» с программированием ОЗУ. В таком случае звонки будут включать вахтерши.

У показанного на схеме включения кнопки SB7 есть один недостаток: если на нее нажать в режиме пониженного энергопотребления, то реле K1 сработает — а оно потребляет немалый ток. Чтобы устранить возможность срабатывания реле, нижний по схеме вывод кнопки нужно соединить не с шиной «+U», а с тем проводом (выводом), напряжение на котором есть только в рабочем режиме, а при отключении напряжения питания становится равным нулю. Наиболее «привлекательная» для нас подобная точка — вывод 13 элемента DD3.6. Сюда его и нужно подключить.

Конденсатором C2 можно изменять частоту задающего генератора: если часы спешат, то его емкость нужно увеличить; если это не помогает — нужно увеличить и емкость конденсатора C1. Если суммарная емкость этих конденсато-

ров превышает 120...150 пФ, а часы все равно спешат — лучше всего поменять кварц ZQ1 на другой аналогичный (я использовал кварц от наручных часов).

Микросхема K176IE12 довольно плохо работает от слишком низкого (4,5 В) для нее напряжения. Выражается это в том, что кварцевый генератор не хочет запускаться. Помочь ему в этом можно двумя способами: уменьшив сопротивление резистора R1 (резко увеличится потребляемый схемой ток) или попытаюсь «раскачать» генератор, касаясь пальцами выводов 12...14 микросхемы, пока не «заморгает» точка на индикаторе HG3. Последний вариант по затратам наиболее выгоден, а работающий генератор не остановится до тех пор, пока батарейки не разрядятся окончательно.

Для управления мощным симистором использовано герконовое реле K1. Реле бывают трех типов: электромагнитные («обычные»), герконовые (на основе контактов, управляемых электромагнитным полем, — герконов) и твердотельные (полупроводниковые — на основе оптронов). Самые дешевые — два первых вида; герконовые реле по сравнению с электромагнитными потребляют гораздо меньший ток, но и контакты у них более слабые, рассчитанные на коммутирование незначительных токов. В схеме можно использовать любые реле с напряжением срабатывания 4 В и меньше. Если вам не удастся «достать» столь низковольтные реле, то можно аккуратно разобрать любое имеющееся и перемотать его обмотку более толстым проводом. Чем больше габаритные размеры реле и диаметр провода обмотки, тем больший ток оно потребляет — микросхема DA1 и транзистор VT2 должны быть рассчитаны для работы с ним (при токе более 150 мА транзистор нужно заменить на более мощный — KT815, KT817). Этот же ток должны выдерживать и трансформатор T1 с диодами VD7...VD12.

Коротко про некоторые условные обозначения, принятые на схеме. Все выводы деталей, помеченных одинаково («CS», «вкл.», «+U»), должны быть соединены друг с другом. Это сокращение введено для того, чтобы не «тянуть» через весь рисунок линии, тем самым загромождая и делая его непонятным. Также на схеме есть шина из проводов, она отмечена более толстой линией. В шину «сплетены» несколько (от трех до бесконечности) проводов, **изолированных** друг от друга. Каждый отвод (вход или выход — безразлично) от шины помечается любым целым десятичным числом; так, например, как видно из рисунка, вход A4 ОЗУ соединен с выходом одного счетчика DD9. Номера провода с шины всегда ставятся **над** линией, символизирующей этот провод; если провод пересекает шину, но не входит в нее, то его рисуют как обычно, но номер не ставят (см.; например, соединение входов С счетчиков DD7 и DD9); если же он входит в шину и должен пересечь ее, то номера ставятся с обеих сторон (см. соединение микросхем DD10 и DD11). Круглые точки — знак соединения — на шинах ставить нельзя. Нельзя также, чтобы два разных провода, входящих в шину с разных сторон, перпендикулярно ей, являлись продолжением одной прямой, пересекающей шину, — эти провода должны быть смещены относительно друг друга. Также обратите внимание, как входят/выходят в шину «последние» провода, — это нужно знать, чтобы безошибочно читать чужие схемы и чтобы другие смогли понять вашу. Кстати, в шину можно было бы «загнать» и провода «CS», «вкл.» и др.; но в таком случае на схеме появились бы «лишние» провода

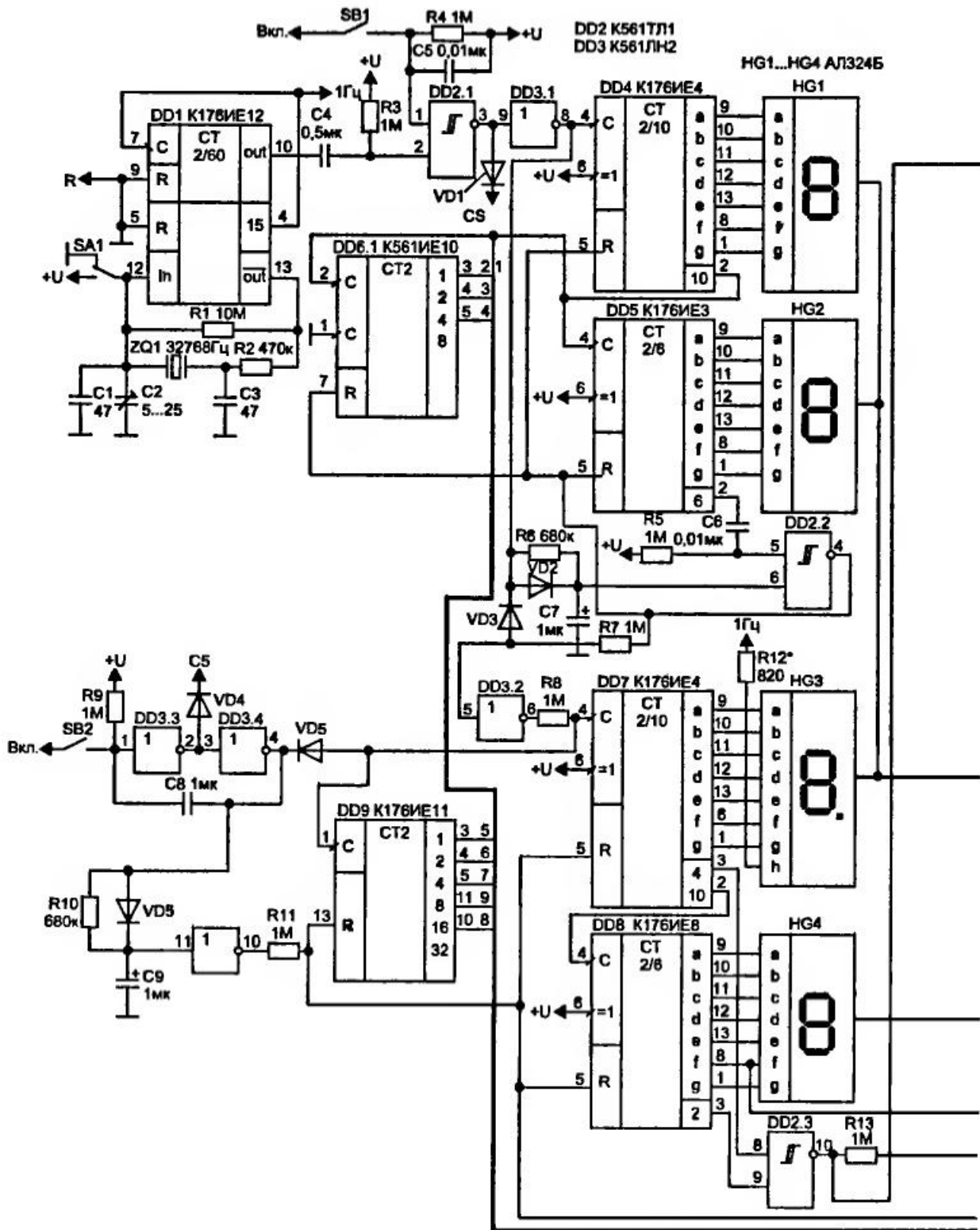
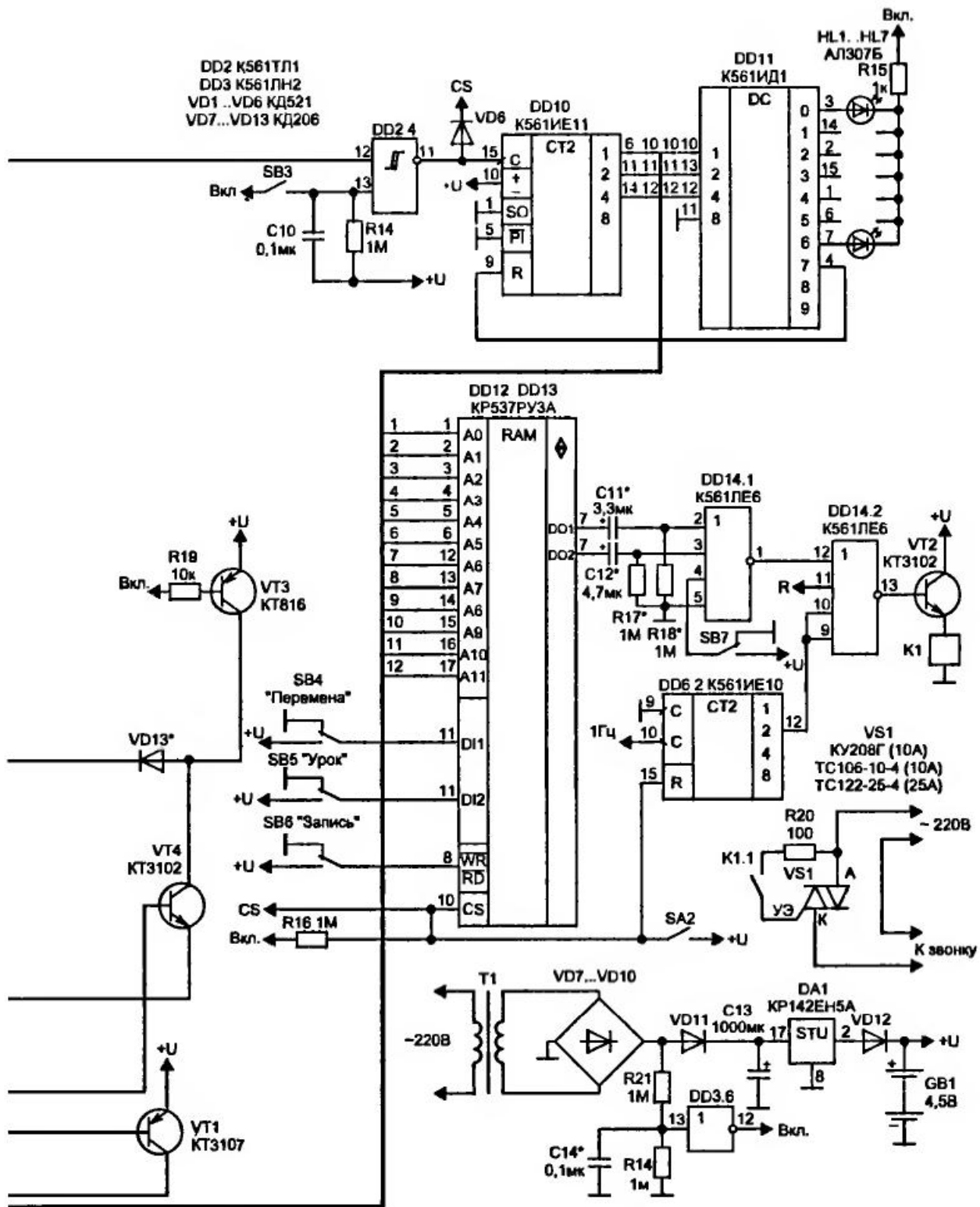


Рис. 2.26. Принципиальная схема узла таймера

между соответствующим выводом и шиной, загромождающие рисунок. Всего должно быть в меру.

При налаживании схемы нужно добиться того, чтобы все ее узлы (блоки) работали так, как хочется нам, а не им. Сразу после включения напряжения питания по большинству (но не по всем) адресам ОЗУ записываются «нули». Чтобы стереть не нужные нам «единицы», которые записаны по случайному адресу,



на левый по схеме вывод конденсатора С4 нужно подать сигнал частотой около 1000 Гц (соединив его не с выводом 10, а с выводом 11 микросхемы DD1 — в схеме можно даже предусмотреть переключатель, который будет это делать). Кнопка SB6 при этом должна быть нажата. Этот процесс нужно продолжать до тех пор, пока, судя по показаниям календаря, не пройдет две недели, то есть секунд пять. После этого можно считать, что по всем адресам записаны «нули», и

можно начинать записывать «единицы» (вначале нажать на одну или обе) кнопки SB4, SB5, а потом, удерживая эти кнопки нажатыми, на SB6) при тех показаниях индикаторов часов, когда должен звенеть звонок.

На параллельные входы D счетчика DD10 можно подать любые логические уровни. Микросхему K561ЛЕ6 можно заменить на K176ЛП11 (цоколевка та же), при этом появится один «лишний» инвертор, которым можно будет заменить транзистор VT1. Но в таком случае между выходом инвертора и входами сброса нужно будет поставить диод. Адресные входы ОЗУ можно подключить к любым выходам любого счетчика DD6.1, DD9, DD10: микросхеме памяти все равно, в каком порядке перебираются адреса, по какому адресу информация была записана, по такому адресу она и считывается. На схеме указана именно такая разводка выводов исключительно ради «красоты», и ее можно изменить. Главное, чтобы все 12 выходов счетчиков были соединены со всеми адресными входами ОЗУ.

Правила проектирования схем

Выше, в этой части, мною были рассмотрены **некоторые** схемы, которые могут заинтересовать большинство радиолюбителей. Но их было рассмотрено слишком мало, и, если вы купили эту книгу исключительно в качестве сборника схем, боюсь, вы разочаровались.

У известного детского писателя В. Берестова есть такое стихотворение: «Как хорошо уметь читать! Не надо к маме приставать, не надо бабушку трясти: «Прочти, пожалуйста, прочти!»... Не надо звать, не надо ждать, а можно взять и почитать!» Это же относится и к электронике. Большинство известных мне «радиолюбителей» полностью зависят от чужих схем, публикующихся в многочисленной теперь радиотехнической литературе. Для них даже замена одной микросхемы на другую, работающую практически точно так же, огромная проблема. Кроме того, так как они не могут самостоятельно придумать даже простейшую схему, приходится **ждать**, пока ее «придумают» другие, более опытные люди и напечатают в популярном издании.

Но ведь все очень просто, главное — понять! Если вы научитесь «разговаривать» с радиодеталью на «ты», вам не будет нужна литература со схемами, вам не нужно будет ждать, пока вашу проблему решат другие радиолюбители (и получат за это в виде гонорара «ваши» деньги), вы просто сядете за стол и нарисуете нужную вам сегодня, сейчас, схему. Времени это займет немного, а финансовые средства вкладывать вообще не надо.

Именно эту цель я и поставил перед собой, когда задумал написать эту книгу. Я хочу, чтобы читатель не просто научился работать с паяльником, а стал Настоящим Радиолюбителем, которому любая, даже самая сложная, проблема по плечу. Сам я тоже долгие годы был «перекати-полем» и занимался только копированием чужих схем, пока мне как-то руководитель радиокружка Николай Яковлевич Ляшенко (г. Гродно, Беларусь) не посоветовал разобраться в принципе действия радиоэлементов и начать заниматься «свободным творчеством».

Примерно через год после того, как эта идея «дошла» до меня, мои схемы начали публиковать довольно «солидные» журналы.

В этой книге я попытался описать все то, чего мне не хватало тогда. В довольно объемной первой части книги дан весь необходимый для разработки любой цифровой схемы теоретический материал; в ней я постарался описать все известные мне сейчас особенности работы всех рассматриваемых элементов и фрагментов схем. Во второй части описаны правила согласования отдельных фрагментов в целую схему, причем чтобы получившаяся схема работала так, как хочется человеку, создавшему ее, а не как хочется отдельным элементам, из которых она состоит. На схемы, рассмотренные во второй части, нужно смотреть только как на «наглядные примеры» — каким-либо иным способом объяснить правила проектирования и согласования отдельных фрагментов для меня невозможно.

Попытаюсь кратко описать весь процесс создания новой для вас схемы. Первым делом нужно определить, что именно вам надо, т. е. нужно на отдельном листе, который впоследствии всегда должен быть у вас перед глазами, самым подробным образом описать весь алгоритм работы задуманного вами устройства. Алгоритм должен быть описан на техническом языке, т. е. вместо фразы «а потом там что-то щелкнет и через мгновение лампочка загорится» должно стоять «переключившийся элемент вызовет срабатывание реле, которое своими контактами включит лампочку».

После того как будет готов алгоритм, можно начинать рисовать блок-схемы. Желательно, чтобы они состояли из «стандартных кирпичиков» — генераторов, одновибраторов, счетчиков, регистров и т. д.

Внутри каждого «кирпичика» нужно написать его сильно сокращенное название — чтобы можно было отличить генератор от одновибратора. Каждый вывод каждого «кирпичика» (кроме логических элементов) должен иметь название, соответствующее названию аналогичного вывода у «настоящей» микросхемы. Номера и номиналы отдельных элементов (резисторов, конденсаторов) можно не указывать или указывать приближенные значения; для RC-цепочек можно лишь указать постоянную времени t . На тех входах, которые реагируют на определенный перепад уровней, этот перепад нужно указать.

После того как блок-схема будет готова (но не раньше этого!), в первой части этой книги (или в своей памяти) нужно выбрать конкретные микросхемы, элементы или фрагменты схемы, которые по своим возможностям **полностью** соответствуют «кирпичикам». При этом нельзя забывать про согласование по уровням — без этого вся схема не будет работать правильно. Если вы разрабатываете довольно сложное устройство, которое состоит из нескольких менее сложных «схемок» (пример — таймер на рис. 2.25), то каждую «схемку» нужно собрать на макет и убедиться в том, что она работает именно так, как вам надо. Это очень важное правило, и даже я, автор многочисленных устройств различной степени сложности, никогда им не пренебрегаю. Просто отдельный блок легче проконтролировать, чем всю схему; кроме того, при этом не нужно отвлекаться на все остальные блоки.

Далее наступает самый сложный период — доводка схемы до совершенства. В отличие от всех остальных этапов, занимающих у профессионалов считанные минуты, этот может растянуться на несколько дней, а то и недель. Для того чтобы этим «делом» было удобнее заниматься, нужно листик со схемой, а также несколько чистых листов бумаги и ручку положить на самом видном и удобном для работы месте. Как только у вас появится соответствующее настроение (а без него нельзя — это все-таки творчество, а не работа), руки сами потянутся к бумаге. Возьмите ее, посмотрите на схему, проанализируйте работу устройства, а потом сравните ее с алгоритмом: проверьте согласование по уровням. С «проблемными» местами, работа которых вам понятна не на 100%, а на 99% и меньше, лучше всего сразу разобраться. Не бойтесь, если в результате «разборок» вам понадобится изменить половину схемы, лучше это сделать сейчас, на стадии разработки, а не потом, когда собранное вами устройство начнет барахлить. Если же вы нашли «проблемное» место, но у вас нет времени или желания «возиться» с ним — не возитесь, но только не забудьте в соответствующем месте на схеме поставить маленький вопросительный знак (или еще что-нибудь) и рядом с ним очень коротко написать, чем именно вы недовольны. То же самое относится и к некоторым фрагментам, которых нет на блок-схеме, но без которых схема будет работать гораздо хуже. Рядом с ними нужно написать пояснение, почему вы решили, что они незаменимы. Иначе на следующий день вы эти фрагменты со спокойной совестью зачеркнете, посчитав, что вчера немножко перетрудились, а еще через день вы поймете, что вся ваша работа зашла в тупик именно из-за того, что нет этого фрагмента.

Также в этот период нужно подумать над уменьшением количества деталей, возможностью замены дорогостоящих или «редких» элементов более доступными, подумать о наиболее «выгодном» напряжении питания, об уменьшении статического/динамического токов потребления, введение дополнительных «удобств» в управлении устройством и т. д. Но только не нужно стремиться сделать все это «за один присест» — толком это еще никогда не кончалось.

Одновременно нужно пытаться более рационально использовать те детали, из которых состоит схема, чтобы в итоге не осталось «лишних» логических элементов, счетчиков и пр. Если же некоторые элементы все равно остаются «свободными», их можно «всунуть» куда-нибудь в схему, тем самым усовершенствовав ее, устранив «острые углы» или введя в устройство дополнительную полезную функцию.

Только после этого можно рисовать полную схему устройства, наносить на нее номиналы элементов, помечать детали порядковыми номерами. Но не спешите «претворять схему в жизнь», а лучше положите ее на видное место: вполне возможно, что через несколько дней вам захочется изменить номиналы некоторых элементов, заменить одну микросхему другой, аналогичной, незначительно изменить включение отдельных деталей — это нормально, и с этим сталкивается большинство радиолюбителей, которые самостоятельно разрабатывают свои конструкции.

И напоследок два полезных совета. Если вы в своей схеме используете какую-то новую для себя микросхему, перед тем как рисовать схему на ее основе, убедитесь в том, что эта микросхема работает именно так, как вам надо. Сле-

лать это можно с помощью логического пробника (если эта микросхема — цифровая) или вообще с помощью светодиода. Одна-две минуты, которые понадобятся вам для этого, несравнимы с теми неделями, которые вы затратите, пытаясь настроить заведомо неисправное из-за неучтенной вами «маленькой мелочи» устройство. Кроме того, в электронике, как и во всех других науках, справедливы поговорки: «лучше один раз увидеть, чем сто раз услышать» (или прочитать) и «на ошибках учатся».

И второй совет — как своими знаниями можно честно зарабатывать деньги на радиодетали. Если вы самостоятельно придумали схему, аналог которой в литературе вам не встречался, или ваша схема проще и (или) дешевле описанной в журнале — отправьте ее в редакцию журнала. Если ее опубликуют (именно этим, скорее всего, и окончится ваша затея), вам причитается авторский гонорар. В солидных журналах, печатающихся большим тиражом на хорошей бумаге, он достигает эквивалента 5 долл. за одну страницу. В менее солидных он поскромней, но там и больше шансов, что статью напечатают.

При подготовке статьи нужно соблюдать три условия:

1) вы должны быть абсолютно уверены в работоспособности вашего устройства. То есть вы его **обязаны** собрать из стандартных деталей, после чего убедиться, что оно работает так, как надо;

2) текст статьи и рисунки к статье должны быть на отдельных листах — в редакциях их одновременно набирают разные люди;

3) соблюдайте авторское право. Если вы усовершенствовали чье-то устройство или если чья-то разработка подтолкнула вашу мысль в нужном направлении, вы обязаны дать полную библиографическую ссылку на источник (фамилия автора, название схемы, где и на какой странице она была напечатана). В противном случае у вас могут возникнуть проблемы.

Успехов!

Приложение

В приложении к этому тому дана справочная информация только по цифровым микросхемам. Сведения обо всех остальных элементах, а также примеры расчета номиналов элементов будут опубликованы во втором томе — там они нужнее, а повторяться я не хочу.

Основные параметры наиболее распространенных сейчас цифровых микросхем приведены в табл. 1. Чаще всего радиолюбители используют в своих конструкциях микросхемы серий 40xx, 74НСxx (74НСТxx), 74АСxx (74АСТxx) и 74АLSxx — популярность последних из-за значительного статического тока потребления плавно снижается. Но микросхемы этой серии, в отличие от всех остальных, доступны и дешевы.

Таблица 1

ТИП		Время задержки перекл., нс	Ток потребления, мА	Макс. рабочая частота, МГц	Напряжение питания, В	Входное сопротивление, кОм	Пояснение
Отечественная	Зарубежная						
K155	—	10	1...50	35	5±1	100	Стандартная ТТЛ
K555	LS	9	0,3...30	45	5±1	200	ТТЛ с транзисторами Шоттки
KP1533	ALS	4	0,2...20	70	5±1		Улучшенная (А) LS
KP531	S	3	2...100	125	5±1		Быстродействующая ТТЛ с транзисторами Шоттки
KP1530	AS	1,7	1...50	200	5±1		Улучшенная S
KP1531	F	0,3	1...50	5000	5±1		Быстродействующая (Fast) ТТЛ
	LV	9		30	1...4		КМОП с низким напряжением питания
	LVC	4		100	1,2...4		Улучшенная LV
	LVT	2,4		150	2,7...5		ТТЛ - совместимая КМОП
	HLL	2,1		200	1,2...3,6		Быстродействующие низковольтные КМОП-схемы
	НС	7	10 ⁻⁸	30	2...6	~∞	Микромощные аналоги ТТЛ
	НСТ	7	10 ⁻⁸	25	2...6	~∞	Микромощные аналоги, полностью совместимые с ТТЛ
KP1554	АС	1,7	0,1...10	200	5±1	~∞	Маломощные быстродействующие КМОП-аналоги ТТЛ
KP1594	АСТ	1,7	0,1...10	200	5±1	~∞	Маломощные быстродействующие КМОП-аналоги, полностью совместимые с ТТЛ
K561	40...	50	10 ⁻⁸	2	3...18	~∞	Стандартные КМОП - схемы

На рис. 1 дана расшифровка названий микросхем ТТЛ и их КМОП-аналогов, а на рис. 3 — расшифровка названий КМОП-схем серии 40xx.

Большинство современных недорогих микросхем выпускаются только в двух типах корпуса: наиболее распространенном корпусе DIP, предназначенном для установки в просверленные отверстия, и малогабаритном корпусе SOIC, предназначенном для поверхностного монтажа (выводы микросхемы изогнуты параллельно плоскости корпуса и припаиваются непосредственно к дорожкам). Внешний вид и габаритные размеры этих корпусов показаны на рис. 4. Микросхемы в корпусе SOIC по параметрам, стоимости и цоколевке (назначению) выводов соответствуют микросхемам в корпусе DIP, но при этом их удобнее использовать

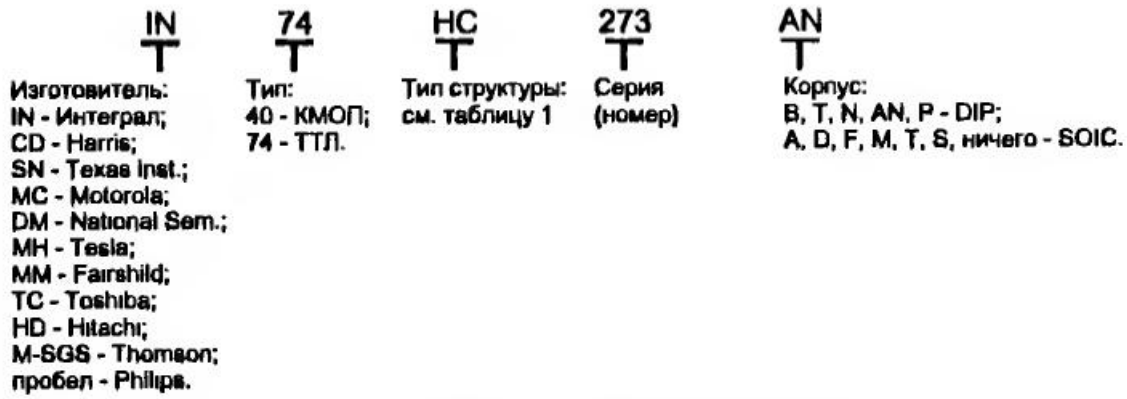
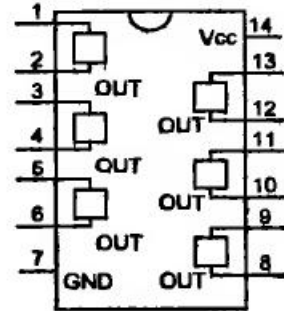
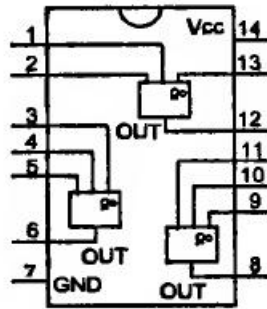
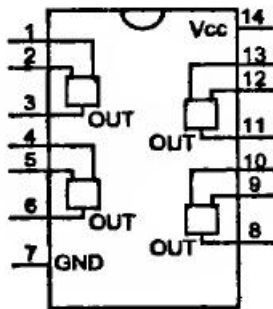


Рис. 1. Маркировка микросхем серии 74

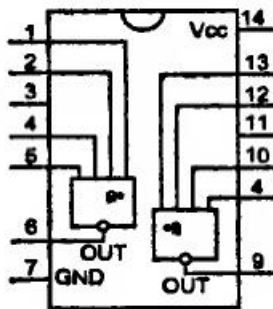
K555ЛА3 (2И-НЕ),
K555ЛА12 (мощные 2И-НЕ),
K555ЛЕ1 (2ИЛИ-НЕ),
K555ЛА9 (2И-НЕ с открытым
коллектором),
K555ЛИ1 (2И), K555ЛП1(2ИЛИ)
K555ЛП5 (исключающее ИЛИ)
K555ТЛ3 (триггер Шмитта, 2И-НЕ)

K555ЛА4 (3И-НЕ),
K555ЛИ3 (3И)

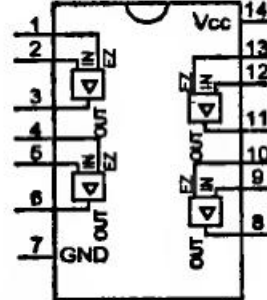
K555ЛН1 (6 инверторов),
K555ЛН2 (6 инверторов
с открытым коллектором),
K555ТЛ2 (6 инвертирующих
триггеров Шмитта)



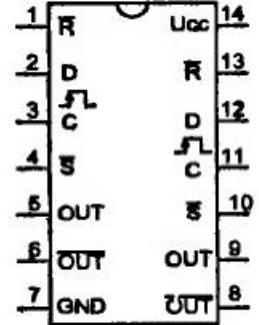
K555ЛА1 (4И-НЕ)



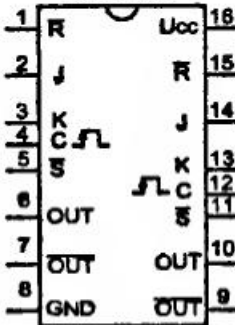
K555 ЛП8 (4 повторителя с
отключаемым выходом)



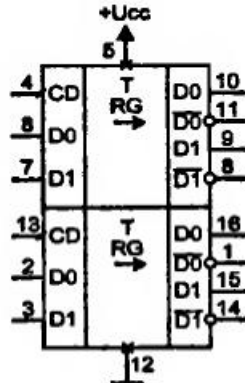
K555ТМ2



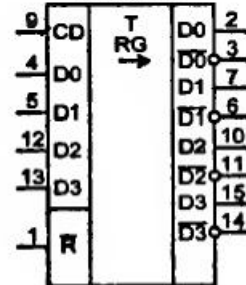
K555ТБ15



K555ТМ7



K555ТМ8



K555ТМ9

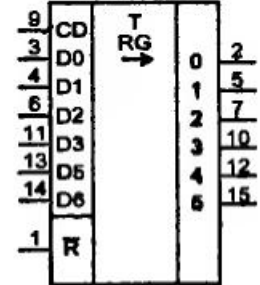


Рис. 2. Расположение выводов микросхем серии 555

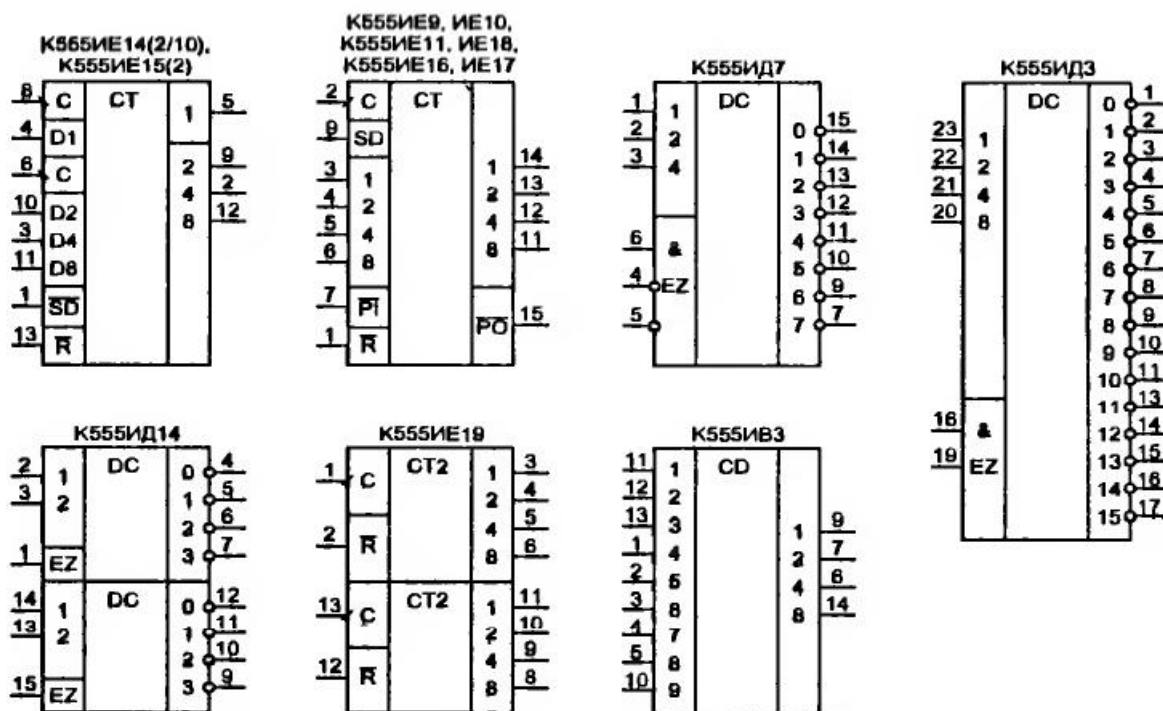


Рис. 2. Расположение выводов микросхем серии 555 (продолжение)

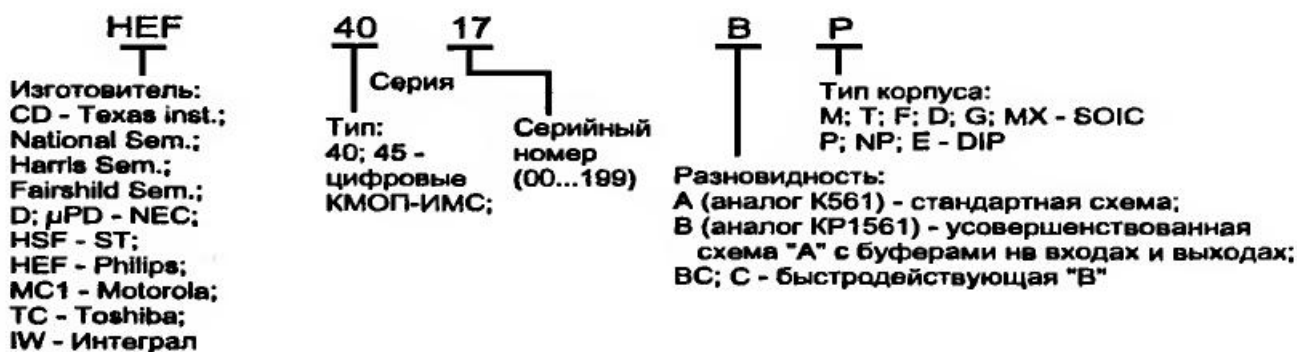


Рис. 3. Маркировка микросхем серии 40xx



- * Ширина корпуса DIP у 24 - выв. микросхемы серии К155 - 15 мм, у всех остальных - 7,5 мм
Ширина корпуса SOIC у 18-, 20-ти выв. микросхем - 7,5 мм, у 24 - выв. - 10 мм. Бывают исключения.

Рис. 4. Типы корпусов цифровых микросхем

Таблица 2

Микро-схема (К176..., К561..., КР1561...)	Зарубежный аналог	Функция
ЛА7	4011	4 x 2И-НЕ
ЛА8	4012	2 x 4И-НЕ
ЛА9	4023	3 x 3И-НЕ
ЛА10	40107	2 x 2И-НЕ с "оторванным стоком" (открытый коллектор)
ЛЕ5	4001	4 x 2ИЛИ-НЕ
ЛЕ6	4002	2 x 4ИЛИ-НЕ
ЛЕ10	4025	3 x 3ИЛИ-НЕ
ЛП4	4000	3 x 3ИЛИ-НЕ +1 инвертор
ЛИ2	4081	4 x 2И
ЛН1	4502	4 + 2 инвертора с тремя состояниями на выходах
ЛН2	4069	6 инверторов, высоковольтные входы
ЛН3	4503	6 повторителей
ПУ5	4049	6 инверторов (цоколевка совпадает с ПУ4), высоковольтные входы
ПУ2	4009	6 инверторов (преобразователь уровня)
ПУ3	4010	6 повторителей (преобразователь уровня)
ПУ4	4050	6 повторителей, высоковольтные входы
ЛП1	4007	Набор полевых транзисторов
ЛП2	4030	4 x 2 исключающее ИЛИ
ЛП14	4070	4 x 2 исключающее ИЛИ с мощным выходом
	4077	4 x 2 исключающее ИЛИ-НЕ
ЛС2	4019	4 x 2И-2ИЛИ
ТЛ1	4093	4 триггера Шмитта (2И-НЕ)
	40106	6 триггеров Шмитта (инверторы)
КТ1	4016	4 аналоговых переключателя
КТ3	4066	4 аналоговых переключателя
КП1	4052	4 аналоговых селектора-мультиплексора 4 → 1, 1 → 4
КП2	4051	Аналоговый селектор-мультиплексор 8 → 1, 1 → 8
	4053	3 двухходовых аналоговых переключателя
	4067	Аналоговый селектор-мультиплексор 16 → 1, 1 → 16
КП3	4512	Цифровой селектор-мультиплексор 8 → 1
КП4	4519	4 цифровых селектора-мультиплексора 2 → 1
ИМ1	4008	4-х разрядный сумматор
ИП2	4585	4 x разрядная схема сравнения (больше, меньше, равно)
СА1	4531	12 ти входовая схема контроля четности
ТМ1	4003	2 D триггера
ТМ2	4013	2 D триггера
ТМ3	4042	4 D триггера с общим входом синхронизации
ТР2	4043	4 RS триггера с тремя состояниями на выходе
ТВ1	4027	2 JK триггера
АГ1	4098	Два одновибратора
	4528	Сдвоенный одновибратор
	4047	Универсальный одновибратор
ГГ1	4046	Генератор с фазовой подстройкой частоты
ИД1	4028	Двоично десятичный дешифратор 4 → 10
	4514	Двоичный дешифратор 4 → 16
ИД2	4542	Двоично десятичные дешифраторы для управления восьмисегментным индикатором, с "защелкой" и возможностью инверсии выходов
ИД3	4543	Двоично десятичные дешифраторы для управления восьмисегментным индикатором, с "защелкой" и возможностью инверсии выходов
ИД6	4555	Сдвоенные двоичные дешифраторы 2 → 4
ИД7	4556	с возможностью блокировки каждого канала
ИР10	4006	2 4 x и 2 5 ти разрядных сдвигающих регистра
ИР2	4015	2 4 x разрядных сдвигающих регистра
ИР3	40115	4 x разрядный универсальный регистр
ИР4	—	6 ми рвзрядный сдвигающий регистр
	4031	64 x разрядный сдвигающий регистр (аналог ИР4)
ИР6	4034	8 ми разрядный многофункциональный универсальный регистр
ИР9	4035	4 x разрядный универсальный регистр с JK входом и возможностью инверсии выходов
ПР1	4094	Преобразователь последовательного кода в параллельный на основе сдвигающего регистра с "защелкой" и тремя состояниями на выходе
ИЕ8	4017	Двоично десятичный счетчик дешифратор с выходом переноса
ИЕ9	4022	Двоичный счетчик дешифратор (8 выходов) с выходом переноса
ИЕ3	—	Счетчик по модулю 6 с семисегментным дешифратором и возможностью инверсии выходов
ИЕ4	4026	Счетчик по модулю 10 с семисегментным дешифратором и возможностью инверсии выходов
ИЕ5	4033	15 ти разрядный счетчик со встроенным генератором

Таблица 2 (продолжение)

Микро-схема (К176..., К561..., КР1561...)	Зарубежный аналог	Функция
	4060	14-ти разрядный счетчик со встроенным генератором
ИЕ16	4020	14-ти разрядный счетчик
ИЕ20	4040	12-ти разрядный счетчик
ИЕ10	4520	2 4-х разрядных двоичных счетчика
—	4518	2 4-х разрядных двоично десятичных счетчика (аналог ИЕ10)
ИЕ11	4516	Универсальный реверсивный двоичный счетчик с возможностью предустановки, блокировки и сброса
ИЕ14	4029	Универсальный реверсивный двоичный и двоично десятичный счетчик с возможностью предустановки, блокировки и сброса
ИЕ2	4032	Универсальный 4+1 разрядный двоичный и двоично десятичный счетчик с возможностью предустановки (RS триггеры) и сброса
ИЕ19	4018	5-ти разрядный универсальный сдвигающий регистр с инверсными выходами и сбросом
ИЕ1	4024	6-ти разрядный двоичный счетчик
ИЕ15	4059	Универсальный программируемый счетчик делитель
РУ2	4061	Тактируемое ОЗУ объемом 256 x 1 бит, с прямым и инверсным выходом

Таблица 3

Таблица аналогов микросхем					
Импортная	Отечест-венная	Импортная	Отечест-венная	Импортная	Отечест-венная
4000	ЛП4	4025	ЛЕ10	4081	ЛИ2
4001	ЛЕ5	4026	ИЕ4	4093	ТЛ1
4002	ЛЕ6	4027	ТВ1	4094	ПР1
4003	ТМ1	4028	ИД1	4098	АГ1
4005	РМ1	4029	ИЕ14	40101	ИП6
4006	ИР10	4030	ЛП2	40107	ЛА10
4007	ЛП1	4031	ИР4	40109	ПУ6
4008	ИМ1	4032	ИЕ2	40115	ИР3
4009	ПУ2	4033	ИЕ5	40161	ИЕ21
4010	ПУ3	4034	ИР6	4502	ЛН1
4011	ЛА7	4035	ИР9	4503	ЛН3
4012	ЛА8	4040	ИЕ20	4512	КП3
4013	ТМ2	4042	ТМ3	4516	ИЕ11
4015	ИР2	4043	ГГ1	4520	ИЕ10
4016	КТ1	4050	ПУ4	4531	СА1
4017	ИЕ8	4051	КП2	4542	ИД2
4018	ИЕ19	4052	КП1	4543	ИД3
4019	ЛС2	4059	ИЕ15	4554	ИП5
4020	ИЕ16	4061	РУ2	4555	ИД6
4021	ИР5	4066	КТ3	4556	ИД7
4022	ИЕ9	4069	ЛН2	4581	ИП3
4023	ЛА9	4070	ЛП14	4582	ИП4
4024	ИЕ1	4076	ИР14	4585	ИП2

В табл. 4 дана аналогичная информация по микросхемам ТТЛ, а также по совместным с ними КМОП-схемам; изображения некоторых микросхем нарисованы на рис. 2. КМОП-аналоги микросхем ТТЛ отличаются от последних только быстродействием, потребляемым током и входным сопротивлением; функциони-

Таблица 4

Микро-схема	Отечественный аналог	Изображение	Функция
00	ЛАЗ	рис. 2	4 x 2И-НЕ
01	ЛАВ	рис. 2	4 x 2И-НЕ с открытым коллектором
02	ЛЕ1	рис. 2	4 x 2ИЛИ-НЕ
03	ЛА9	рис. 2	4 x 2И НЕ мощная с открытым коллектором
04	ЛН1	рис. 2	6 инверторов
05	ЛН2	рис. 2	6 инверторов с открытым коллектором
06	ЛН3	рис. 2	6 мощных инверторов с открытым коллектором (цоколевка, как у ЛН2)
07	ЛН4	рис. 2	6 мощных повторителей с открытым коллектором (цоколевка, как у ЛН2)
08	ЛИ1	рис. 2	4 x 2И
09	ЛИ2		2 x 4И
10	ЛА4	рис. 2	3 x 3И-НЕ
11	ЛИ3	рис. 2	3 x 3И
12	ЛА10		3 x 3И-НЕ с открытым коллектором
13	ТЛ1		2 триггера Шмитта (4И-НЕ)
14	ТЛ2	рис. 2	6 триггеров Шмитта (инверторы)
15	ЛИ4		3 x 3И мощный с открытым коллектором
16	ЛН5		6 инверторов с открытым коллектором
20	ЛА1	рис. 2	2 x 4И НЕ
21	ЛИ6		2 x 4И с открытым коллектором
22	ЛА7		2 x 4И НЕ с открытым коллектором
23	ЛЕ2		2 x 4ИЛИ-НЕ с расширением и стробированием
25	ЛЕ3		2 x 4ИЛИ-НЕ со стробированием
26	ЛА11		4 x 2И-НЕ с открытым коллектором
27	ЛЕ4		3 x 3ИЛИ-НЕ
28	ЛЕ5		4 x 2ИЛИ-НЕ мощный
30	ЛА2		1 x 8И НЕ
32	ЛЛ1	рис. 2	4 x 2ИЛИ
37	ЛА12	рис. 2	4 x 2И НЕ мощный
38	ЛА13		4 x 2И НЕ мощный, с открытым коллектором
40	ЛА6		2 x 4И НЕ мощный
42	ИД6		
50	ЛР1		2 x 2И 2ИЛИ НЕ, один с расширением по ИЛИ
51	ЛР11		1 x 3И 3И 2ИЛИ НЕ и 1 x 2И 2И 2ИЛИ НЕ
53	ЛР3		1 x 2И 2И 2И 3И 4ИЛИ НЕ (4 элемента "И" объединены по "ИЛИ")
54	ЛР13		3И 2И 3И 2И 4ИЛИ НЕ
55	ЛР4		1 x 4И ИЛИ НЕ с расширением по ИЛИ"
60	ЛД1		2 4 x входных расширителя по ИЛИ"
72	ТВ1		JK триггер
74	ТМ2	рис. 2	2 D триггера
75	ТМ7	рис. 2	4 D триггера
76	ТК3		2 JK триггера
77	ТМ5		4 D триггера
80	ИМ1		Одноразрядный сумматор
81	РУ1		Матрица ОЗУ 16 x 1 бит
82	ИМ2		Двухразрядный сумматор
83	ИМ3		Четыре разрядный сумматор
84	РУ3		ОЗУ 16 x 1 бит
85	СП1		4 x разрядная схема сравнения
86	ЛГ15	рис. 2	4 x 2 исключающих ИЛИ
89	Р 2		ОЗУ 16 x 4 бит
90	ИЕ2		D триггер и счетчик делитель на 5, со сбросом
92	ИЕ4		D триггер и счетчик делитель на 6, со сбросом
93	ИЕ5		D триггер и 3 x разрядный двоичный счетчик, со сбросом
95	ИР1		4 разрядный универсальный регистр
97	ИЕ8		6 ти разрядный счетчик делитель, программируемый
107	ТВ6		2 JK триггера, без входа S
109	ТВ15	рис. 2	2 JK триггера, с инверсным входом K
112	ТВ9		2 JK триггера
123	АГ3		два одновибратора с повторным запуском
125	ЛГ18	рис. 2	4 буфера с тремя состояниями на выходе
126		рис. 2	4 буфера с тремя состояниями на выходе, с инверсными входами EZ
128	ЛЕ6		4 формирователя с логикой 2ИЛИ НЕ
132	ТЛ3	рис. 2	4 триггера Шмитта с логикой 2И НЕ

Таблица 4 (продолжение)

Микро- схема	Отсчет- венный аналог	Изобра- жение	Функция
138	ИД7	рис. 2	Дешифратор 3 → 8 с инверсными выходами
141	ИД1		Дешифратор 4 → 10 открытым коллектором и инверсными выходами
145	ИД10		Дешифратор 4 → 10 с инверсными выходами
148	ИВ1		Шифратор 8 → 3 с выводами переноса
150	КП1		Селектор мультиплексор 16 → 1
151	КП7	рис. 2	Селектор мультиплексор 8 → 1 с записью (стробированием)
152	КП5	рис. 2	
153	КП2	рис. 2	2 селектора мультиплексора 4 → 1 с Z состоянием
154	ИД3	рис. 2	Дешифратор 4 → 16 с инверсными выходами
155	ИД4	рис. 2	2 дешифратора 2 → 4 с инверсными выходами
157	КП16	рис. 2	4 мультиплексора 2 → 1 со стробированием
158	КП18	рис. 2	4 мультиплексора 2 → 1 с инверсными выходами и стробированием
161	ИЕ9	рис. 2	Десятичный синхронный счетчик с асинхронным сбросом
162	ИЕ18	рис. 2	Двоичный синхронный счетчик
163	ИЕ10	рис. 2	Двоичный синхронный счетчик с всинхронным сбросом
164	ИР8	рис. 2	8-ми разрядный последовательно параллельный регистр
165	ИР9	рис. 2	8-ми разрядный регистр с универсальным входом и последовательным выходом
166	ИР10		8-ми разрядный регистр с универсальным входом и последовательным выходом, со сбросом
168	ИЕ16	рис. 2	Двоично десятичный синхронный счетчик
169	ИЕ17	рис. 2	Двоичный синхронный счетчик
171	ИР32		Регистр памяти 4 x 4
173	ИР15		Универсальный 4-х разрядный сдвигающий регистр с инверсными выходами
174	ТМ9	рис. 2	6-ти разрядный D триггер
175	ТМ8	рис. 2	4-х разрядный D триггер
180	ИП2		8-ми входовая схема контроля четности
181	ИП3		4-х разрядное АЛУ
182	ИП4		Схема быстрого переноса
184	ПР6		Преобразователь двоично десятичного кода в двоичный
185	ПР7		Преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный
191	ИЕ13		Реверсивный двоичный счетчик с предустановкой и блокировкой
192	ИЕ6	рис. 2	Реверсивный двоично-десятичный счетчик с предустановкой и сбросом
193	ИЕ7	рис. 2	Реверсивный двоичный счетчик с предустановкой и сбросом
194	ИР11		Универсальный 4-х разрядный реверсивный сдвигающий регистр со сбросом
196	ИЕ14	рис. 2	D-триггер и счетчик делитель на 5 с предустановкой с сбросом
197	ИЕ15	рис. 2	D-триггер и 3-х разрядный счетчик с предустановкой с сбросом
221	АГ4		2 одновибратора без повторного запуска
240	АП3	рис. 2	8 буферов с инверсией и Z-состоянием
241	АП4	рис. 2	8 буферов с Z-состоянием
242	ИП6		4 двунаправленных буфера с инверсией
243	ИП7		4 двунаправленных буфера без инверсии
244	АП5	рис. 2	8 буферов с Z-состоянием
245	АП6	рис. 2	8 двунаправленных буфера с Z-состоянием
251	КП15	рис. 2	Селектор-мультиплексор 8 → 1 с Z-состоянием
253	КП12	рис. 2	2 селектора-мультиплексора 4 → 1, с Z-состоянием
257	КП11	рис. 2	4 селектора-мультиплексора 2 → 1, с Z-состоянием
258	КП14	рис. 2	2 селектора-мультиплексора 2 → 1, с инверсией и Z-состоянием
259	ИР30		Универсальный регистр с параллельным выходом
273	ИР35	1.73	8-ми разрядный регистр хранения со сбросом
279	ТР2		4 RS-триггера
280	ИП5		9-ти входовой сумматор по модулю 2
295	ИР16		4-х разрядный универсальный регистр
298	КП13	рис. 2	4 селектора-мультиплексора 2 → 1, со стробированием
301	РУ8		ОЗУ 1024 x 1 бит
353	КП17	рис. 2	2 селектора-мультиплексора 4 → 1, с инверсией и Z-состоянием
373	ИР22	1.73	8-ми разрядный регистр хранения с Z-состоянием
374	ИР23	1.73	8-ми разрядный регистр хранения с Z-состоянием
377	ИР27	1.73	8-ми разрядный регистр хранения
390	ИЕ20		2 двоично-десятичных счетчика
393	ИЕ19	рис. 2	2 двоичных счетчика
533	—		Аналог ИР22, с инверсными выходами
534	—		Аналог ИР23, с инверсными выходами
573	ИР33	1.73	8-ми разрядный регистр хранения с Z-состоянием
574	ИР37	1.73	8-ми разрядный регистр хранения с Z-состоянием
	ИР34		2 4-х разрядных регистров хранения

* подразумевается, входы - последовательные, а выходы - параллельные

рования и выходной ток (ток нагрузки) у них полностью совпадают. Поэтому устаревшие ТТЛ-микросхемы можно **непосредственно** заменить более современными КМОП-аналогами: выпаяв из схемы микросхему ТТЛ и впаяв на ее место микросхему КМОП (последняя обязательно должна быть серии 74). Но при этом нужно учитывать одну «мелочь»: у микросхем ТТЛ между каждым входом и шиной « U_{CC} » припаян внутри корпуса резистор сопротивлением 5...200 кОм (см. табл. 1), а у КМОП-аналогов ТТЛ для увеличения входного сопротивления этих резисторов нет. Поэтому у ТТЛ-схем неиспользуемые входы чаще всего никуда не подключают, оставляют их болтаться в воздухе. С КМОП-схемами так поступать нельзя: на каждый их вход должен поступать определенный логический уровень. Кроме того, некоторые генераторы – одновибраторы на микросхемах ТТЛ используют этот резистор. Поэтому при замене такой микросхемы ее КМОП-аналогом, «снаружи» на плате, между входом элемента и выводом « U_{CC} » нужно припаять резистор соответствующего сопротивления.

Содержание

Что такое радиотехника?	3
Часть 1. Стройматериалы для схемы	5
1.1. «Глина»	6
Резистор	6
Конденсатор	10
Полупроводниковые приборы. Диод	13
Биполярный транзистор	24
Полевые транзисторы	45
Тиристоры	64
Светоизлучающие и фотоприемные приборы. Оптроны	71
1.2. «Кирпичи»	85
Микросхемы	85
Цифровые микросхемы	86
Цифровая электроника	88
Микросхемы — «кирпичи»	92
КМОП-ИМС	92
Логические элементы	94
Применение логических элементов	105
Триггеры	134
1.3. «Панели»	149
Счетчики	149
Регистры	167
Дешифраторы	175
Коммутаторы	176
Память	181
Часть 2. Схемы из стройматериалов	199
2.1. Проектирование цифровых устройств	200
Стандартные схемы	200
Устройства со сверхнизким энергопотреблением	226
Правила проектирования схем	258
Приложение	262

*Серия «СОЛОН — радиолюбителям»
Выпуск 18*

Андрей Сергеевич Колдунов

Радиолюбительская азбука

Том 1

Цифровая техника

Ответственный за выпуск

В. Митин

Макет и верстка

А. Иванова

Обложка

Е. Холмский

ООО «СОЛОН-Пресс»

123242, г. Москва, а/я 20

Телефоны:

(095) 254-44-10, (095) 252-36-96, (095) 252-25-21

E-mail: Solon-R@coba.ru

ООО «СОЛОН-Пресс»

127051, г. Москва, М. Сухаревская пл., д. 6, стр. 1 (пом. ТАРП ЦАО)

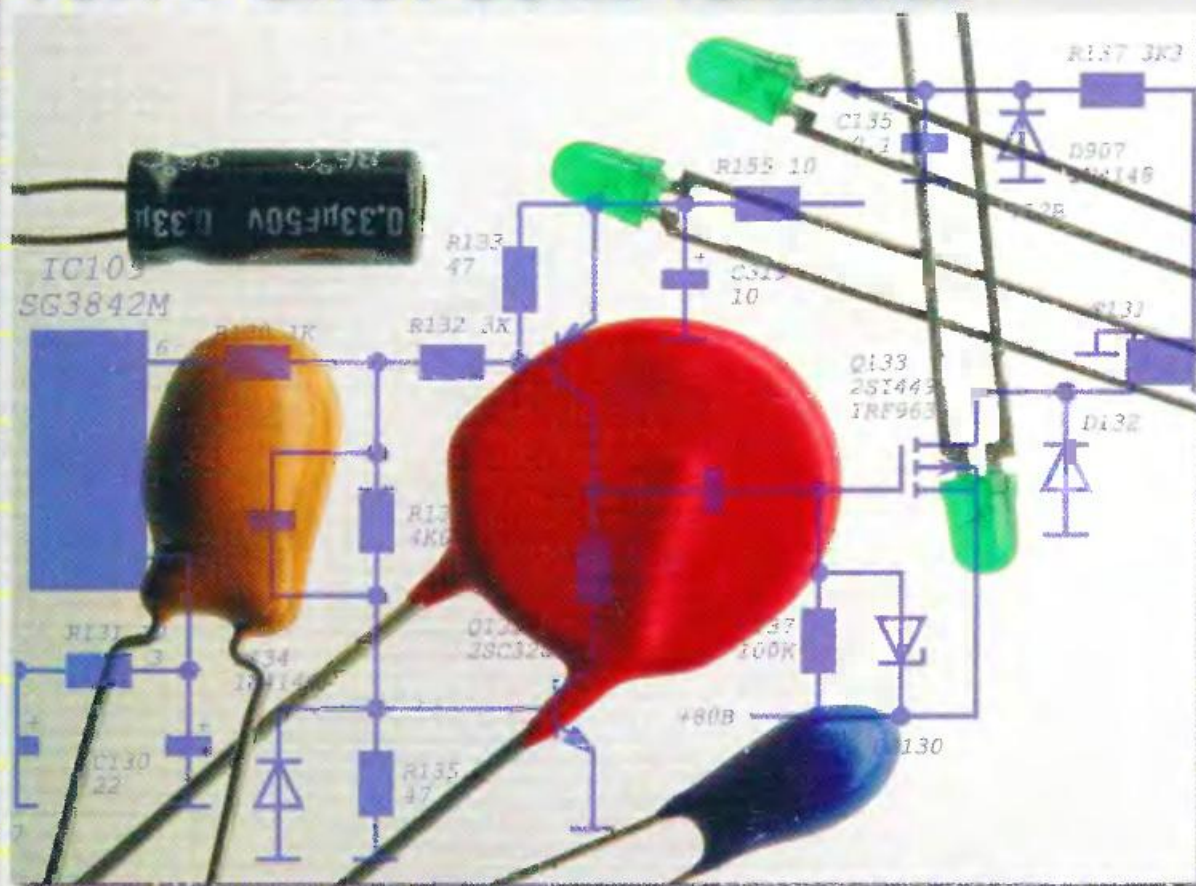
Формат 70×100/16. Объем 16 п. л. Тираж 4000

Scanned by sdn88

А. С. Колдунов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКАЯ АЗБУКА

ТОМ 1 ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА



ISBN 5-98003-037-9



9 785980 030377

Микросхемы
Проектирование
цифровых устройств
Электронные компоненты