
М. Тули

Карманный
справочник
по электронике

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

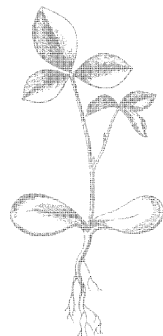
М. Тули

Карманный справочник по электронике

Перевод с английского
канд. техн. наук В.В. Попова



МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1993



Scan AAW

ББК 32.85
Т 82
УДК 621.38 (035.5)

Рецензент проф., д.т.н. Ф.Н. Покровский

Tooley M. — Everyday electronics data book
PC Publishing, 1990

Тули М.

Т 82 Карманный справочник по электронике: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1993. — 176 с.: ил.
ISBN 5-283-02525-X

В справочнике содержатся сведения по электронике, необходимые при разработке, монтаже, проверке и обслуживании электронных устройств. Описаны пассивные и активные компоненты электронных цепей, особенности электронных схем. Представлены свойства биполярных и полевых транзисторов, интегральных схем. Приведены примеры использования электронных элементов в усилителях, стабилизаторах, таймерах. Таблицы параметров электронных компонентов дополнены аналогичными элементами отечественного производства.

Для практикующих техников и инженеров, может быть полезен всем, кто увлекается электроникой.

2405000000-062
Т ————— 103-92
051 (01) -093

ББК 32.85

ISBN 5-283-02525-X (рус.)
ISBN 1-870775-02-3 (англ.)

© Michael Tooley, 1990
© Перевод на русский язык.
Энергоатомиздат, 1993

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА

Имя Майкла Тули хорошо известно многим студентам, обучающимся электронной технике. Майкл, очень уважаемый автор многих изданий в указанной области, продолжает регулярно поставлять материал для редакции Everyday Electronics.

Вместе с активной издательской деятельностью Майкл щедро отдает свой богатый опыт, занимаясь преподаванием электронной техники на многих уровнях. Сведения, сообщаемые им, отличаются широтой, глубиной и ясностью изложения. Я верю, что эта книга станет необходимой каждому, кто имеет дело с электронной техникой.

Майкл Кенвард, редактор Everyday Electronics

ПРЕДИСЛОВИЕ

Приветствую читателей предлагаемой книги. В ней кратко и в доступной форме изложены основные принципы и способы создания различных электронных устройств.

Книга написана для техников и инженеров-практиков (а также для тех, кто стремится ими стать), имеющих дело с проектированием, производством, испытаниями и эксплуатацией электронного оборудования. Несомненно, что она получит признание и у специалистов, работающих в смежных областях (авиация, информатика), которым необходима информация о принципах и практике применения электронных устройств. Книга требует от читателя минимальной предварительной подготовки, поэтому ею должны заинтересоваться радиолюбители и студенты. Короче говоря, любой человек, имеющий дело с электронным оборудованием, найдет в ней что-нибудь полезное.

Книга состоит из нескольких глав, каждая из которых подразделяется на разделы, посвященные определенной теме. Пояснительный текст — краткий и конкретный, содержит примеры и задачи, имеющие практическое значение. Они введены для того, чтобы дать читателю возможность "почувствовать" некоторые проблемы, понимание которых в противном случае пришлось бы отложить до появления у них собственного опыта.

Заметим, что читателям не следует прятать эту книгу сразу же после ее прочтения в долгий ящик. Она заслуживает того, чтобы постоянно присутствовать на рабочем столе в качестве хорошего справочника.

Майкл Тули

ГЛАВА 1

ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПОНЯТИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Система единиц СИ

В основе Международной системы физических единиц (СИ) лежат следующие независимые единицы (табл. 1.1).

Таблица 1.1. Единицы физических величин в системе СИ

Наименование физической величины	Единица	Обозначение
Сила тока	ампер	А
Длина	метр	м
Сила света	кандела	кд
Масса	килограмм	кг
Температура	градус Кельвина	К
Время	секунда	с
Количество вещества	моль	моль

Таблица 1.2. Единицы системы СИ, используемые в электротехнике

Наименование физической величины	Единица	Обозначение	Связь с независимыми единицами
Емкость	фарад	Ф	$A \cdot c \cdot B^{-1}$
Заряд	кулон	Кл	$A \cdot c$
Энергия	джоуль	Дж	$H \cdot m$
Сила	ньютон	Н	$kg \cdot m \cdot c^{-1}$
Частота	герц	Гц	c^{-1}
Освещенность	люкс	лк	$lm \cdot m^{-2}$
Индуктивность	генри	Гн	$B \cdot c \cdot A^{-1}$
Световой поток	люмен	лм	$kd \cdot sr$
Магнитный поток	вебер	Вб	$B \cdot c$
Плотность магнитного потока	тесла	Тл	$Bb \cdot m^{-2}$
Потенциал	вольт	В	$Bt \cdot A^{-1}$
Мощность	ватт	Вт	$Dj \cdot c^{-1}$
Сопротивление	ом	Ом	$B \cdot A^{-1}$

Все остальные единицы являются зависимыми и получаются в результате комбинации вышеперечисленных единиц. Многие зависимые единицы измерения имеют наименование, и те из них, которые часто используются в электротехнике, приведены в табл. 1.2.

Измерение углов

В электротехнике для измерения углов используются как градусная, так и радианная мера. Единица плоского угла — радиан — это угол между радиусами круга, вырезающими на окружности дугу, длина которой равна радиусу.

Единица телесного угла — стерadian. Он равен телесному углу, вершина которого расположена в центре сферы и который вырезает на поверхности сферы площадь, равную квадрату радиуса сферы.

Поскольку длина окружности составляет $2\pi R$ (где R — радиус), полный угол, получающийся при вращении радиуса вокруг центра круга, равен 2π рад (радиан). Этот же угол равен 360 градусам (360°). Следовательно, $1 \text{ рад} = 360^\circ / 2\pi = 57,3^\circ$ ($\pi \approx 3,142$). Это соотношение используется при пересчете из градусов в радианы и наоборот.

Правило 1. Для того чтобы перейти от радианов к градусам, нужно количество радиан умножить на $57,3$.

Правило 2. Для того чтобы перейти от градусов к радианам, нужно количество градусов разделить на $57,3$.

Пример 1.1. Две кривые переменного напряжения сдвинуты относительно друг друга на угол $0,8$ рад. Выразите этот сдвиг в градусах. Согласно правилу 1 получаем

$$0,8 \times 57,3 = 45,84^\circ.$$

Пример 1.2. Катушка индуктивности поворачивается на угол 90° . Выразите этот угол в радианах.

Согласно правилу 2 получаем

$$90 : 57,3 \approx 1,57 \text{ рад}.$$

Пример 1.3. Двигатель вращается с угловой скоростью 3000 об/мин. Выразите его угловую скорость в рад/с.

В течение 1 с двигатель совершит $3000/60 = 50$ оборотов. Один оборот эквивалентен 2π рад. Полный угол, на который повернется двигатель за 1 с, равен $50 \cdot 2\pi = 100\pi$ рад. Поэтому его угловая скорость составляет 100π рад/с.

Единицы и символы электрических величин приведены в табл. 1.3.

Множители

В повседневной практике удобно пользоваться величинами, кратными фундаментальным единицам величин. В табл. 1.4 приведены назва-

Таблица 1.3. Единицы и символы электрических величин

Единица	Обозначение	Символ	Примечание
Ампер	А	I	Единица силы электрического тока (ток силой 1 А течет в проводнике, если через этот проводник передается заряд, равный 1 Кл, за 1 с)
Кулон	Кл	Q	Единица электрического заряда или количества электричества
Фарад	Ф	C	Единица емкости (конденсатор имеет емкость 1 Ф, когда разность потенциалов 1 В между его обкладками создает заряд, равный 1 Кл)
Генри	Гн	L	Единица индуктивности (катушка имеет индуктивность 1 Гн, если при изменении тока со скоростью 1 А/с на ее зажимах возникает разность потенциалов 1 В)
Герц	Гц	f	Единица частоты (сигнал имеет частоту 1 Гц, если полный цикл его изменения осуществляется за 1 с)
Джоуль	Дж	E	Единица энергии
Ом	Ом	R	Единица сопротивления
Секунда	с	t	Единица времени
Сименс	См	G	Единица электропроводности (величина, обратная сопротивлению)
Тесла	Тл	B	Единица плотности магнитного потока (плотность потока 1 Тл достигается, если магнитный поток 1 Вб пересекает площадь 1 м ²)
Вольт	В	U	Единица электрического потенциала
Ватт	Вт	P	Единица мощности (определяется энергией 1 Дж, выделяющейся в течение 1 с)
Вебер	Вб	Φ	Единица магнитного потока

Таблица 1.4. Множители и приставки единиц системы СИ

Приставка	Обозначение приставки	Множитель
Тера	Т	$10^{12} = 1\,000\,000\,000\,000$
Гига	Г	$10^9 = 1\,000\,000\,000$
Мега	М	$10^6 = 1\,000\,000$
Кило	к	$10^3 = 1000$
—	—	$10^0 = 1$
Санتي	с	$10^{-2} = 0,01$
Милли	м	$10^{-3} = 0,001$
Микро	мк	$10^{-6} = 0,000001$
Нано	н	$10^{-9} = 0,000000001$
Пико	п	$10^{-12} = 0,000000000001$

ния и обозначения постоянно применяющихся множителей и приставок единиц СИ.

Пример 1.4. В цепи течет ток 0,025 А. Выразите его в мА.

Для этого нужно умножить заданную величину на 10^3 или просто передвинуть запятую на три знака вправо. Таким образом, 0,025 А то же самое, что и 25 мА.

Пример 1.5. Сигнал имеет частоту 795 кГц. Выразите частоту в МГц. Для решения задачи необходимо заданную величину разделить на 10^3 . Таким образом, 795 кГц то же самое, что 0,795 МГц.

Пример 1.6. Конденсатор имеет емкость 27 000 пФ. Выразите ее в микрофарадах.

Для решения задачи заданное значение нужно разделить на 10^6 , ибо именно во столько раз различаются пикофарады и микрофарады. Можно воспользоваться следующей пропорцией:

$$1 \text{ пФ} = 10^{-6} \text{ мкФ}$$

$$27\,000 \text{ пФ} = X \text{ мкФ}.$$

Тогда

$$X = \frac{27\,000 \cdot 10^{-6}}{1} = 0,027 \text{ мкФ}.$$

Следовательно, 27 000 пФ это то же, что 0,027 мкФ.

Проводники и изоляторы

В металлах электрический ток представляет собою упорядоченное движение свободных электронов. Материалы, в которых много свободных электронов, легко пропускают их направленный поток и называются проводниками. Материалы, в которых мало или совсем нет свободных электронов, называются изоляторами. Примерами хороших проводников являются такие металлы, как медь, алюминий, золото и серебро. Различные пластмассы и керамические материалы представляют собою хорошие изоляторы. В табл. 1.5 и 1.6 соответственно приведены основные свойства проводников и изоляторов.

Электрический ток, напряжение и сопротивление

Способность источника энергии (например, батареи) обеспечивать заданное значение электрического тока в проводнике, определяется его электродвижущей силой (ЭДС). Если ЭДС действует на участке цепи, то возникает разность потенциалов, измеряемая в вольтах (В). Разность потенциалов появляется на каждом участке замкнутой цепи при протекании в ней электрического тока.

Таблица 1.5. Свойства металлических проводников

Материал	Удельное сопротивление, Ом · м	Температурный коэффициент сопротивления (при 20 °С)	Теплопроводность (при 20 °С)	Точка плавления, °С
Алюминий	$2,7 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-3}$	0,48	660
Латунь	$7,2 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-3}$	0,26	920
Константан	$4,9 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-5}$	0,054	1210
Медь	$1,6 \cdot 10^{-8}$	$4,3 \cdot 10^{-3}$	0,918	1083
Золото	$2,3 \cdot 10^{-8}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$	0,705	1063
Железо	$9,1 \cdot 10^{-8}$	$6 \cdot 10^{-3}$	0,18	1535
Свинец	$2 \cdot 10^{-7}$	$4,2 \cdot 10^{-3}$	0,083	327
Нихром	$1 \cdot 10^{-6}$	$1,7 \cdot 10^{-4}$	0,035	1350
Никель	$1 \cdot 10^{-7}$	$4,7 \cdot 10^{-3}$	0,142	1452
Серебро	$1,5 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-3}$	1,006	960,5
Олово	$1,3 \cdot 10^{-7}$	$4,2 \cdot 10^{-3}$	0,155	231,9
Вольфрам	$5,4 \cdot 10^{-8}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	0,476	3370

Таблица 1.6. Свойства изоляторов

Материал	Удельное сопротивление, Ом · м	Диэлектрическая постоянная (100 Гц – 100 МГц)	Напряженность пробоя, кВ/мм	Максимальная рабочая температура, °С
Бакелит	10^{10}	4,4–5,4	11,8	100
Стекло	10^{12}	4,8	13,2	600
Полиэстер (пленка)	10^{13}	2,8–3,7	27,6	105
Полиэтилен	10^{14}	2,2	23	60
Полипропилен	10^{14}	2	23,6	100
Порселен	10^{13}	5,1–5,9	11,8	1000
Тефлон	$> 2 \cdot 10^{16}$	2,1	110	200

Сила тока в любом проводнике прямо пропорциональна действующей ЭДС. Сила тока зависит также от физических характеристик проводника (его длины, площади поперечного сечения) и материала, из которого он изготовлен. Сила тока в проводнике при данном значении ЭДС обратно пропорциональна его сопротивлению. Таким образом, чем больше сопротивление, тем меньше ток при постоянной ЭДС.

Закон Ома

При постоянной температуре отношение разности потенциалов на концах проводника к силе протекающего в нем тока есть величина по-

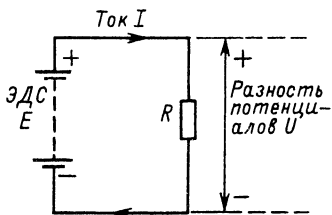


Рис. 1.1. ЭДС, ток и разность потенциалов

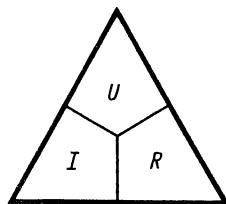


Рис. 1.2. Связь между U , I и R

стоянная, называемая сопротивлением R . Это соотношение и называется законом Ома (рис. 1.1):

$$U/I = \text{постоянная величина} = R.$$

Формула закона Ома может быть записана следующим образом:

$$U = IR, \quad I = U/R \quad \text{или} \quad R = U/I.$$

На рис. 1.2 показана связь между напряжением, током и сопротивлением.

Пример 1.7. Резистор сопротивлением 12 Ом подсоединен к батарее напряжением 6 В. Определите ток через резистор.

Для ответа на поставленный вопрос воспользуемся уравнением $I = U/R$, где $U = 6$ В; $R = 12$ Ом. Тогда

$$I = U/R = 6/12 = 0,5 \text{ А (или 500 мА)}.$$

Таким образом, через резистор течет ток 500 мА.

Пример 1.8. Ток 100 мА течет через резистор сопротивлением 56 Ом. Определите напряжение на резисторе.

С учетом уравнения $U = IR$ получаем $0,1 \cdot 56 = 5,6$ В. (Заметим, что 100 мА = 0,1 А).

Таким образом, разность потенциалов (напряжение) между зажимами резистора равняется 5,6 В.

Пример 1.9. Напряжение на резисторе, через который течет ток 1 мА, составляет 15 В. Определите сопротивление резистора. (Заметим, что ток 1 мА равняется 0,001 А.)

В этом случае

$$R = 15/0,001 = 15\,000 \text{ Ом}.$$

Если подставить в формулу значение тока, выраженное в миллиамперах, то сопротивление получим в килоомах:

$$R = U/I = 15/1 = 15 \text{ кОм}.$$

Сопротивление и удельное сопротивление

Сопротивление металлического проводника прямо пропорционально его длине и обратно пропорционально площади его поперечного сечения. Сопротивление прямо пропорционально также и удельному сопротивлению. Последнее измеряется между противоположными гранями куба, изготовленного из того же материала, что и проводник, имеющего ребро длиной 1 см.

Сопротивление

$$R = \rho \frac{L}{A},$$

где ρ — удельное сопротивление, Ом · м; L — длина проводника, м; A — площадь поперечного сечения проводника, м².

Пример 1.10. Определите сопротивление медного провода длиной 8 м и сечением 1 мм².

Значение удельного сопротивления меди приведено в табл. 1.5. Оно равно $1,6 \cdot 10^{-8}$ Ом · м. Площадь поперечного сечения $1 \text{ мм}^2 = 1 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$. В этом случае

$$R = \rho \frac{L}{A} = 1,6 \cdot 10^{-8} \frac{8}{1 \cdot 10^{-6}} = 12,8 \cdot 10^{-2} = 0,128 \text{ Ом}.$$

Пример 1.11. По медному кабелю длиной 20 м с площадью сечения 1 мм² течет ток 5 А. Определите разность потенциалов (напряжение) между концами кабеля.

Прежде всего следует вычислить сопротивление кабеля (см. пример 1.10):

$$R = \rho \frac{L}{A} = 1,6 \cdot 10^{-8} \frac{20}{1 \cdot 10^{-6}} = 0,32 \text{ Ом}.$$

Теперь по закону Ома легко найти искомое напряжение:

$$U = IR = 5 \cdot 0,32 = 1,6 \text{ В}.$$

Энергия и мощность

Энергия — это способность совершать работу, а мощность — это скорость, с которой работа выполняется. Электрическая энергия может накапливаться в конденсаторах или катушках индуктивности. Причем она может быть также преобразована в другие формы энергии. Например, энергия, выделяющаяся в резисторе, преобразуется в тепло; энергия, выделяющаяся в пьезоэлектрическом излучателе, — в звук; а энергия, выделяющаяся в светоизлучающем диоде, — в свет.

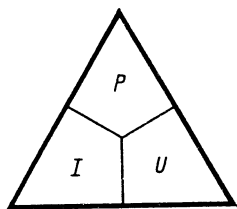


Рис. 1.3. Связь между P , I и U

Таблица 1.7. Соотношения между напряжением, током, сопротивлением и мощностью

U , В	I , А	R , Ом	P , Вт
IR	$\frac{U}{R}$	$\frac{U}{I}$	$\frac{U^2}{R}$
$\frac{P}{I}$	$\frac{P}{U}$	$\frac{U^2}{P}$	$I^2 R$
\sqrt{PR}	$\sqrt{\frac{P}{R}}$	$\frac{P}{I^2}$	IU

Единицей энергии является джоуль (Дж). Заметим, что в электротехнике мощность измеряется в ваттах (Вт). Мощность 1 Вт выделяется при расходовании энергии 1 Дж на 1 с. Мощность в электрической цепи эквивалентна произведению тока и напряжения (рис. 1.3), т.е.

$$P = UI,$$

откуда

$$I = P/U, \quad U = P/I.$$

Уравнение $P = UI$ может быть записано с учетом закона Ома. Тогда получается ряд соотношений, приведенных в табл. 1.7.

Пример 1.12. От батареи напряжением 3 В отбирается ток 1,5 А. Определите отдаваемую батареей мощность.

Известно, что мощность

$$P = IU = 1,5 \cdot 3 = 4,5 \text{ Вт.}$$

Пример 1.13. Между концами резистора сопротивлением 100 Ом имеется разность потенциалов 4 В. Определите мощность, выделяющуюся в резисторе. Согласно известной формуле

$$P = U^2/R = 16/100 = 0,16 \text{ Вт.}$$

Пример 1.14. Через резистор сопротивлением 1 кОм течет ток 20 мА. Определите мощность, выделяющуюся в резисторе.

Решение можно записать в виде

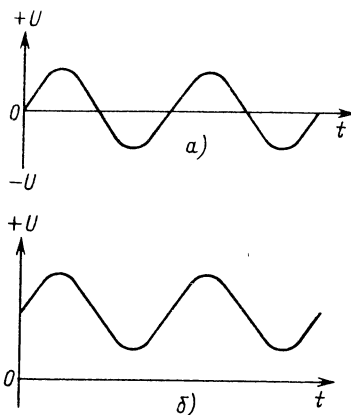
$$P = I^2 R = (20 \cdot 20) \cdot 1 = 400 \text{ мВт.}$$

Постоянный и переменный ток

Постоянным называется такой ток, который не изменяет своего направления за рассматриваемый временной интервал. При этом его ампли-

Рис. 1.4. Напряжения :

a – переменное; b – постоянное



туда может существенно изменяться. Постоянный ток течет от точки с наиболее положительным потенциалом к точке с наиболее отрицательным потенциалом. Любопытно отметить, что электроны в проводнике при этом движутся в противоположном направлении. Постоянный ток является следствием действия постоянной ЭДС.

Постоянный ток однонаправленный, а переменный ток двунаправленный, т.е. он течет сначала в одном направлении, а потом — в противоположном. Переменный ток обусловлен переменной ЭДС.

Переменные токи вызывают переменную разность потенциалов (переменное напряжение) на элементах электрической цепи. Во многих случаях переменная составляющая напряжения или тока накладывается на ее постоянную составляющую. В результате соответствующая кривая может стать униполярной или биполярной, но она всегда остается асимметричной (рис. 1.4).

Формы импульсов напряжения и тока

Для решения задач, связанных с управлением различными объектами, в электронной технике используются электрические сигналы, которые меняются во времени по разным законам. Это могут быть: синусоида, симметричный прямоугольный сигнал — “меандр”, треугольный сигнал, пилообразный, нерегулярная последовательность прямоугольных импульсов и т.п. Эти сигналы могут быть только положительными, только отрицательными или переменными, повторяющимися или неповторяющимися. При воспроизведении звука сигнал, как правило, состоит из набора нескольких синусоид, имеющих различную частоту. При их смещении образуется сигнал сложной формы. На рис. 1.5 показаны временные диаграммы некоторых сигналов.

Частота и период колебаний

Частотой повторяющегося сигнала называется количество законченных его циклов, осуществляющихся в единицу времени. Единицей измерения частоты является герц (Гц). Если один полный цикл изменения сигнала происходит в течение 1 с, то говорят, что этот сигнал имеет ча-

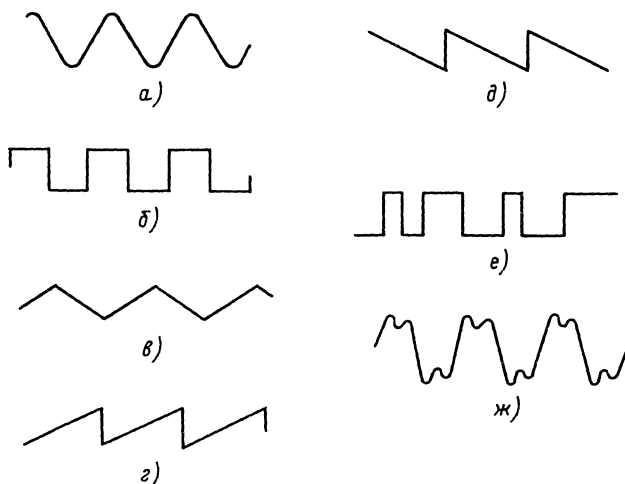


Рис. 1.5. Различные формы сигналов:

a – синусоида; *б* – последовательность прямоугольных импульсов (меандр); *в* – последовательность треугольных импульсов; *г*, *д* – пилообразные сигналы; *е* – импульсная последовательность; *ж* – сигнал сложной формы

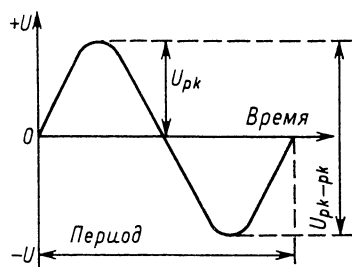


Рис. 1.6. Период сигнала, пиковое напряжение, напряжение пик–пик

Таблица 1.8. Последовательность частот и периоды колебаний

Частота, Гц	Период, с	Частота, кГц	Период, мкс
1	1	1	1000
2	0,5	2	500
5	0,2	5	200
10	0,1	10	100
20	0,05	20	50
50	0,02	50	20
100	0,01	100	10
200	0,005	200	5
500	0,002	500	2
		1000 = 1 МГц	1

стоту 1 Гц. Если в течение 1 с происходит 50 циклов сигнала, то он имеет частоту 50 Гц.

Периодом сигнала называется время прохождения одного полного цикла (рис. 1.6).

Период и частота связаны между собой следующими соотношениями:

$$t = 1/f \text{ или } f = 1/t,$$

где t – период, с; f – частота, Гц. В табл. 1.8 дана некоторая последовательность частот и соответствующие периоды колебаний.

Пример 1.15. Сигнал имеет частоту 30 Гц. Определите период колебаний. Если $t = 1/f$, то $t = 1/30 \approx 0,0333 = 33,3$ мс.

Пример 1.16. Сигнал имеет период 4 мс. Определите частоту. Если $f = 1/t$, то $f = 1/(4 \cdot 10^{-3}) = 250$ Гц.

Среднее, пиковое и действующее значения электрического сигнала

Периодически изменяющаяся кривая напряжения тока или мощности характеризуется следующими тремя величинами:

1) максимальным (пиковым) напряжением за период (U_{pk} на рис. 1.6) и значением пик–пик (U_{pk-pk} на рис. 1.6);

2) средним значением напряжения, которое в случае симметричной относительно оси времени кривой вычисляется за половину периода,

$$U_{cp} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} u(t) dt;$$

3) средним квадратичным (rms) или действующим (эффективным) значением напряжения.

Действующее значение переменного тока (напряжения) численно равно такому постоянному току (напряжению), который за один период выделяет в сопротивлении такое же количество тепла, как и ток переменный.

Если рассматриваемая кривая несинусоидальна, но может быть представлена как сумма нескольких синусоидальных составляющих, имеющих разные частоты, то квадрат ее действующего значения есть сумма квадратов действующих значений составляющих синусоид.

Если одно из значений синусоидальной кривой принять за единицу, то все остальные значения можно вычислить при помощи переводных коэффициентов (табл. 1.9).

Пример 1.17. Действующее (rms) значение синусоидального напряжения равно 240 В. Вычислите его пиковое значение.

Как следует из табл. 1.9, переводной коэффициент в данном случае равен 1,414. Поэтому

$$U_{pk} = 1,414 \text{ и } U_{rms} = 1,414 \cdot 240 = 339,4 \text{ В.}$$

Пример 1.18. Переменный ток имеет значение пик–пик, равное 50 мА. Определите его действующее (rms) значение.

Из табл. 1.8 видно, что переводной коэффициент в этом случае равен 0,353, поэтому

$$I_{rms} = 0,353 \cdot 50 = 17,65 \text{ мА.}$$

Таблица 1.9. Значения переводных коэффициентов

Заданное значение	Искомые значения			
	среднее	пиковое	пик—пик	действующее
Среднее	1	1,57	3,14	1,11
Пиковое	0,636	1	2	0,707
Пик—пик	0,318	0,5	1	0,353
Действующее	0,9	1,414	2,828	1

Пример 1.19. Синусоидальное напряжение, значение пик—пик которого составляет 10 В, приложено к резистору сопротивлением 1 кОм. Определите действующее (*rms*) значение тока в резисторе.

Из табл. 1.8 находим действующее значение напряжения:

$$U_{rms} = U_{pk-pk} \cdot 0,353 = 10 \cdot 0,353 = 3,53 \text{ В.}$$

Теперь определим действующее значение тока:

$$I_{rms} = U_{rms}/R = 3,53/1 = 3,53 \text{ мА.}$$

Небольшие замечания и советы

При расчете токов, напряжений и сопротивлений редко требуется соблюдать точность лучше чем 1%, так как допуски на значения компонентов чаще всего превышают 1%.

Если в формулу закона Ома вы подставите значения сопротивлений в килоомах, а токов — в миллиамперах (или значения сопротивлений в мегаомах, а токов — в микроамперах), то напряжения в любом случае получатся в вольтах.

При перемножении двух одинаковых чисел, каждое из которых возводится в некоторую степень, получается то же число в степени, равной сумме степеней сомножителей, т.е.

$$(2 \cdot 10^2) \cdot (3 \cdot 10^6) = (2 \cdot 3) \cdot 10^{(2+6)} = 6 \cdot 10^8.$$

При делении двух одинаковых чисел, каждое из которых возводится в некоторую степень, получается то же число в степени, равной разности степеней делимого и делителя, т.е.

$$\frac{4 \cdot 10^6}{2 \cdot 10^4} = 2 \cdot 10^{(6-4)} = 2 \cdot 10^2.$$

При любых вычислениях будьте предельно внимательны по отношению к размерности используемых величин. Несоблюдение размерно-

стей приводит к катастрофическим ошибкам. Лучше всего пользоваться целыми (а не дробными) значениями, т.е. подставлять сопротивления в омах (а не в килоомах, мегаомах), напряжения — в вольтах, токи — в амперах (не милли- или микроамперах), длину — в метрах, площадь сечения (например, провода) — в квадратных метрах, индукции — в теслах и т.д.

Хороший калькулятор существенно облегчает решение задач, связанных с анализом электронных цепей. При его выборе и покупке обращайте внимание на возможности прибора: он должен позволять работать с углами, выраженными в радианах и градусах, вычислять корень квадратный, возводить в квадрат, определять логарифмы числа и выполнять операции с числом π .

ГЛАВА 2

ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

Резисторы

Резисторы позволяют контролировать значения токов и напряжений в электрической цепи. Они, например, обеспечивают режим смещения транзистора в усилителе электрических сигналов. Измеряя напряжение на резисторе, можно регулировать токи эмиттера и коллектора транзистора. С помощью резисторов выполняются делители токов и напряжений в измерительных приборах.

Электрические характеристики резистора в значительной мере определяются материалом, из которого он изготовлен, и его конструкцией. При выборе типа резистора для конкретного применения обычно учитываются следующие параметры:

- а) требуемое значение сопротивления (Ом, кОм, МОм);
- б) точность (возможное отклонение, %, сопротивления от значения, обозначенного на резисторе);
- в) мощность, которую может рассеять резистор;
- г) температурный коэффициент сопротивления ($R_T = R_{20} [1 + \alpha(T - 20^\circ)]$), где α — температурный коэффициент сопротивления. Например, для металлической пленки $\alpha = +(5 \div 100) \cdot 10^{-6}$;
- д) стабильность резистора: имеется в виду процентное изменение его сопротивления в процессе эксплуатации;
- е) шумовые свойства: имеется в виду эквивалентное напряжение шума, генерируемого резистором.

По пунктам "д" и "е" большинство фирм-изготовителей обычно дают качественную оценку свойств приборов, характеризуя резисторы, например, как высокостабильные или малозадающие. Резисторы с допусками $\pm 2\%$ или меньше называются высокоточными. Высокостабиль-

Таблица 2.1. Характеристики резисторов из различных материалов

Параметр	Материал			
	Угольный композит	Угольная пленка	Металлическая пленка	Оксид металла
Диапазон сопротивлений, Ом	От 2,2 до 10^6	От 10 до $10 \cdot 10^6$	От 1 до 10^6	От 10 до 10^6
Точность, %	± 10	± 5	± 1	± 2
Мощность, Вт	0,125–1	0,25–2	0,125–0,5	0,25–0,5
Температурный коэффициент, $10^6/^\circ\text{C}$	+1200	–250	$+50 \div 100$	+250
Стабильность	Плохая	Достаточная	Отличная	Отличная
Шумовые свойства	Плохие	Достаточные	Отличные	Отличные
Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$	От –40 до +105	От –45 до +125	От –55 до +125	От –55 до +125

Таблица 2.2. Характеристики проволочных резисторов

Параметр	Тип корпуса		
	Керамический	Остеклованный	В алюминиевой оболочке
Диапазон сопротивлений, Ом	От 0,47 до $22 \cdot 10^3$	От 0,1 до $22 \cdot 10^3$	От 0,1 до 10^3
Точность, %	± 5	± 5	± 5
Мощность, Вт	4–17	2–4	(25–50) *
Температурный коэффициент, $10^6/^\circ\text{C}$	± 250	± 75	± 50
Стабильность	Хорошая	Хорошая	Хорошая
Шумовые свойства	**	**	**
Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$	От –55 до +200	От –55 до +200	От –55 до +200

* Для рассеяния указанной мощности резистор должен быть смонтирован на охлаждадителе. Без теплоотвода допустимая мощность снижается на 50%.

** Эти резисторы не применяются в малошумящих усилителях.

ные, малошумящие и высокоточные резисторы требуются лишь в специальных случаях. Например, они используются во входных каскадах измерительных усилителей малых сигналов. Широкое их применение ограничивается лишь высокой стоимостью этих приборов.

В табл. 2.1 приведены характеристики резисторов, изготовленных на основе различных материалов.

Резисторы на основе угольного композита используются только в источниках электропитания и усилителях мощности. Резисторы на основе угольной пленки находят очень широкие области применения, а остальные приборы, рассмотренные в табл. 2.1, используются в малосигнальных усилителях и измерительной аппаратуре.

В табл. 2.2 приведены характеристики проволочных резисторов.

Резисторы в керамических корпусах используются только в источниках электропитания и усилителях мощности. Приборы в остеклованных корпусах находят широкие области применения, а резисторы в алюминиевой оболочке используются лишь в малосигнальных усилителях и измерительных приборах.

Номинальное значение сопротивления и точность

На корпусе резистора всегда наносится ориентировочное значение его сопротивления. Так, резистор с маркировкой 100 Ом $\pm 10\%$ может иметь любое сопротивление в пределах от 90 до 110 Ом. Сопротивление резистора, имеющего маркировку 100 Ом $\pm 1\%$, находится в интервале от 99 до 101 Ом.

Как правило, все выпускаемые промышленностью резисторы объединяются в серии. Количество номинальных значений сопротивлений в пределах одной серии определяется принятой точностью. Например, для того чтобы перекрыть весь возможный диапазон значений сопротивлений от 1 до 10 с помощью резисторов, имеющих точность $\pm 20\%$, достаточно иметь набор из шести базовых значений (серия E6).

Серия E12 содержит 12 базовых значений сопротивлений с точностью $\pm 10\%$. Серия E24 содержит 24 базовых значения сопротивлений резисторов с точностью $\pm 5\%$. В пределах каждой серии содержится 6 или 7 групп резисторов, сопротивления которых различаются в 10 раз. Это означает, что соответствующая группа сопротивлений получается умножением базового значения на 1, 10, 100, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм, 1 МОм (табл. 2.3).

Пример 2.1. В цепи смещения усилительного каскада требуется обеспечить ток 100 мкА ($\pm 10\%$) с помощью источника постоянного напряжения 5 В. Требуется выбрать тип резистора и его сопротивление.

Сопротивление согласно закону Ома

$$R = \frac{U}{I} = \frac{5}{100} = 50 \text{ кОм.}$$

Ближайшее к вычислительному номинальное значение сопротивления (серия E24) равно 51 кОм. При этом будет обеспечен ток 98 мкА, отличающийся от требуемого значения на 2%. Учитывая точность сопротивления $\pm 5\%$, получаем возможный диапазон изменения тока в пределах от 93 до 103 мкА, что вполне укладывается в рамки заданного

Таблица 2.3. Номинальные (базовые) значения сопротивлений резисторов серий E6 ($\pm 20\%$), E12 ($\pm 10\%$) и E24 ($\pm 5\%$)

E6	E12	E24	E6	E12	E24
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
		1,1			3,6
		1,2			3,9
1,5	1,5	1,3	4,7	4,7	4,3
		1,5			4,7
		1,6			5,1
2,2	2,2	1,8	6,8	6,8	5,6
		2,0			6,2
		2,2			6,8
2,2	2,7	2,4	8,2	8,2	7,5
		2,7			8,2
		3,0			9,1

допуска $\pm 10\%$. Выделяющаяся в резисторе мощность $P = UI = 5 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 500 \cdot 10^{-6}$ Вт очень мала. Поэтому подойдет резистор на основе угольной пленки с номинальной мощностью 0,25 Вт. Если же нужен малошумящий усилитель, то следует взять резистор на основе окиси металла.

Небольшие замечания и советы

Максимальная мощность, которую может рассеять резистор, зависит от температуры окружающей среды. С ростом этой температуры мощность снижается. Для увеличения надежности резистора следует обеспечивать большой запас по мощности.

В тех случаях, когда требуется иметь несколько резисторов с одинаковым номинальным значением, целесообразно использовать толстопленочные резисторные сборки, выпускаемые в корпусах типа DIP и SIL, вместо дискретных элементов. Это резисторы серии E12 с номинальными значениями от 33 до 100 Ом (рис. 2.1).

Проволочные резисторы обладают значительной индуктивностью, поэтому нецелесообразно применять их в высокочастотных и импульсных цепях. На очень высоких частотах (более 30 МГц) пленочные угольные и металлические резисторы также могут иметь заметное индуктивное сопротивление за счет длины своих контактных выводов, которые следует максимально укорачивать.

Качество изоляции остеклованных резисторов ухудшается с ростом температуры. Поэтому в режимах с максимальной рассеиваемой мощностью следует избегать контакта этих резисторов с любыми проводящими поверхностями.

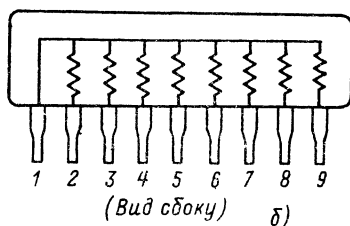
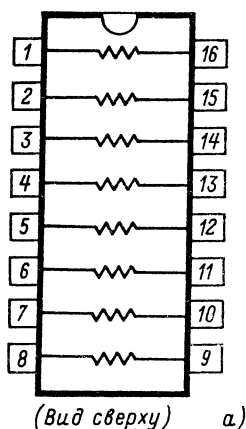


Рис. 2.1. Корпуса типа DIL и SIP резисторных микросборок:

а — восемь независимых резисторов в корпусе типа DIL; б — восемь резисторов с общей точкой в корпусе типа SIP

Цветовая маркировка резисторов

Резисторы на основе угольной и металлооксидной пленки имеют цветовую маркировку, характеризующую их номинальное сопротивление и точность. В соответствии с одним методом резисторы маркируются четырьмя цветными поясами (рис. 2.2), а в соответствии с другим — пятью (рис. 2.3).

Пример 2.2. Резистор маркирован четырьмя цветными поясами в следующей последовательности: коричневый, черный, красный, золотой. Каковы его номинал и точность?

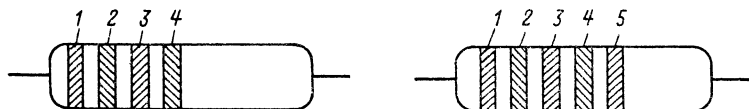


Рис. 2.2. Цветной код для обозначения номиналов резисторов:

пояса 1 и 2: черный 0, коричневый 1, красный 2, оранжевый 3, желтый 4, зеленый 5, голубой 6, фиолетовый 7, серый 8, белый 9; пояс 3 (множитель): серебряный 0,01, золотой 0,1, черный 1, коричневый 10, красный 100, оранжевый 1000, желтый 10 000, зеленый 100 000, голубой 1 000 000; пояс 4 (точность $\pm\%$): красный 2, золотой 5, серебряный 10, нет пояса 20

Рис. 2.3. Цветной код для обозначения номиналов резисторов:

пояса 1–3: черный 0, коричневый 1, красный 2, оранжевый 3, желтый 4, зеленый 5, голубой 6, фиолетовый 7, серый 8, белый 9; пояс 4 (множитель): серебряный 0,01, золотой 0,1, черный 1, коричневый 10, красный 100, оранжевый 1000, желтый 10 000, зеленый 100 000, голубой 1 000 000; пояс 5 (точность, $\pm\%$): коричневый 1, красный 2, золотой 5, серебряный 10, нет пояса 20

Первая цифра: коричневый пояс 1; вторая цифра: черный пояс 0; множитель: красный пояс ($\times 100$); следовательно, номинал: $10 \times 100 = 1000 = 1 \text{ кОм}$; точность: золотой пояс $\pm 5\%$.

Пример 2.3. Резистор маркирован четырьмя цветными поясами в следующей последовательности: голубой, серый, оранжевый, серебряный. Каковы его номинал и точность?

Первая цифра: голубой пояс 6; вторая цифра: серый пояс 8; множитель: оранжевый пояс ($\times 1000$); следовательно, номинал: $68 \times 1000 = 68 \text{ кОм}$; точность: серебряный пояс $\pm 10\%$.

Пример 2.4. Резистор маркирован четырьмя цветными поясами в следующей последовательности: оранжевый, оранжевый, серебряный, серебряный. Каковы его номинал и точность?

Первая цифра: оранжевый пояс 3; вторая цифра: оранжевый пояс 3; множитель: серебряный пояс 0,01; следовательно, номинал: $33 \cdot 0,01 = 0,33 \text{ Ом}$; точность: серебряный пояс $\pm 10\%$.

Пример 2.5. Резистор маркирован пятью цветными поясами в следующей последовательности: красный, желтый, черный, черный, красный. Каковы его номинал и точность?

Первая цифра: красный пояс 2; вторая цифра: желтый пояс 4; третья цифра: черный пояс 0; множитель: черный пояс ($\times 1$); следовательно, номинал: $240 \times 1 = 240 \text{ Ом}$; точность: красный пояс $\pm 2\%$.

Маркировка резисторов по системе BS 1852

Некоторые типы резисторов маркируются по системе British Standard 1852. В этой системе положение десятичной запятой определяется соответствующей буквой. Другими словами, буквой определяется значение множителя (табл. 2.4).

Вторая буква в обозначении резистора определяет его точность (табл. 2.5).

Таблица 2.4. Определение множителя по системе BS 1852

Буква	Множитель
R	1
K	1000
M	1 000 000

Таблица 2.5. Определение точности по системе BS 1852

Буква	Точность, %
F	± 1
G	± 2
J	± 5
K	± 10
M	± 20

Пример 2.6. Маркировка резистора 4R7K означает

4,7 Ом $\pm 10\%$.

Пример 2.7. Маркировка резистора 330RG означает 330 Ом \pm 2%.

Пример 2.8. Маркировка резистора R22M, означает 0,22 Ом \pm 20%.

Последовательное и параллельное соединение резисторов

Резисторы с фиксированным значением сопротивления могут соединяться последовательно и параллельно для того, чтобы получить требуемое новое значение сопротивления. Примеры таких соединений приведены на рис. 2.4 и 2.5.

При последовательном соединении резисторов новое значение сопротивления получается как сумма составляющих:

для рис. 2.4, а

$$R = R1 + R2;$$

для рис. 2.4, б

$$R = R1 + R2 + R3.$$

В случаях параллельного соединения резисторов суммируются обратные составляющие сопротивлений:

для рис. 2.5, а

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} ,$$

для рис. 2.5, б

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} .$$

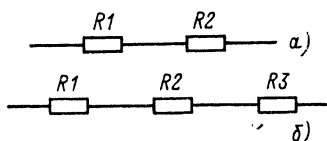


Рис. 2.4. Последовательное соединение резисторов

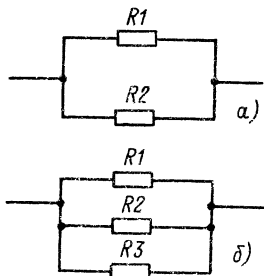


Рис. 2.5. Параллельное соединение резисторов

Для случая двух параллельно соединенных резисторов результирующее сопротивление может быть найдено как произведение составляющих, деленное на их сумму, т.е.

$$R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}.$$

С помощью приложения 1 можно определить результирующее сопротивление без использования формул.

Пример 2.9. Требуется получить сопротивление 400 кОм. При помощи какого последовательного соединения можно решить эту задачу, если отсутствует резистор, имеющий требуемый номинал?

Для этого соединим последовательно два резистора с номинальными сопротивлениями 180 и 220 кОм и получим

$$R = R1 + R2 = 180 + 220 = 400 \text{ кОм.}$$

Оба выбранных резистора входят в серию E12. Следует отметить, что здесь не затронут вопрос о рассеиваемой мощности, однако можно определенно сказать, что на каждом из составляющих сопротивлений будет рассеиваться меньшая мощность, чем на суммарном сопротивлении.

Пример 2.10. Требуется сопротивление 5 кОм мощностью 1 Вт. При помощи какого параллельного соединения можно решить эту задачу?

Два резистора сопротивлением по 10 кОм каждый, соединенные параллельно, дают суммарное сопротивление

$$R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = \frac{10 \cdot 10}{10 + 10} = 5 \text{ кОм.}$$

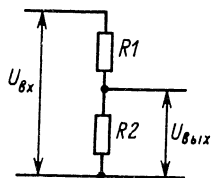
Таким образом, если параллельно соединяются два резистора, имеющие одинаковое сопротивление, то результирующее сопротивление получается вдвое меньше. Напряжение на этих резисторах одно и то же (см. рис. 2.5*а*), а ток, протекающий через каждый из них, в два раза меньше суммарного тока. Поэтому мощность, рассеиваемая каждым из составляющих резисторов, оказывается также вдвое меньше суммарной мощности. Следовательно, для рассматриваемого соединения следует взять резисторы по 10 кОм мощностью 0,5 Вт.

Делитель напряжения

Резисторы часто используются в составе делителя напряжения для получения фиксированного значения напряжения (рис. 2.6). В этом случае выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ связано с входным $U_{\text{вх}}$ (без учета возможного сопротивления нагрузки) следующим соотношением:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R2}{R1 + R2}.$$

Рис. 2.6. Делитель напряжения



Пример 2.11. С помощью резисторного делителя нужно получить на нагрузке сопротивлением 100 кОм напряжение 1 В от источника постоянного напряжения 5 В.

Требуемый коэффициент деления напряжения $1/5 = 0,2$. Используем делитель, схема которого приведена на рис. 2.6. Сопротивление резисторов $R1$ и $R2$ должно быть значительно меньше 100 кОм. В этом случае при расчете делителя сопротивление нагрузки можно не учитывать. Следовательно,

$$\frac{R2}{R1 + R2} = 0,2;$$

$$R2 = 0,2R1 + 0,2R2;$$

$$R1 = 4R2.$$

Поэтому можно выбрать $R2 = 1$ кОм, $R1 = 4$ кОм. Сопротивление $R1$ получим путем последовательного соединения стандартных резисторов 1,8 и 2,2 кОм, выполненных на основе металлической пленки с точностью $\pm 1\%$ (мощностью 0,25 Вт). Следует помнить, что сам делитель потребляет ток от первичного источника (в данном случае 1 мА) и этот ток будет возрастать с уменьшением сопротивлений резисторов делителя.

Небольшие замечания и советы

Для получения заданного значения напряжения следует применять высокоточные резисторы.

Недостатком простого резисторного делителя напряжения является то, что с изменением сопротивления нагрузки выходное напряжение ($U_{\text{вых}}$) делителя изменяется.

Для уменьшения влияния нагрузки на $U_{\text{вых}}$ необходимо выбирать сопротивление $R2$ по крайней мере в 10 раз меньше минимального сопротивления нагрузки.

Важно помнить о том, что с уменьшением сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ растет ток, потребляемый от источника входного напряжения. Обычно этот ток не должен превышать 1–10 мА.

Делитель тока

Резисторы используются также для того, чтобы заданную долю общего тока направить в соответствующее плечо делителя. Например, в схеме на рис. 2.7 ток $I_{\text{вых}}$ составляет часть общего тока $I_{\text{вх}}$, определяемую сопротивлениями резисторов $R1$ и $R2$, т.е. можно записать, что

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} \frac{R1}{R1 + R2}.$$

Пример 2.12. Стрелка измерительного прибора отклоняется на всю шкалу в том случае, если постоянный ток в подвижной катушке равен 1 мА. Активное сопротивление обмотки катушки составляет 100 Ом. Рассчитайте сопротивление шунта так, чтобы стрелка прибора максимально отклонялась при входном токе 10 мА (см. рис. 2.8).

Коэффициент деления тока определяется соотношением

$$\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{1}{10} = 0,1 = \frac{R1}{R1 + R2}; \quad R2 = 100 \text{ Ом}.$$

Отсюда

$$0,1R1 + 0,1R2 = R1;$$

$$0,1R1 + 10 = R1;$$

$$R1 = \frac{10}{0,9} = 11,1 \text{ Ом}.$$

Требуемое сопротивление резистора $R1$ можно получить путем последовательного соединения двух стандартных резисторов сопротивлением 9,1 и 2 Ом, выполненных на основе толстопленочной технологии с точностью $\pm 2\%$ (0,25 Вт). Заметим еще раз, что на рис. 2.8 сопротивление $R2$ — это внутреннее сопротивление измерительного прибора.

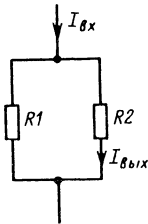


Рис. 2.7. Делитель тока

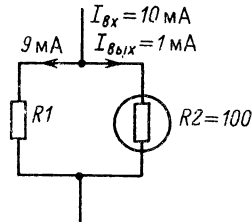


Рис. 2.8. К примеру 2.12

Небольшие замечания и советы

Для обеспечения хорошей точности деления токов следует использовать высокоточные ($\pm 1\%$) резисторы.

Законы Кирхгофа

Законы Кирхгофа касаются алгебраической суммы токов или напряжений в любой электрической цепи. Когда говорят об "алгебраической" сумме, то имеют в виду, что токи в цепи могут иметь разные направления, а напряжения — разную полярность. Чтобы это учесть, одно из направлений принимается за положительное, а другое — за отрицательное. Соответственно одной группе токов или напряжений присваивается знак плюс (+), а другой — знак минус (—).

На рис. 2.9а представлен закон для токов в узле: алгебраическая сумма токов в узле равна нулю. При этом считают, что токи, направленные к узлу (I_1, I_4, I_5), положительные, а токи, направленные от узла, — отрицательные (I_2, I_3).

На рис. 2.9б проиллюстрирован закон для напряжений в контуре: алгебраическая сумма напряжений в контуре равна нулю. При этом выбрано соответствующее направление обхода контура (показано стрелкой). Если при обходе контура батарея пересекается от отрицательного полюса к положительному, то ее ЭДС записывается с положительным знаком (E_1), если наоборот, — с отрицательным ($-E_2$). В правой части равенства записывается сумма напряжений на резисторах, т.е.

$$E_1 - E_2 = U_1 + U_2.$$

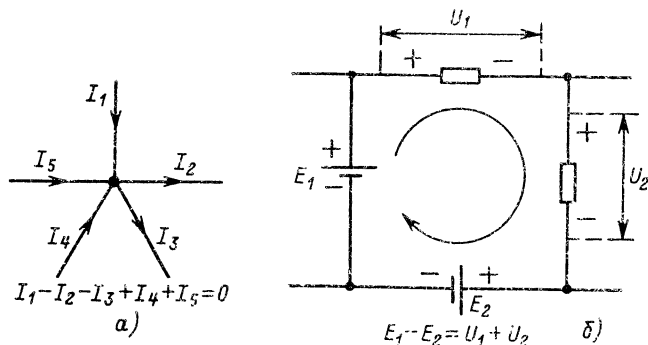


Рис. 2.9. Иллюстрация законов Кирхгофа:

а — сумма токов в узле равна нулю; б — сумма напряжений в замкнутом контуре равна нулю

Пример 2.13. Источник электропитания способен отдать в нагрузку ток 500 мА. Реально он отдает ток 300 мА для питания усилителя мощности, 50 мА — для питания предусилителя и 20 мА для питания индикаторного светодиода. Какой суммарный ток реально отбирается от источника? Какой еще ток он мог бы отдать?

На рис. 2.10 приведена графическая иллюстрация этой задачи. Ток $I_{вх}$ направлен к узлу, поэтому он записывается со знаком +. Остальные токи направлены от узла, и им присваивается знак —. Сумма токов в узле равна нулю, поэтому справедливо выражение

$$I_{вх} - I_1 - I_2 - I_3 = 0.$$

Ток, отбираемый от источника,

$$I_{вх} = I_1 + I_2 + I_3 = 300 + 50 + 20 = 370 \text{ мА},$$

а ток, который источник еще мог бы отдать,

$$500 - 370 = 130 \text{ мА}.$$

Пример 2.14. На рис. 2.11 показана часть схемы питания портативного радиоприемника. Рассчитайте требуемое сопротивление резистора R и полный ток I_S , отбираемый от батареи.

Сумма токов в узле равна нулю, поэтому

$$I_S - I_1 - I_2 - I_Z = 0,$$

$$I_S = I_1 + I_2 + I_Z = 50 + 10 + 10 = 70 \text{ мА}.$$

В соответствии с выбранным направлением обхода контура запишем уравнение для напряжений в виде

$$E - U_Z = U, \text{ т.е. } U = 9 - 4,7 = 4,3 \text{ В}.$$

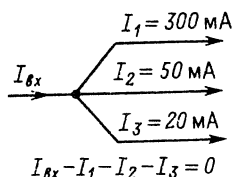


Рис. 2.10. К примеру 2.13

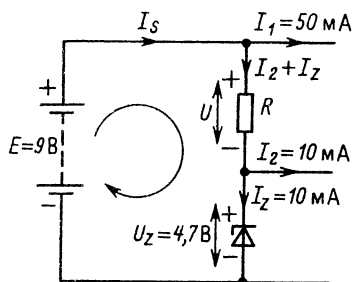


Рис. 2.11. К примеру 2.14

Через резистор R течет ток $I_2 + I_Z = 20$ мА, поэтому

$$R = \frac{U}{I_2 + I_Z} = \frac{4,3}{20 \cdot 10^{-3}} = 215 \text{ Ом.}$$

Следовательно, можно выбрать ближайший стандартный номинал сопротивления 220 Ом.

Подстроечные резисторы

Подстроечные резисторы позволяют настраивать электронные схемы не прибегая к многократным заменам, связанным с подбором резистора с фиксированным сопротивлением. Эти приборы могут иметь корпуса с открытой или полностью закрытой угольной дорожкой, а также полностью закрытые корпуса с многооборотной регулировкой и дорожкой на основе кермета. Основные характеристики подстроечных резисторов приведены в табл. 2.6.

Таблица 2.6. Характеристики подстроечных резисторов

Параметр	Типы подстроечных резисторов				
	откры- тые угольные	закры- тые угольные	откры- тые на основе кермета	закры- тые на основе кермета	многообо- ротные на основе кермета
Диапазон изме- нения сопротив- ления	От 100 Ом до 2,2 МОм	От 400 Ом до 1 МОм	От 100 Ом до 1 МОм	От 100 Ом до 1 МОм	От 100 Ом до 1 МОм
Точность, %	±20	±20	±20	±10	±10
Мощность, Вт	0,2	0,15	0,75	0,5	0,25
Температурный коэффициент, $10^6/^\circ\text{C}$	-500	-500	-125 ÷ +200	±100	±100
Стабильность	Плохая	Плохая	Средняя	Хорошая	Хорошая
Шумовые свой- ства	Очень пло- хие	Плохие	Средние	Хорошие	Хорошие
Диапазон изменения температуры среды, $^\circ\text{C}$	От -55 до +125	От -55 до +125	От -40 до +125	От -55 до +125	От -55 до +125

Открытые и закрытые угольные подстроечные резисторы находят широкое применение, а закрытые и многооборотные на основе кермета резисторы используются в малосигнальных усилителях и измерительной аппаратуре.

Переменные резисторы

Как и подстроечные, переменные сопротивления выпускаются в разном оформлении. Наиболее часто встречаются варианты с угольной дорожкой и проволочные потенциометры (трехвыводные переменные резисторы). Угольные потенциометры изменяют сопротивление либо по линейному, либо по полулוגарифмическому закону. Они могут иметь круглый или продолговатый корпус.

В регулирующих устройствах чаще встречаются переменные сопротивления с угольной дорожкой, соединенные в блоки из двух или трех корпусов с одной регулирующей осью. В табл. 2.7 отражены основные характеристики переменных резисторов.

Таблица 2.7. Характеристики переменных резисторов

Параметр	Типы переменных резисторов			
	Угольная дорожка	Кермет	Проволочные	Многооборотные проволочные
Диапазон сопротивлений	От 5 кОм до 1 МОм	От 10 Ом до 1 МОм	От 10 Ом до 100 кОм	От 100 Ом до 100 кОм
Точность, %	± 20	± 10	± 5	± 5
Мощность, Вт	0,25	1–5	1–3	1,5–3
Температурный коэффициент	–500	± 150	+50	+50
Стабильность	Плохая	Хорошая	Хорошая	Хорошая
Шумовые свойства	Плохие	Хорошие	Хорошие	Хорошие
Диапазон изменения температуры окружающей среды, °С	От –10 до +70	От –40 до +85	От –20 до +100	От –55 до +125

Резисторы с угольной дорожкой находят широкие области применения, а резисторы второго и третьего типов используются в источниках питания, испытательном и измерительном оборудовании. Проволочные многооборотные резисторы применяются в измерительном и испытательном оборудовании.

Небольшие замечания и советы

Избегайте использования подстроечных резисторов с открытой угольной дорожкой. Они обычно сильно шумят и ненадежны. Лучше всего компоненты на основе кермета.

Переменные резисторы с угольной дорожкой также очень шумят и к тому же дорожка быстро портится. Поэтому их нельзя применять в ответственной аппаратуре.

В регуляторах громкости звуковоспроизводящей аппаратуры используйте потенциометры с логарифмическим законом регулирования.

Не применяйте регуляторы с угольной дорожкой в источниках электропитания для регулирования выходного напряжения. Из-за несовершенства дорожки возможно мгновенное появление полного выходного напряжения на нагрузке.

Термисторы и варисторы

В отличие от обычных резисторов сопротивление термистора сильно зависит от температуры. Поэтому существуют два типа термисторов: с отрицательным (ОТК) и положительным температурным коэффициентом (ПТК). Типичные ОТК-термисторы в диапазоне температур от 25 до 100 °С изменяют сопротивление от нескольких сот (или тысяч) Ом, до нескольких десятков (или сот) Ом (рис. 2.12). ПТК-термисторы обычно очень мало изменяют свое сопротивление в диапазоне температур от 0 до 75 °С, сохраняя его на уровне примерно 100 Ом. Начиная с температуры 80 °С их сопротивление начинает быстро расти до значений порядка 10 кОм при 120 °С (рис. 2.13).

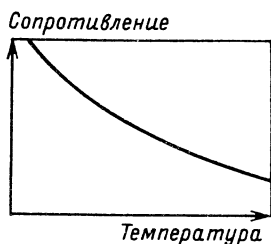


Рис. 2.12. Зависимость сопротивления ОТК-термистора от температуры

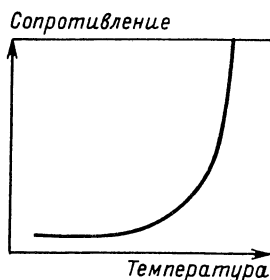


Рис. 2.13. Зависимость сопротивления ПТК-термистора от температуры

Типичной областью применения ПТК-термисторов является защита от сверхтоков. При значениях тока, не превышающих допустимые, нагрев термистора незначителен и сопротивление его мало. В случае, если ток превышает допустимое значение, нагрев термистора усиливается и сопротивление быстро растет, ограничивая ток. Термистор сопротивлением 25 Ом при 25 °С имеет ток покоя порядка 8 мА, а ток, соответствующий быстрому росту сопротивления, порядка 200 мА.

Резисторы, сопротивление которых уменьшается при возрастании напряжения, называются варисторами (рис. 2.14). Варисторы обычно применяются для подавления роста и всплесков напряжения, возникающих, например, при коммутации индуктивной нагрузки. В табл. 2.8 приведены характеристики варисторов.

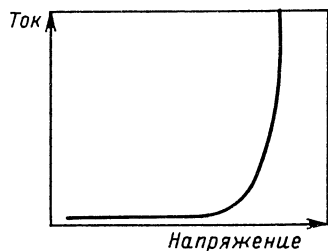


Рис. 2.14. Изменение тока в резисторе, сопротивление которого зависит от напряжения

Таблица 2.8. Характеристики варисторов

Тип прибора	$U_{ном}$, В	Поглощаемая энергия, Дж	$I_{пик}$, кА	Напряжение покоя, В		U_{max} , В	Ток измерения, А	Емкость на частоте 1 МГц, нФ
				действующее	постоянное			
V22ZA1	22	0,9	0,25	14	18	47	5	1,6
V33ZA5	33	6	1	20	26	64	10	6
V100ZA3	100	5	1,2	60	81	165	10	400
V130LA5	200	20	2,5	130	175	340	25	450
V250LA4	390	21	1,2	250	330	650	10	90
V250LA10	390	40	2,5	250	330	650	25	220
V275LA4	430	23	1,2	275	369	710	10	80
V275LA10	430	45	2,5	275	369	710	25	200
V420LA10	680	45	2,5	420	560	1100	25	140

Конденсаторы

Конденсаторы являются средством накопления электрической энергии в электрическом поле. Типичными областями их применения являются сглаживающие фильтры в источниках электропитания, цепи межкаскадной связи в усилителях переменных сигналов, фильтрация помех, возникающих на шинах электропитания электронной аппаратуры, и т.д.

Электрические характеристики конденсатора определяются его конструкцией и свойствами используемых материалов. При выборе конденсатора для конкретного устройства нужно учитывать следующие обстоятельства:

- требуемое значение емкости (мкФ, нФ, пФ);
- рабочее напряжение (то максимальное значение напряжения, при котором конденсатор может работать длительно без изменения своих параметров);
- требуемую точность (возможный разброс значений емкости конденсатора);

г) температурный коэффициент емкости (зависимость емкости конденсатора от температуры окружающей среды);

д) стабильность конденсатора;

е) ток утечки диэлектрика при номинальном напряжении и данной температуре. (Может быть указано сопротивление диэлектрика конденсатора.)

В табл. 2.9–2.11 приведены основные характеристики конденсаторов различных типов.

Таблица 2.9. Характеристики керамических, электролитических конденсаторов и конденсаторов на основе металлизированной пленки

Параметр	Тип конденсатора		
	Керамический	Электрический	На основе металлизированной пленки
Диапазон изменения емкости	От 2,2 пФ до 10 нФ	От 100 нФ до 68 000 мкФ	От 1 мкФ до 16 мкФ
Точность, %	± 10 и ± 20	-10 и $+50$	± 20
Рабочее напряжение, В	50–250	6,3–400	250–600
Температурный коэффициент, $10^6/\text{°C}$	$+100 \div -4700$	$+1000$	$+100 \div 200$
Стабильность	Достаточная	Плохая	Достаточная
Диапазон изменения температуры окружающей среды, °C	От -85 до $+85$	От -40 до $+85$	От -25 до $+85$

Таблица 2.10. Характеристики слюдяных конденсаторов и конденсаторов на основе полиэстера и полипропилена

Параметр	Тип конденсатора		
	Слюдяной	На основе полиэстера	На основе полипропилена
Диапазон изменения емкости	От 2,2 пФ до 10 нФ	От 10 нФ до 2,2 мкФ	От 1 нФ до 470 нФ
Точность, %	± 1	± 20	± 20
Рабочее напряжение, В	350	250	1000
Температурный коэффициент, $10^6/\text{°C}$	$+50$	$+200$	-200
Стабильность	Отличная	Хорошая	Хорошая
Диапазон изменения температуры окружающей среды, °C	От -40 до $+85$	От -40 до $+100$	От -55 до $+100$

Таблица 2.11. Характеристики конденсаторов на основе поликарбоната, полистирена и тантала

Параметр	Тип конденсатора		
	На основе поликарбоната	На основе полистирена	На основе тантала
Диапазон изменения емкости	От 10 нФ до 10 мкФ	От 10 пФ до 10 нФ	От 100 нФ до 100 мкФ
Точность, %	±20	±2,5	±20
Рабочее напряжение, В	63–630	160	6,3–35
Температурный коэффициент, $10^6/^\circ\text{C}$	+60	–150 ÷ +80	От +100 до +250
Стабильность	Отличная	Хорошая	Достаточная
Диапазон изменения температуры окружающей среды, $^\circ\text{C}$	От –55 до +100	От –40 до +70	От –55 до +85

Керамические конденсаторы применяются в разделительных цепях, электролитические конденсаторы используются также в разделительных цепях и сглаживающих фильтрах, а конденсаторы на основе металлизированной пленки применяются в высоковольтных источниках электропитания.

Слюдяные конденсаторы используются в звуковоспроизводящих устройствах, фильтрах и осцилляторах. Приборы на основе полиэстера — это конденсаторы общего назначения, а конденсаторы на основе полипропилена применяются в высоковольтных цепях постоянного тока.

Конденсаторы на основе поликарбоната используются в фильтрах, осцилляторах и времязадающих цепях. Приборы остальных двух типов используются также во времязадающих и разделительных цепях. Они считаются конденсаторами общего назначения.

Небольшие замечания и советы

Всегда нужно помнить, что рабочие напряжения конденсаторов следует уменьшать при возрастании температуры окружающей среды, а для обеспечения высокой надежности необходимо создавать большой запас по напряжению.

Если задано максимальное постоянное рабочее напряжение конденсатора, то это относится к максимальной температуре (при отсутствии дополнительных оговорок). Поэтому конденсаторы всегда работают с определенным запасом надежности. Тем не менее нужно обеспечивать их реальное рабочее напряжение на уровне 0,5–0,6 разрешенного значения.

Если для конденсатора оговорено предельное значение переменного напряжения, то это относится к частоте (50–60) Гц. Для более высо-

ких частот или в случае импульсных сигналов следует дополнительно снижать рабочие напряжения во избежание перегрева приборов из-за потерь в диэлектрике.

Конденсаторы большой емкости с малыми токами утечки способны довольно долго сохранять накопленный заряд после выключения аппаратуры. Для обеспечения большей безопасности следует в цепь разряда подключить параллельно конденсатору резистор сопротивлением 1 МОм (0,5 Вт).

В высоковольтных цепях часто используется последовательное включение конденсаторов. Для выравнивания напряжений на них нужно параллельно каждому конденсатору подключить резистор сопротивлением от 220 кОм до 1 МОм (рис. 2.15).

Керамические проходные конденсаторы могут работать на очень высоких частотах (свыше 30 МГц). Их устанавливают непосредственно на корпусе прибора или на металлическом экране.

Неполярные электролитические конденсаторы имеют емкость от 1 до 100 мкФ и рассчитаны на действующее значение напряжения 50 В. Кроме того, они дороже обычных (полярных) электролитических конденсаторов.

При выборе конденсатора фильтра источника электропитания следует обращать внимание на амплитуду импульса зарядного тока, который может значительно превосходить допустимое значение. Например, для конденсатора емкостью 10 000 мкФ эта амплитуда не превышает 5 А.

При использовании электролитического конденсатора в качестве разделительного необходимо правильно определить полярность его включения. Ток утечки этого конденсатора может влиять на режим усилительного каскада.

В большинстве случаев применения электролитические конденсаторы взаимозаменяемы. Следует лишь обращать внимание на значение их рабочего напряжения.

Вывод от внешнего слоя фольги полистироновых конденсаторов часто помечается цветным штрихом. Его нужно присоединять к общей точке схемы.

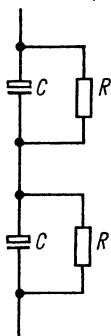


Рис. 2.15. Использование резисторов для выравнивания напряжений на конденсаторах

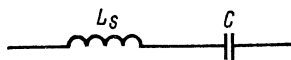


Рис. 2.16. Эквивалентная схема конденсатора на высокой частоте

На высоких частотах сопротивление паразитных индуктивностей конденсатора возрастает, что ухудшает его рабочие характеристики. На рис. 2.16 приведена упрощенная эквивалентная схема конденсатора с учетом индуктивности вводов.

Цветовая маркировка конденсаторов

На корпусе большинства конденсаторов написаны их номинальная емкость и рабочее напряжение. Однако встречается и цветовая маркировка (рис. 2.17).

Некоторые конденсаторы маркируют надписью в две строки. На первой строке указаны их емкость (пФ или мкФ) и точность ($K = 10\%$, $M = 20\%$). На второй строке приведены допустимое постоянное напряжение и код материала диэлектрика.

Монолитные керамические конденсаторы маркируются кодом, состоящим из трех цифр. Третья цифра показывает, сколько нулей нужно подписать к первым двум, чтобы получить емкость в пикофарадах.

Пример 2.15. Что означает код 103? Код 103 означает, что нужно приписать три нуля к числу 10, тогда получится 10 000 пФ.

В табл. 2.12 дана расшифровка цветовой индикации значений температурного коэффициента керамических конденсаторов. Буква *N* означает, что температурный коэффициент отрицательный.

Пример 2.16. Конденсатор маркирован 0,22/20 250. Это означает, что он имеет емкость 0,22 мкФ $\pm 20\%$ и рассчитан на постоянное напряжение 250 В.

Таблица 2.12. Расшифровка цветовой индикации значений температурного коэффициента керамических конденсаторов

Маркировка	Температурный коэффициент, $10^6/^\circ\text{C}$	Цвет конца конденсатора
NP0	0	Черный
N030	-30	Коричневый
N080	-80	Красный
N150	-150	Оранжевый
N220	-220	Желтый
N330	-330	Зеленый
N470	-470	Голубой
N750	-750	Фиолетовый
N1500	-1500	Оранжевый/оранжевый
N2200	-2200	Желтый/оранжевый
N3300	-3300	Зеленый/оранжевый
N4700	-4700	Голубой/оранжевый

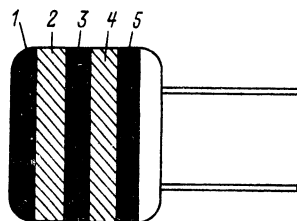


Рис. 2.17. Цветной код для обозначения номинала конденсатора:

пояса 1 и 2: черный 0, коричневый 1, красный 2, оранжевый 3, желтый 4, зеленый 5, голубой 6, фиолетовый 7, серый 8, белый 9; пояс 3 (множитель); оранжевый 1000, желтый 10 000, зеленый 100 000; пояс 4 (точность, $\pm\%$): белый 10, черный 20; пояс 5 (рабочее постоянное напряжение, В): красный 250, желтый 400

Последовательное и параллельное соединение конденсаторов

Для того чтобы получить нужное значение емкости, конденсаторы с фиксированным номиналом соединяют последовательно или параллельно.

Для рис. 2.18, *а* справедливо соотношение

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}; \quad C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}.$$

На рис. 2.18, *б* последовательно соединены три конденсатора, поэтому

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3}.$$

В случае параллельного соединения конденсаторов результирующая емкость получается равной сумме нескольких емкостей:

для рис. 2.19, *а*

$$C = C1 + C2,$$

для рис. 2.19, *б*

$$C = C1 + C2 + C3.$$

Используя приложение, можно вычислить соответствующее значение емкости, не прибегая к помощи формул.

Пример 2.17. Для получения результирующей емкости 3,2 мкФ можно соединить параллельно конденсаторы со стандартными емкостями 1 и 2,2 мкФ, т.е.

$$C = C1 + C2 = 1 + 2,2 = 3,2 \text{ мкФ}.$$

Конденсаторы *C1* и *C2* работают при одинаковом напряжении. Если они электролитические, то необходимо объединить их одноименные выводы.

Пример 2.18. Требуется конденсатор емкостью 50 мкФ, работающий при напряжении 100 В. Решите эту задачу путем последовательного соединения конденсаторов.

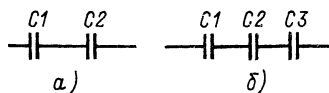


Рис. 2.18. Последовательное соединение конденсаторов

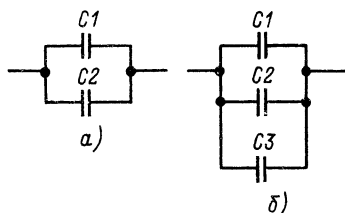


Рис. 2.19. Параллельное соединение конденсаторов

Если соединить последовательно два конденсатора емкостью 100 мкФ каждый, то результирующая емкость

$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} = \frac{100 \cdot 100}{100 + 100} = 50 \text{ мкФ}.$$

Полное рабочее напряжение теперь прикладывается к двум последовательно соединенным элементам. Для того чтобы оно делилось поровну между конденсаторами, целесообразно параллельно каждому из них включить резистор (см. рис. 2.15). Каждый конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение 63 В.

Электрическое сопротивление конденсатора

Сопротивление конденсатора переменному току определяется как отношение напряжения к току и выражается в омах (Ом). Оно обратно пропорционально емкости и частоте переменного тока:

$$X_C = \frac{U_C}{I_C} = \frac{1}{2\pi fC},$$

где X_C — сопротивление, Ом; f — частота, Гц; C — емкость, Ф.

Зависимость $X_C(f)$ приведена на рис. 2.20. Фазы напряжения и тока в конденсаторе сдвинуты относительно друг друга на 90° , или на $\pi/2$ рад. Причем ток опережает напряжение. На рис. 2.21 показана временная диаграмма тока и напряжения на конденсаторе, а на рис. 2.22 — соответствующая векторная диаграмма.

Пример 2.19. Рассчитайте сопротивление конденсатора емкостью 1 мкФ на частотах 100 Гц и 10 кГц.

$$\text{а) } X_C = \frac{1}{2\pi f_1 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 1,59 \text{ кОм};$$

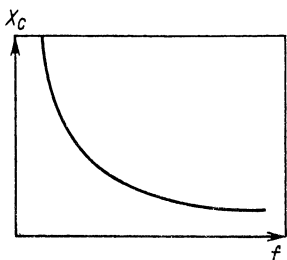


Рис. 2.20. Зависимость сопротивления конденсатора от частоты

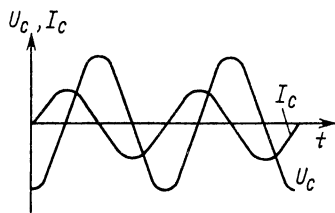
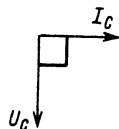


Рис. 2.21. Кривые напряжения на идеальном конденсаторе и тока через него

Рис. 2.22. Векторная диаграмма для тока и напряжения на конденсаторе



$$\text{б) } X_C = \frac{1}{2\pi f_2 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-6}} = 15,9 \text{ Ом.}$$

Пример 2.20. Конденсатор емкостью 100 нФ является частью сетевого фильтра. На его зажимах действует напряжение 240 В. Рассчитайте ток конденсатора.

Прежде всего определим сопротивление конденсатора переменному току:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 31,8 \text{ кОм.}$$

Теперь можно вычислить ток:

$$I_C = \frac{U_C}{X_C} = \frac{240}{31,8} = 7,5 \text{ мА.}$$

Катушки индуктивности

Катушки индуктивности позволяют запасать электрическую энергию в магнитном поле. Типичными областями их применения являются сглаживающие фильтры и различные селективные цепи. Электрические характеристики катушек индуктивности определяются их конструкцией, свойствами материала магнитопровода и его конфигурацией, числом витков обмотки. Ниже приведены основные факторы, которые следует учитывать при выборе катушки индуктивности:

- а) требуемое значение индуктивности (Гн, мГн, мкГн, нГн);
- б) максимальный ток катушки. Большой ток очень опасен из-за слишком сильного нагрева, при котором повреждается изоляция обмоток. Кроме того, при слишком большом токе может произойти насыщение магнитопровода магнитным потоком, что приведет к значительному уменьшению индуктивности;
- в) точность выполнения индуктивности;
- г) температурный коэффициент индуктивности;
- д) стабильность, определяемая зависимостью индуктивности от внешних факторов;
- е) активное сопротивление провода обмотки;
- ж) добротность катушки. Она обычно определяется на рабочей частоте как отношение индуктивного и активного сопротивлений;
- з) частотный диапазон катушки.

Таблица 2.13. Характеристики некоторых серийно выпускаемых катушек индуктивности

Параметр	Тип катушки					
	Однослойная с незамкнутым магнитопроводом		Многослойная с незамкнутым магнитопроводом		Многослойная броневая типа	
	материал сердечника		материал сердечника		материал сердечника	
	Воздух	Феррит	Воздух	Феррит	Феррит	Сталь
Диапазон применения индуктивности	От 50 нГн до 10 мкГн	От 1 мкГн до 100 мкГн	От 5 мкГн до 500 мкГн	От 10 мкГн до 1 мГн	От 1 до 100 мГн	От 20 мГн до 20 Гн
Сопротивление постоянному току, Ом	0,05–1	0,1–10	1–20	2–100	2–100	10–400
Точность, %	±10	±10	±10	±10	±10	±10
Добротность	60	80	100	80	40	20
Ток, А	0,1	0,1	0,2	0,5	0,5	0,1
Диапазон изменения частот	От 5 МГц до 500 МГц	От 1 МГц до 200 МГц	От 200 кГц до 20 МГц	От 100 кГц до 10 МГц	От 1 кГц до 1 МГц	От 50 Гц до 10 кГц

В настоящее время выпускаются радиочастотные катушки индуктивности, рассчитанные в соответствии с серией Е6 на фиксированные значения частоты с индуктивностями от 1 мкГн до 10 мГн. Для подстройки резонансных контуров желательно иметь катушки с регулируемой индуктивностью.

В табл. 2.13 приведены характеристики некоторых серийно выпускаемых катушек индуктивности.

Однослойные с незамкнутым магнитопроводом катушки индуктивности применяются в цепях настройки приборов. Многослойные с незамкнутым магнитопроводом катушки используются в фильтрах и высокочастотных трансформаторах. Многослойные катушки броневая типа с сердечником из феррита применяются в фильтрах низких и средних частот и трансформаторах, а аналогичные катушки, но со стальным сердечником используются в сглаживающих дросселях и низкочастотных фильтрах.

Формулы для расчета катушки

Основные аппроксимирующие соотношения, используемые при проектировании катушек индуктивности, имеют следующий вид.

1. Параметры однослойных катушек, у которых отношение длины к диаметру больше 5, определяются в виде

$$L = \frac{0,2N^2 d^2}{20l + 9d}, \quad N = \frac{2,24}{d} \sqrt{L(20l + 9d)},$$

где L — индуктивность, мкГн; N — число витков; d — диаметр катушки, см; l — длина намотки, см.

2. Параметры многослойных катушек, у которых отношение диаметра к длине больше 1, определяются в виде

$$L = \frac{N^2 d_m^2}{100d}, \quad N = \frac{10}{d_m} \sqrt{Ld},$$

где L — индуктивность, мкГн; N — число витков; d_m — средний диаметр обмотки, см; d — толщина обмотки, см.

Одно- и многослойные катушки с незамкнутым ферритовым магнитопроводом будут иметь индуктивность в 1,5–3 раза больше в зависимости от свойств и конфигурации сердечника. Латунный сердечник, вставленный вместо ферритового, уменьшит индуктивность до 60–90% по сравнению с ее значением без сердечника.

Пример 2.21. Катушка индуктивности без магнитного сердечника имеет диаметр 0,8 и длину 5 см. Ее индуктивность равна 40 мкГн. Определите число витков катушки.

Отношение длины катушки к диаметру превышает 5 : 1, поэтому следует воспользоваться формулой

$$N = \frac{2,24}{d} \sqrt{L(20l + 9d)},$$

где $d = 0,8$ см; $l = 5$ см; $L = 40$ мкГн.

После подстановки в формулу соответствующих численных значений получаем

$$N = \frac{2,24}{0,8} \sqrt{40(20 \cdot 5 + 9 \cdot 0,8)} = 131 \text{ вит.}$$

Для сокращения числа витков при сохранении той же индуктивности можно использовать ферритовый сердечник.

При изготовлении катушек индуктивностью от 100 мкГн до 100 мГн для областей низких и средних частот целесообразно применить чашечные ферритовые броневого сердечники серии RM. Материал, из которого они изготовлены, бывает трех типов: A13, Q3 и N28.

Таблица 2.14. Основные характеристики ферритовых магнитопроводов серии RM

Параметр	Тип магнитопровода				
	RM6	RM6	RM7	RM10	RM10
Коэффициент индуктивности A_L , нГн/вит.	160	250	250	250	400
Точность, %	±3	±3	±3	±2	±3
Количество витков на 1 мГн	79	63,3	63,3	63,3	50
Диапазон подстройки, %	±20	±14	±15	±17	±20
Эквивалентная магнитная проницаемость	100	155	146	90	145
Температурный коэффициент, $10^6/^\circ\text{C}$	51–154	80–241	73–219	50–149	80–239
Частотный диапазон, кГц	От 6 до 800	От 4 до 700	От 3 до 650	От 2 до 650	От 1 до 500
Магнитный поток насыщения, Тл	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25
Максимальное число витков на катушке для различного диаметра провода, мм:					
{ 0,2	205	205	306	612	612
{ 0,5	36	36	50	98	98
{ 1	9	9	11	25	25

Магнитопровод в этом случае состоит из двух подогнанных друг к другу чашек, к которым прилагаются односекционная катушка, две крепежные клипсы и подстроечный стержень.

В табл. 2.14 приведены основные характеристики ферритовых магнитопроводов серии RM.

Необходимая индуктивность и число витков могут быть вычислены по формулам

$$L = N^2 A_L, \quad N = \sqrt{\frac{L}{A_L}},$$

где N — число витков; L — индуктивность, нГн; A_L — коэффициент индуктивности, нГн/вит.

Всегда нужно помнить о том, что прежде, чем рассчитывать индуктивность, следует определить число витков, которые могут поместиться на данной катушке. Чем меньше диаметр провода, тем больше число витков, но тем больше сопротивление провода и, естественно, его нагрев из-за выделяющейся мощности, равной $I^2 R$. Действующее значение тока катушки не должно превышать 100 мА для провода диаметром 0,2 мм, 750 мА — для 0,5 мм и 4 А — для 1 мм.

Пример 2.22. Нужно выбрать сердечник серии RM для изготовления катушки индуктивностью 2 мГн, работающей на частоте 3,5 кГц. Рассчитайте диаметр провода и число витков обмотки, если действующее значение тока равно 500 мА.

Для работы на заданной частоте подходят сердечники типа RM7 и RM10. В соответствии с вышеприведенной рекомендацией для тока 500 мА годится провод диаметром 0,5 мм. Число витков

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}},$$

где $L = 2 \text{ мГн} = 2 \cdot 10^6 \text{ нГн}$; $A_L = 250$.

Следовательно,

$$N = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^6}{250}} = 89 \text{ вит.}$$

Такое количество витков может поместиться только на катушке сердечника RM10 (см. табл. 2.15).

Небольшие замечания и советы

Индуктивность катушек со стальным сердечником очень быстро уменьшается с ростом постоянной составляющей тока обмотки. Это нужно иметь в виду особенно при проектировании сглаживающих фильтров источников электропитания.

Максимальный ток катушки зависит от температуры окружающей среды, причем он должен уменьшаться с ее увеличением. Поэтому для обеспечения надежной работы устройства следует обеспечить большой запас по току.

Ферритовые тороидальные сердечники эффективны для изготовления фильтров и трансформаторов на частотах выше 30 МГц. При этом обмотки состоят всего лишь из нескольких витков.

При использовании любых типов сердечников часть магнитных силовых линий замыкается не по магнитопроводу, а через окружающее его пространство. Особенно сильно этот эффект проявляется в случае незамкнутых магнитопроводов. Заметим, что эти магнитные поля рассеяния являются источниками помех, поэтому в аппаратуре сердечники нужно размещать так, чтобы по возможности уменьшить эти помехи.

Катушки индуктивности имеют определенную паразитную емкость, которая образует колебательный контур в сочетании с индуктивностью катушки (рис. 2.23). Резонансная частота такого контура для разных типов катушек может варьироваться в пределах от 20 кГц до 100 МГц.

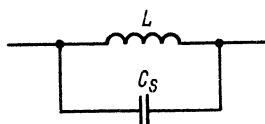


Рис. 2.23. Эквивалентная схема катушки индуктивности на высокой частоте

Последовательное и параллельное соединение катушек

Для получения требуемой индуктивности стандартные катушки с фиксированным значением индуктивности можно соединять последовательно или параллельно (рис. 2.24, 2.25). При последовательном соединении результирующая индуктивность равняется сумме нескольких индуктивностей:

для рис. 2.24, а.

$$L = L1 + L2,$$

для рис. 2.24, б

$$L = L1 + L2 + L3.$$

При параллельном соединении обратная величина результирующей индуктивности равняется сумме обратных величин ее составляющих:

для рис. 2.25, а

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L2}; \quad L = \frac{L1 \cdot L2}{L1 + L2},$$

для рис. 2.25, б

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} + \frac{1}{L3}.$$

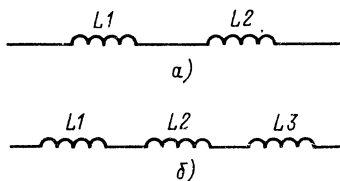


Рис. 2.24. Последовательное соединение катушек индуктивности

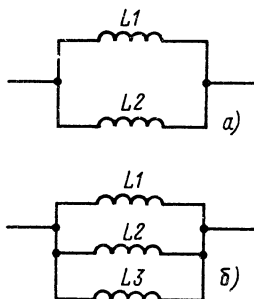


Рис. 2.25. Параллельное соединение катушек индуктивности

Используя приложение 1, можно определить результирующую индуктивность, не прибегая к расчету по формуле.

Пример 2.23. Если имеются две стандартные катушки индуктивностью 22 мГн каждая, а нужно получить индуктивность 44 мГн, то следует имеющиеся катушки соединить последовательно. Тогда

$$L = L_1 + L_2 = 22 + 22 = 44 \text{ мГн.}$$

Через обе катушки течет один и тот же ток, на который они и должны быть рассчитаны с некоторым запасом.

Электрическое сопротивление катушки

Электрическое сопротивление катушки индуктивности определяется как отношение действующих значений напряжения и тока. Оно прямо пропорционально индуктивности и частоте изменения тока и измеряется в омах (Ом):

$$X_L = \frac{U_L}{I_L} = 2\pi fL ,$$

где X_L — сопротивление, Ом; f — частота, Гц; L — индуктивность, Гн.

На рис. 2.26 показана зависимость сопротивления от частоты.

Фазы кривых тока и напряжения на индуктивности (при ее активном сопротивлении, равном нулю) смещены относительно друг друга на 90° (или $\pi/2$ рад). При этом ток отстает от напряжения. На рис. 2.27 приведены временные диаграммы тока и напряжения, а на рис. 2.28 — соответствующая векторная диаграмма.

Пример 2.24. Рассчитайте сопротивление катушки индуктивностью 10 мГн на частотах 100 Гц и 10 кГц.

а) На частоте 100 Гц

$$X_L = 2\pi \cdot 100 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 6,28 \text{ Ом;}$$

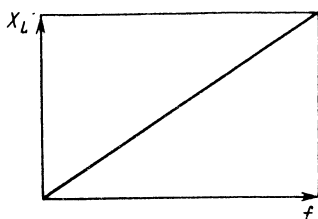


Рис. 2.26. Зависимость индуктивного сопротивления от частоты

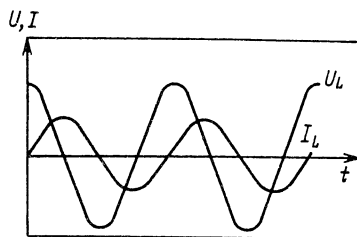


Рис. 2.27. Временная диаграмма напряжения и тока в идеальной индуктивности

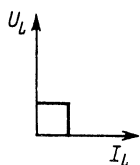


Рис. 2.28. Векторная диаграмма напряжения и тока в идеальной индуктивности

б) на частоте 10 кГц

$$X_L = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 628 \text{ Ом.}$$

Пример 2.25. Через катушку индуктивностью 10 мГн течет ток 20 мА на частоте 400 Гц. Определите напряжение на катушке.

Сопротивление катушки

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \cdot 400 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 251 \text{ Ом.}$$

Действующее значение напряжения

$$U_L = I_L X_L = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 251 = 5,02 \text{ В.}$$

Следует подчеркнуть, что в данном примере активное сопротивление обмотки катушки считается пренебрежимо малым по сравнению с ее индуктивным сопротивлением. Там, где это необходимо, нужно рассчитывать комплексное сопротивление катушки (гл. 3).

Трансформаторы

Трансформаторы дают возможность передавать энергию из одной части схемы в другую, непосредственно не связанную с первой. Трансформатор всегда имеет первичную (входную) и одну или несколько вторичных (выходных) обмоток. Отношение вторичного и первичного напряжений определяется коэффициентом трансформации, который может быть как больше единицы (повышающий трансформатор), так и меньше единицы (понижающий трансформатор). Поскольку в трансформаторе имеются определенные потери энергии, его вторичная мощность всегда меньше первичной.

Повышающие и понижающие трансформаторы используются в источниках электропитания, для согласования цепей в усилителях мощности звуковых частот, для разделения цепей по постоянному току и т.п.

Электрические характеристики трансформатора определяются рядом факторов. При его выборе следует обращать внимание на следующие моменты:

а) допустимые токи и напряжения для первичной и вторичной обмоток. Отношение числа витков вторичной и первичной обмоток равно отношению соответствующих напряжений;

б) максимальную мощность, В · А, которая может длительно передаваться через трансформатор, не вызывая его перегрева;

Таблица 2.15. Характеристики трансформаторов

Параметр	Материал магнитопровода		
	Феррит	Сталь	Сталь
Диапазон мощностей	*	10 мВт 10 Вт	3 В · А 500 В · А
Снижение вторичного напряжения, %	*	*	5–15
Диапазон частот, Гц	От 10^3 до 10^5	От 50 до $2 \cdot 10^4$	От 45 до 400

* Значение несущественно для данного типа трансформатора.

в) диапазон рабочих частот (минимальную и максимальную рабочие частоты);

г) снижение вторичного напряжения трансформатора при изменении нагрузки от XX до номинальной.

В табл. 2.15 приведены некоторые характеристики трансформаторов.

Трансформаторы с ферритовым магнитопроводом применяются в импульсных цепях, а с магнитопроводом из стали — в усилителях звуковой частоты и источниках электропитания.

Основные соотношения в трансформаторе

Для низкочастотных трансформаторов, имеющих сердечник из стальных пластин или в виде тороида из стальной ленты или феррита, справедливы следующие соотношения:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{U_p}{U_s}; \quad \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p};$$

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{U_s}{U_p},$$

где N_p и N_s — числа витков соответственно первичной и вторичной обмоток; U_p и U_s — первичное и вторичное напряжения; I_p , I_s — первичный и вторичный токи.

Расчетная мощность трансформатора

Мощность, потребляемая трансформатором из питающей сети, может быть определена умножением коэффициента 1,1 на сумму мощностей, потребляемых всеми нагрузками. Множитель учитывает потери мощности на нагрев в трансформаторе. Если трансформатор имеет только одну вторичную обмотку, то мощность, отдаваемая в нагрузку, $P_L = I_s U_s$. Тогда первичная (входная) мощность $P_{вх} = 1,1 P_L$.

Небольшие замечания и советы

Максимальная мощность, передаваемая трансформатором, определяется максимальной температурой его нагрева. С ростом температуры окружающей среды допустимая мощность снижается. Для увеличения надежности прибора следует обеспечить его запас по мощности, фактически уменьшая при этом нагрев трансформатора.

Любой трансформатор является источником сильных электромагнитных помех, вызванных полями рассеяния. При монтаже аппаратуры трансформатор либо надежно экранируют, чтобы локализовать поля внутри экрана, либо ставят его подальше от чувствительных к помехам элементов схем, которыми являются входные цепи усилителей, электронно-лучевые трубки, маломощные промежуточные трансформаторы и т.п.

Не допускается использовать трансформатор за пределами оговоренных для него значений напряжений. В противном случае может произойти насыщение магнитопровода, что вызовет резкое возрастание тока первичной обмотки, перегрев и выход из строя прибора.

При монтаже тороидального трансформатора нельзя допустить, чтобы оказались электрически соединенными концы крепящего трансформатор болта. Такое соединение эквивалентно короткозамкнутому витку, по которому будет циркулировать неограниченный ток. При этом трансформатор выйдет из строя.

ГЛАВА 3

АНАЛИЗ РЕЗИСТИВНЫХ, РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНЫХ, РЕЗИСТИВНО-ИНДУКТИВНЫХ, ЕМКОСТНО-ИНДУКТИВНЫХ ЦЕПЕЙ И ФИЛЬТРОВ

Аттенюаторы

Простейшие аттенюаторы, созданные на основе резистивных делителей напряжения, показаны на рис. 3.1, 3.2. Каждый из них имеет постоянное входное сопротивление (1 МОм для рис. 3.1 и 910 Ом — для рис. 3.2). В обоих случаях используются высокостабильные высокоточные (1%) резисторы. Нагрузка аттенюатора должна иметь входное сопротивление, значительно превышающее его выходное сопротивление. В противном случае нельзя обеспечить достаточную точность деления входного напряжения.

В некоторых устройствах желательно иметь аттенюаторы с одинаковым входным и выходным сопротивлениями, например, для согласования аттенюатора с волновым сопротивлением кабеля. На рис. 3.3–3.5 приведены схемы *T*-, *Π*- и *H*-типов, которые при условии подсоединения с обеих сторон кабеля с волновым сопротивлением Z_0 , обеспечивают

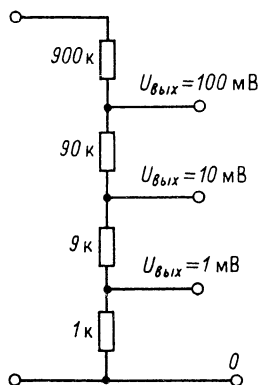


Рис. 3.1. Простейший делитель напряжения

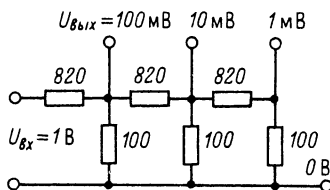


Рис. 3.2. Делитель напряжения с постоянным входным и выходным сопротивлением

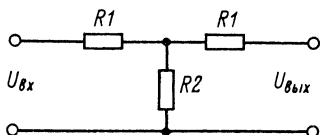


Рис. 3.3. Т-образный делитель напряжения

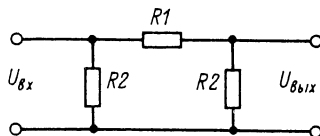
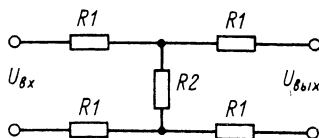


Рис. 3.4. П-образный делитель напряжения

Рис. 3.5. Н-образный делитель напряжения



входное и выходное сопротивления, равные Z_0 . Значения сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ рассчитаны по формулам, приведенным в табл. 3.1.

Обычно Z_0 равно 600 Ом для телефонных линий и кабелей, работающих в диапазоне звуковых частот. Для видео- и радиочастот Z_0 составляет 50 или 75 Ом. Заметим, что коэффициент деления

$$A = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}}.$$

Аттенюаторы *Т*- и *П*-типов используются для небалансных цепей, один полюс которых заземлен. Аттенюаторы *Н*-типа применяются для систем с балансным входом.

Таблица 3.1. Значения сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$

Сопротивление резистора	Тип аттенюатора		
	Т-образный	П-образный	Н-образный
$R1$	$\frac{Z_0 (A-1)}{(A+1)}$	$\frac{Z_0 (A^2 - 1)}{2A}$	$\frac{Z_0 (A-1)}{2(A+1)}$
$R2$	$\frac{Z_0 2A}{A^2 - 1}$	$\frac{A_0 (A+1)}{A-1}$	$\frac{Z_0 2A}{A^2 - 1}$

Пример 3.1. Спроектируйте небалансный аттенюатор с коэффициентом деления $A = 10$ и входным сопротивлением 75 Ом. Желательно использовать стандартные резисторы.

Для решения задачи требуется проанализировать схемы T - и Π -типов с целью определения варианта, в котором можно использовать стандартные резисторы.

Для T -схемы

$$R1 = \frac{75 (10-1)}{10+1} = \frac{75 \cdot 9}{11} = 61,3 \text{ Ом};$$

$$R2 = \frac{75 \cdot 2 \cdot 10}{10^2 - 1} = \frac{75 \cdot 20}{99} = 15,2 \text{ Ом}.$$

Для Π -схемы

$$R1 = \frac{75 (10^2 - 1)}{2 \cdot 10} = \frac{75 \cdot 99}{20} = 371,3 \text{ Ом};$$

$$R2 = \frac{75 (10 + 1)}{10 - 1} = \frac{75 \cdot 11}{9} = 91,7 \text{ Ом}.$$

В нашем случае более целесообразно использовать схему T -типа, так как резистор $R1$ можно реализовать путем параллельного соединения двух стандартных резисторов по 120 Ом каждый. В качестве $R2$ используется стандартный резистор сопротивлением 15 Ом. Если точность рассчитанных резисторов не хуже 2%, то точность деления получится лучше 4%, что вполне достаточно.

Децибел

Децибел (дБ) — широко используемая величина для измерения усиления и ослабления сигналов разного рода. Децибел — это одна десятая

величины, называемой бел и равной десятичному логарифму отношения выходной мощности $P_{\text{вых}}$ к входной мощности $P_{\text{вх}}$. Поэтому коэффициент усиления по мощности, выраженный в белах, записывается в виде

$$K_{\text{Б}} = \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Та же величина, но выраженная в децибелах, записывается в виде

$$K_{\text{дБ}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Если мощность выразить через напряжение или ток, т.е. U^2/R или I^2R , и считать сопротивления одинаковыми, то коэффициенты усиления по напряжению или току можно записать следующим образом:

$$K_{U\text{дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}};$$

$$K_{I\text{дБ}} = 20 \lg \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}.$$

Эти выражения приобрели универсальный характер и используются и в тех случаях, когда сопротивления на входе и выходе не одинаковы. Если выходное напряжение или ток больше, чем входные величины, то $K_{\text{дБ}}$ получается положительным. Эта ситуация характерна для усилителей. В случае аттенуаторов выходная величина меньше входной и тогда $K_{\text{дБ}}$ получается отрицательным.

В табл. 3.2 приведены коэффициенты усиления по мощности, напряжению и току, выраженные в абсолютных единицах и децибелах (дБ).

Таблица 3.2. Коэффициенты усиления

дБ	K_P	K_U, K_I	дБ	K_P	K_U, K_I
0	1	1	10	10	3,16
1	1,26	1,12	13	19,95	3,98
2	1,58	1,26	16	39,81	6,31
3	2	1,41	20	100	10
4	2,51	1,58	30	1000	31,62
5	3,16	1,78	40	10 000	100
6	3,98	2	50	100 000	316,23
7	5,01	2,24	60	1 000 000	1000
8	6,31	2,51	70	10 000 000	3162,3
9	7,94	2,82			

Пример 3.2. На выходе согласованного аттенюатора действует напряжение 10 мВ при входном напряжении 200 мВ. Определите коэффициент ослабления сигнала в децибелах (дБ).

Согласно определению

$$K = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg \frac{10}{200} = 20 \lg 0,05;$$

$$K = -26 \text{ дБ}.$$

Пример 3.3. Коэффициент усиления по мощности усилителя равен 33 дБ. Вычислите выходную мощность, если входная мощность составляет 20 мВт.

Подставляя числовые значения в формулу

$$K_P = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}},$$

получаем

$$33 = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{20};$$

$$\lg \frac{P_{\text{вых}}}{20} = 3,3; \quad \frac{P_{\text{вых}}}{20} = 2000;$$

$$P_{\text{вых}} = 40 \cdot 10^3 \text{ мВт} = 40 \text{ Вт}.$$

Небольшие замечания и советы

Любой фиксированный коэффициент деления сигнала можно получить путем последовательного соединения аттенюаторов. Результирующий коэффициент деления равен произведению коэффициентов деления составляющих аттенюаторов или их сумме, если они выражены в децибелах. Например, результирующая величина, равная -19 дБ, получается при последовательном соединении аттенюаторов с коэффициентами соответственно -3 , -6 и -10 дБ.

Для получения точных широкополосных аттенюаторов следует использовать точные угольные или металлопленочные резисторы. Для этого нельзя применять проволочные резисторы, так как они имеют значительную индуктивность.

Особое внимание следует уделять конструированию высокочастотных и сильно ослабляющих аттенюаторов. Как правило, отдельные секции многосекционного аттенюатора экранируют, тщательно разносят входные и выходные вводы, минимизируют длины соединительных

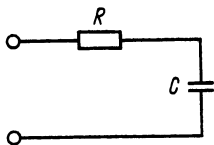


Рис. 3.6. RC -цепочка

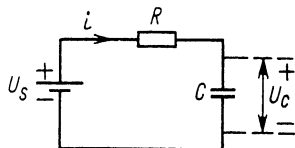


Рис. 3.7. RC -цепочка: конденсатор C заряжается через резистор R

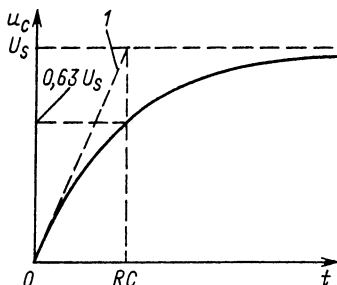


Рис. 3.8. Временная зависимость изменения напряжения конденсатора на рис. 3.7:

l — начальная скорость изменения напряжения U_S/RC , В/с

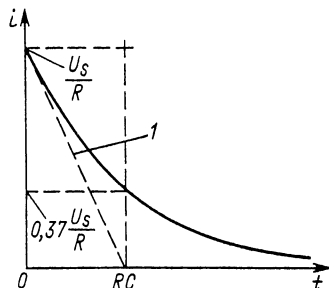


Рис. 3.9. Временная зависимость изменения тока конденсатора на рис. 3.7:

l — начальная скорость изменения тока $U_S/R^2 C$, А/с

проводов, применяют высококачественные экранированные кабели и размещают аттенюаторы в металлическом заземленном корпусе.

RC -цепи

RC -цепи очень широко используются в электронной схемотехнике в качестве времязадающих элементов. Простейшая RC -цепь показана на рис. 3.6. Если к ее входным зажимам подсоединить источник постоянного напряжения U_S (рис. 3.7), то первоначально незаряженный конденсатор C начнет заряжаться.

При этом напряжение U_C между его обкладками будет экспоненциально расти, как показано на рис. 3.8. Одновременно будет экспоненциально уменьшаться ток i в рассматриваемой цепи (рис. 3.9). Скорость изменения напряжения и тока определяется постоянной времени $\tau = CR$. Причем емкость C измеряется в фарадах, сопротивление R — в омах, а постоянная времени τ — в секундах.

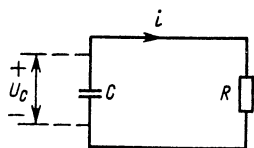


Рис. 3.10. RC -цепочка: конденсатор C заряжается через резистор R

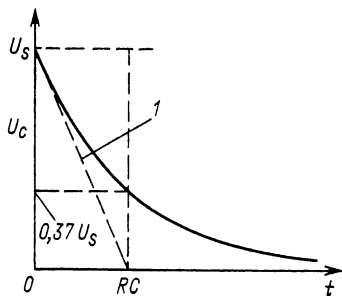


Рис. 3.11. Временная зависимость изменения напряжения конденсатора на рис. 3.10:

I – начальная скорость изменения напряжения U_S/RC , В/с

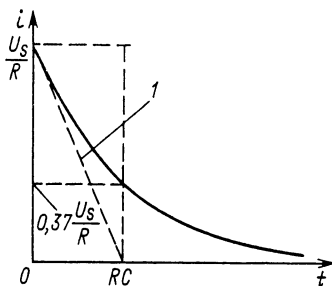


Рис. 3.12. Временная зависимость изменения тока конденсатора на рис. 3.10:

I – начальная скорость изменения тока $-U_S/R^2 C$, В/с

Закон изменения напряжения на конденсаторе имеет следующий вид:

$$U_C(t) = U_S (1 - e^{-t/CR}),$$

где t – время, с.

В течение начального временного интервала $t = \tau$ напряжение на конденсаторе возрастает до $0,63 U_S$. За следующий такой же временной интервал напряжение изменится на $0,63 (U_S - 0,63 U_S)$ и т.д.

Теоретически конденсатор никогда не зарядится до максимального напряжения, равного U_S . Однако за время порядка 5τ напряжение на нем столь незначительно отличается от U_S , что процесс заряда можно считать закончившимся и принять $U_C = U_S$.

Заряженный конденсатор запасает энергию в виде электрического поля. Если полностью заряженный конденсатор включить в схему, приведенную на рис. 3.10, то он начнет разряжаться через резистор и напряжение между его обкладками будет уменьшаться так, как показано на рис. 3.11. На рис. 3.12 приведен процесс изменения тока в той же цепи. Скорость уменьшения тока и напряжения, как и в предыдущем случае, определяется постоянной времени $\tau = CR$. В этом случае напряжение

$$u_C(t) = U_S e^{-t/CR}$$

в предположении, что начальное напряжение на конденсаторе равно U_S .

В течение начального временного интервала $t = \tau$ напряжение и ток конденсатора уменьшатся до 0,37 начального значения. За следующий такой же временной интервал $t = \tau$ напряжение и ток еще раз уменьшатся до 0,37 оставшегося значения и т.д. Теоретически конденсатор никогда полностью не разряжается, поэтому считается, что за время, примерно равное 5τ , напряжение и ток оказываются настолько малы, что их можно считать равными нулю.

Пример 3.4. Незаряженный конденсатор емкостью 1 мкФ подсоединяется к источнику постоянного напряжения 9 В через резистор сопротивлением 3,3 МОм. Рассчитайте напряжение на конденсаторе спустя 1 с.

Закон изменения напряжения на конденсаторе записывается в виде

$$u_C(t) = U_S (1 - e^{-t/\tau}),$$

где $U_S = 9$ В; $\tau = CR = 10^{-6} \cdot 3,3 \cdot 10^6 = 3,3$ с; $t = 1$ с.

Поэтому

$$u_C(t) = 9(1 - e^{-1/3,3}) = 2,358 \text{ В.}$$

Пример 3.5. Конденсатор емкостью 10 мкФ был сначала заряжен до напряжения 20 В, а затем разряжен через резистор сопротивлением 47 кОм. Рассчитайте время, за которое напряжение на конденсаторе уменьшится до 10 В.

Закон изменения напряжения на конденсаторе записывается в виде

$$u_C(t) = U_S e^{-t/\tau},$$

где $U_S = 20$ В; $\tau = CR = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 47 \cdot 10^3 = 470$ мс; $u_C(t) = 10$ В.

Поэтому время

$$t = \tau \ln \frac{U_S}{u_C(t)} = 470 \ln \frac{20}{10} = 470 \ln 2 = 470 \cdot 0,693 = 325 \text{ мс.}$$

Передача сигнала прямоугольной формы RC -цепью

На рис. 3.13 показана сглаживающая RC -цепочка, которая при определенных условиях может выполнять роль интегрирующего звена. На рис. 3.14 приведена RC -цепь, которая в зависимости от своих параметров может выполнять функции разделительного звена, укорачивающей или дифференцирующей цепочки.

Эффективность рассматриваемых цепочек зависит от соотношения между постоянной времени $\tau = RC$ и периодом входного сигнала t . Например, функция интегрирования выполняется тем лучше, чем сильнее выражено неравенство $\tau \gg t$. При этом автоматически выполняется

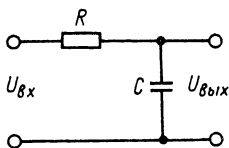


Рис. 3.13. Интегрирующая RC -цепочка

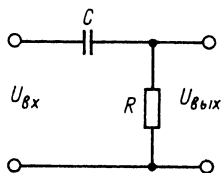


Рис. 3.14. Дифференцирующая RC -цепочка

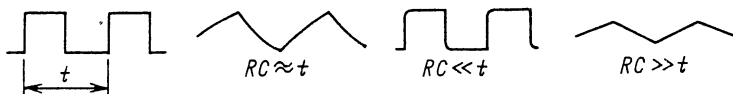


Рис. 3.15. Форма импульсов напряжения на рис. 3.13

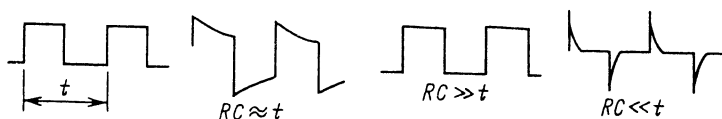


Рис. 3.16. Форма импульсов напряжения на рис. 3.14

соотношение $U_{ВЫХ} \ll U_{ВХ}$. Функция дифференцирования цепочкой, показанной на рис. 3.14, выполняется тем лучше, чем сильнее выражено неравенство $\tau \ll t$. При этом опять-таки $U_{ВЫХ} \ll U_{ВХ}$. В этом заключается очень существенный недостаток рассматриваемых схем. На рис. 3.15 и 3.16 приведены временные диаграммы $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ для разных значений τ . На рис. 3.16 нужно обратить внимание на положение нулевой линии на кривых выходного сигнала $U_{ВЫХ}$, который является чисто переменной величиной, так как конденсатор C постоянную составляющую напряжения не пропускает.

Пример 3.6. Требуется спроектировать укорачивающую RC -цепь типа данной на рис. 3.14 для получения последовательности коротких положительных и отрицательных импульсов. Входным сигналом является последовательность прямоугольных импульсов частотой 1 кГц с временем импульса, равным времени паузы.

В соответствии с временными диаграммами на рис. 3.16 следует выбрать постоянную времени τ много меньше периода входного сигнала, т.е.

$$\tau \ll t.$$

Остановимся на $\tau = RC = 0,1t$ и некотором среднем значении сопротивления резистора R , например 10 кОм. В таком случае

$$C = \frac{0,1t}{R} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 10 \text{ нФ}.$$

Практически для решения задачи подойдет любое значение C , равное или меньшее 10 нФ. При очень маленькой емкости (скажем, 1 нФ) длительность выходного сигнала будет крайне незначительна, а если фронт нарастания и спада входного сигнала не идеален, то и амплитуда выходного сигнала окажется весьма мала. Поэтому можно остановиться на значениях 4,7 или 2,2 нФ.

Пример 3.7. Требуется спроектировать RC -цепочку типа данной на рис. 3.13 для получения напряжения треугольной формы из входного сигнала, имеющего форму прямоугольных импульсов с длительностью импульса, равной времени паузы, и частотой 1 кГц.

В соответствии с временными диаграммами на рис. 3.15 следует выбрать постоянную времени τ много больше периода входного сигнала, т.е.

$$\tau \gg t.$$

Выберем $\tau = RC = 10t$. Сопротивление резистора R можно принять равным некоторому среднему значению, например 10 кОм. Тогда

$$C = \frac{10}{R} = \frac{10 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 10^{-6} \text{ Ф} = 1 \text{ мкФ}.$$

Таким образом, можно взять емкость равную или большую полученной. Правда, при слишком большой емкости (скажем, 10 мкФ) амплитуда выходного сигнала будет весьма мала. Поэтому целесообразно выбрать емкость, равную 2,2 или 4,7 мкФ.

RL-цепи

В электронной схемотехнике RL -цепи также могут использоваться для задания временных интервалов и для преобразования формы импульса. Однако катушка индуктивности чаще всего является нежелательным элементом в электронной схеме, поскольку она занимает много места, имеет большие габариты и является источником помех. Кроме того, изготовителю аппаратуры приходится нестандартные катушки изготавливать самому, что тоже крайне неудобно. Поэтому катушки не всегда удобно применять во времязадающих цепях и формирователях импульсов, хотя довольно часто их использование просто необходимо.

На рис. 3.17 приведена простейшая последовательная цепь, состоящая из индуктивности L , резистора R и источника постоянного напряжения. В момент подключения источника в цепи появляется ток i (рис. 3.18).

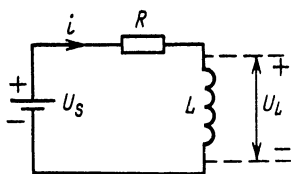


Рис. 3.17. RL -цепочка

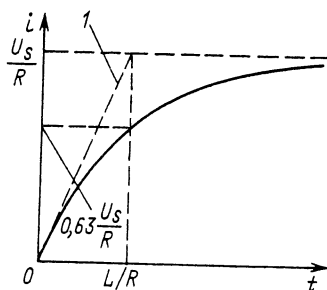


Рис. 3.18. Временная диаграмма тока в индуктивности, представленной на рис. 3.17:
 1 – начальная скорость изменения тока U_S/L , А/с

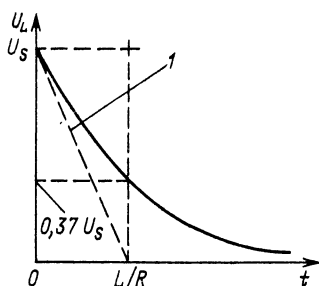


Рис. 3.19. Временная зависимость изменения напряжения индуктивности, представленной на рис. 3.17:

1 – начальная скорость изменения напряжения U_S/L , В/с

Скорость изменения тока определяется постоянной времени, равной отношению индуктивности к сопротивлению резистора, т.е.

$$\tau = \frac{L}{R},$$

где L – индуктивность, Гн; R – сопротивление резистора, Ом; τ – время, с.

Напряжение, приложенное к катушке U_L , изменяется во времени в соответствии с уравнением

$$U_L(t) = U_S e^{-t/\tau},$$

где $\tau = L/R$.

Эта зависимость представлена на рис. 3.19, откуда хорошо видно, что напряжение на катушке уменьшается со временем. За время, равное τ , оно уменьшается до 37% начального значения U_S . Ток в цепи за это же время возрастает до максимально возможного значения $0,63 (U_S/R)$. За следующий временной интервал такой же длительности относительное изменение напряжения и тока будет точно таким же.

Поэтому теоретически ток в цепи и напряжение на индуктивности никогда не достигают своих предельных значений. Принято считать, что за время 5τ переходный процесс роста тока и спада напряжения практически завершается. При этом U_L считается равным нулю, а ток — равным U_S/R . С помощью приложения 2 можно проанализировать процессы в LR -цепи, не прибегая к помощи формул.

Во время протекания тока через катушку в ней накапливается энергия, заключенная в электромагнитном поле. При изменении тока должна меняться и энергия. Если сохраняется замкнутая электрическая цепь, то "лишняя" энергия рассеивается в виде тепла в резисторе. Если электрическая цепь внезапно разрывается, то на катушке возникают значительной амплитуды всплески напряжения (противоЭДС), за счет которых индуктивность стремится поддержать протекание прежнего тока в том же направлении. Амплитуда возникающего импульса напряжения, прямо пропорциональная индуктивности катушки L и скорости обрыва тока, записывается в виде

$$e = L \frac{di}{dt}.$$

Знак производной от тока по времени (положительный и отрицательный) зависит от того, растет ток или уменьшается.

Пример 3.8. Через катушку, имеющую индуктивность 100 мГн, течет ток 10 мА, который отключается электронным ключом за 20 мкс. Определите возникающую на зажимах катушки противоЭДС.

Скорость изменения тока катушки

$$\frac{di}{dt} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = -0,5 \cdot 10^3 \text{ А/с.}$$

Генерируемая противоЭДС

$$e = L \frac{di}{dt} = 100 \cdot 10^{-3} \cdot (-0,5 \cdot 10^3) = -50 \text{ В.}$$

Таким образом, на зажимах катушки возникает импульс напряжения с амплитудой 50 В. Время его спада определяется конкретной схемой включения катушки.

Передача сигнала прямоугольной формы RL -цепью

Цепи, показанные на рис. 3.20 и 3.21, могут выполнять те же функции, что и ранее рассмотренные RC -цепи. Так, схема на рис. 3.20 сглаживает импульсный входной сигнал и при условии $U_{\text{вых}} \ll U_{\text{вх}}$ выполняет операцию его интегрирования, если постоянная времени L/R много больше периода частоты входного сигнала. На рис. 3.22 приведены соответствующие временные диаграммы входного и выходного сигналов.

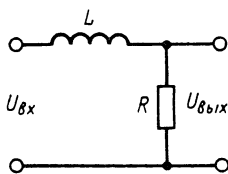


Рис. 3.20. RL -интегрирующая цепочка

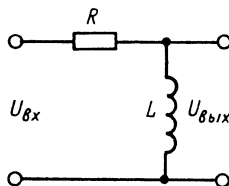


Рис. 3.21. RL -дифференцирующая цепочка

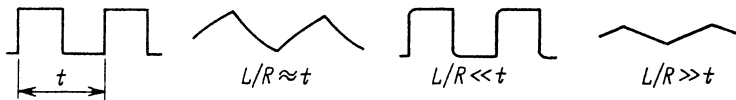


Рис. 3.22. Импульсы напряжения RL -цепочки, представленной на рис. 3.20

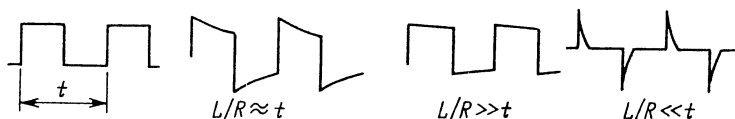


Рис. 3.23. Импульсы напряжения RL -цепочки, представленной на рис. 3.21

Схема, показанная на рис. 3.21, при условии $U_{BIX} \ll U_{BX}$, которое выполняется при $L/R \ll t$, осуществляет операцию дифференцирования входного сигнала. Соответствующие временные диаграммы приведены на рис. 3.23.

Однако стоит отметить, что на практике для выполнения описанных операций всегда используются RC -цепи. Поэтому здесь не рассмотрены примеры использования RL -цепей.

Накопление энергии

Конденсаторы и катушки индуктивности способны накапливать электрическую энергию. Конденсатором она запасается в электрическом поле и определяется следующим уравнением:

$$E = \frac{1}{2} CU^2,$$

где C — емкость, Ф; U — напряжение, В; E — энергия, Дж.

Катушкой индуктивности энергия запасается в магнитном поле и определяется соотношением

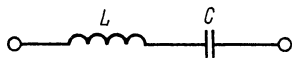


Рис. 3.24. Последовательный резонансный LC-контур

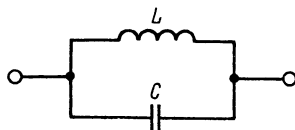


Рис. 3.25. Параллельный колебательный LC-контур

$$E = 0,5 LI^2,$$

где L — индуктивность, Гн; I — ток, А; E — энергия, Дж.

Типичным примером накопителя энергии в электронной схеме является конденсатор сглаживающего фильтра выпрямителя. Этот "резервуар" энергии периодически подзаряжается от питающей сети через выпрямитель переменного тока. В течение временных интервалов, когда выпрямитель находится в непроводящем состоянии, вся схема потребляет необходимую энергию непосредственно из конденсатора (он разряжается через нагрузку).

Если напряжение в питающей сети переменного тока внезапно пропадает, то конденсатор может в течение нескольких десятков периодов частоты питающей сети поддерживать функционирование электронной схемы за счет имеющихся в нем запасов энергии

LC-цепи

На рис. 3.24 представлена последовательная резонансная LC-цепь, а на рис. 3.25 — параллельная LC-цепь. Сопротивление этих цепей переменному току сильно зависит от частоты сигнала. Для схемы на рис. 3.24 справедливо соотношение

$$Z = \sqrt{(X_L - X_C)^2},$$

где Z — сопротивление последовательной цепи, Ом; X_L и X_C — сопротивления катушки и конденсатора соответственно, Ом.

Фазовый сдвиг между питающим схему переменным напряжением и током равен $+\pi/2$ рад (или $+90^\circ$), когда $X_L > X_C$ (на частоте выше резонансной), или $-\pi/2$ рад (или -90°), когда $X_L < X_C$ (на частоте ниже резонансной). На частоте последовательного резонанса $X_L = X_C$ и полное сопротивление контура равно нулю. Ток при этом максимален.

Сопротивление параллельного контура (цепи), показанного на рис. 3.25, определяется соотношением

$$Z = \frac{X_L X_C}{\sqrt{(X_L - X_C)^2}}.$$

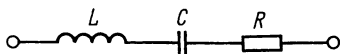


Рис. 3.26. Последовательный LCR -контур

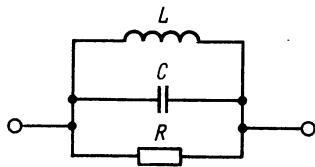


Рис. 3.27. Параллельный LCR -контур

Фазовый угол между питающим напряжением и током контура равен $+\pi/2$ рад (или $+90^\circ$), если $X_L > X_C$ (на частоте выше резонансной), или $-\pi/2$ (или -90°), если $X_L < X_C$ (на частоте ниже резонансной).

На частоте параллельного резонанса $|X_L| = |X_C|$, поэтому полное сопротивление контура Z неограниченно возрастает. При этих условиях ток контура будет минимален (в идеальном случае он равен нулю).

LCR -цепи

Во всех реальных LC -цепях всегда присутствует активное сопротивление. Это может быть сопротивление обмотки катушки, сопротивление утечки конденсатора, сопротивление нагрузки и т.д. В целом ряде случаев необходимо учитывать влияние этого сопротивления на свойства цепи. На рис. 3.26 и 3.27 показаны соответственно последовательный и параллельный LC -контур. Результирующее сопротивление каждого контура зависит от частоты.

Для схемы на рис. 3.26 можно записать

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}.$$

На частоте резонанса $|X_L| = |X_C|$ и $Z = R$.

Фазовый сдвиг входного напряжения относительно общего тока

$$\Phi = \operatorname{arctg} \frac{X_L - X_C}{R}.$$

Результирующее сопротивление контура на рис. 3.27 вычисляется в виде

$$Z = \frac{RX_L X_C}{\sqrt{(X_L X_C)^2 + R^2 (X_L - X_C)^2}}.$$

На частоте параллельного резонанса $|X_L| = |X_C|$ и $Z = R$. Фазовый сдвиг между током и напряжением

$$\Phi = \operatorname{arctg} \frac{R (X_L - X_C)}{X_L X_C}.$$

Резонанс

Частота, на которой сопротивление последовательного LC -контура равняется нулю, а параллельного — неограниченно возрастает, называется резонансной. В обоих случаях резонансная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где L — индуктивность, Гн; C — емкость, Ф; f_0 — частота, Гц.

Зависимости сопротивления от частоты для обеих схем показаны на рис. 3.28 и 3.29. В каждом случае на резонансной частоте f_0 результирующее сопротивление контура равно R . Характеристика типа данной на рис. 3.28 называется резонансной, а на рис. 3.29 — режекторной (заградительной).

Качество резонансной и режекторной цепей определяется их добротностью Q . Чем больше добротность, тем более острой будет характеристика, и наоборот: чем меньше добротность, тем более пологой выглядит характеристика. В случае последовательного контура добротность увеличивается при уменьшении R , а в случае параллельного контура она увеличивается при увеличении R .

Таким образом, вид характеристики можно менять путем введения в контур соответствующего сопротивления. Полоса пропускания контура определяется уравнением

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q}.$$

Пример 3.9. Резонансная частота параллельного LC -контура равна 400 Гц. Индуктивность катушки 400 мГн. Необходимо рассчитать емкость конденсатора. Из выражения для резонансной частоты

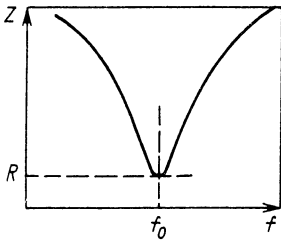


Рис. 3.28. Зависимость сопротивления от частоты последовательного резонансного контура

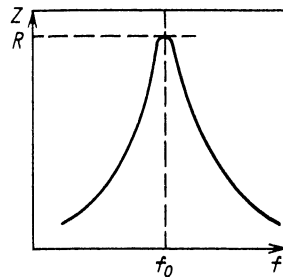


Рис. 3.29. Зависимость сопротивления от частоты параллельного резонансного контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

получаем

$$C = \frac{1}{f_0^2 (2\pi)^2 L} = \frac{1}{400^2 \cdot 39,4 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 1,58 \text{ мкФ.}$$

Такая емкость реализуется при последовательном соединении двух конденсаторов емкостью 2,2 и 5,6 мкФ (см. приложение 1).

Пример 3.10. В последовательной LCR -цепи $L = 20$ мГн, $C = 10$ нФ, $R = 100$ Ом. К цепи приложено синусоидальное напряжение 1 В с частотой 2 кГц. Рассчитайте ток в цепи и напряжение на резисторе.

Прежде всего следует определить сопротивление катушки индуктивности и конденсатора:

$$X_L = 2\pi f_L = 6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 251,2 \text{ Ом};$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_C} = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 796,2 \text{ Ом.}$$

Затем рассчитаем результирующее сопротивление последовательной цепи:

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{100^2 + (251,2 - 796,2)^2} = \\ &= \sqrt{10\,000 + 59\,456\,437} = 7711 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Ток в последовательной цепи

$$i = \frac{U}{Z} = \frac{1}{7711} = 0,13 \text{ мА,}$$

а напряжение на резисторе в соответствии с законом Ома

$$U = iR = 0,13 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 13 \text{ мВ.}$$

Фильтры электрических сигналов и их характеристики

Фильтры позволяют ограничивать частотный спектр сигнала или выделить сигналы в пределах ограниченной полосы частот. На рис. 3.30 показаны идеальные и реальные амплитудно-частотные характеристики различных фильтров, а на рис. 3.31 — их условные обозначения.

Каждый фильтр характеризуется частотой среза, которая измеряется при условии, что мощность выходного сигнала фильтра уменьшилась на 50% (или на -3 дБ) по сравнению с мощностью входного сигнала. Поэтому частота среза называется частотой половинной мощности.

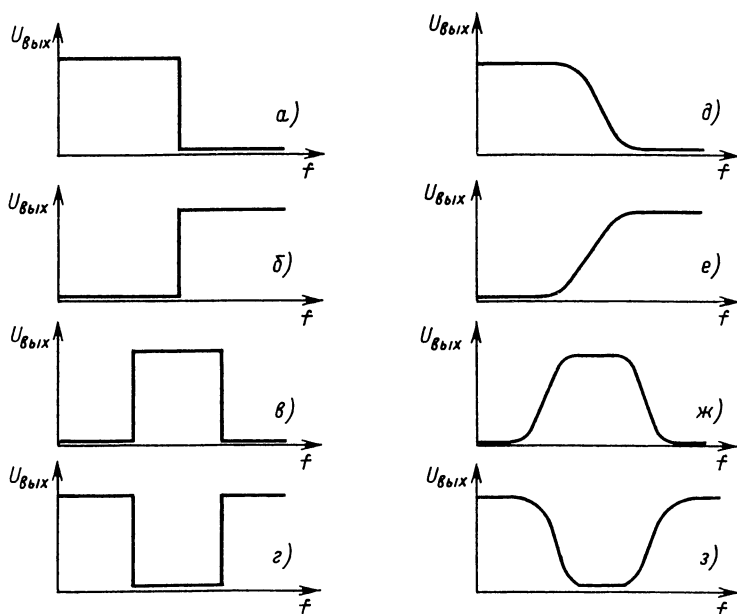


Рис. 3.30. Амплитудно-частотные характеристики фильтров :

a–г – идеальные; *д–з* – реальные; *a, д* – фильтры нижних частот (ФНЧ); *б, е* – фильтры верхних частот (ФВЧ); *в, ж* – полосопропускающие фильтры (ППФ); *г, з* – полосозаграждающие фильтры (ПЗФ)

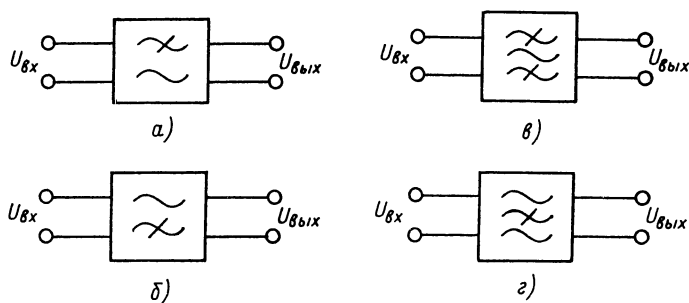


Рис. 3.31. Условные изображения фильтров:

a – ФНЧ; *б* – ФВЧ; *в* – ППФ; *г* – ПЗФ

Идеальный фильтр низких частот имеет нулевой коэффициент передачи на частотах выше частоты среза. На частотах ниже частоты среза он пропускает сигнал без его ослабления.

Идеальный фильтр высоких частот не оказывает влияния на амплитуды сигналов, имеющих частоту выше частоты среза, и не пропускает более низкочастотные сигналы, чем частота среза.

Идеальный полосопропускающий фильтр не ослабляет сигналы, частота которых находится в интервале между его нижней и верхней частотами среза. Для остальных частот его коэффициент передачи равен нулю.

Идеальный полосозаграждающий фильтр имеет коэффициент передачи, равный нулю, для частот, заключенных в интервале между его нижней и верхней частотами среза. Сигналы всех остальных частот он пропускает без ослабления.

Таким образом, полосопропускающий и полосозаграждающий фильтры имеют нижнюю f_1 и верхнюю f_2 частоты среза. Скорость, с которой снижается или растет коэффициент передачи фильтра, является показателем его качества. В идеальном случае переход от максимального коэффициента передачи к минимальному должен происходить моментально. Реальный наклон амплитудно-частотной характеристики фильтра составляет -20 дБ на декаду для пассивных фильтров первого порядка и -40 дБ на декаду для активных фильтров второго порядка.

Ширина полосы пропускания полосопропускающих и полосозаграждающих фильтров определяется разностью $f_2 - f_1$.

Прототипы фильтров

На рис. 3.32 — 3.35 показано, как могут быть реализованы с помощью LC -цепей амплитудно-частотные характеристики фильтров, условные обозначения которых приведены на рис. 3.31. Формулы для анализа этих цепей имеют следующий вид.

Фильтр нижних частот (рис. 3.32) :

$$L = \frac{Z_0}{\pi f_C}; \quad C = \frac{1}{\pi Z_0 f_C}; \quad f_C = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}.$$

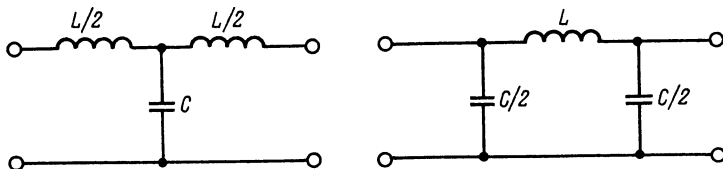


Рис. 3.32. Фильтры нижних частот

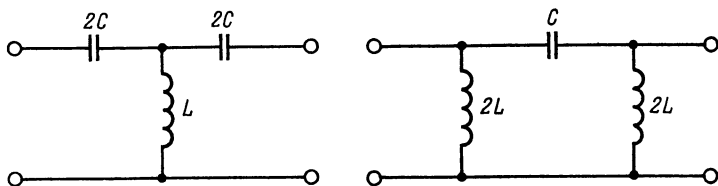


Рис. 3.33. Фильтры верхних частот

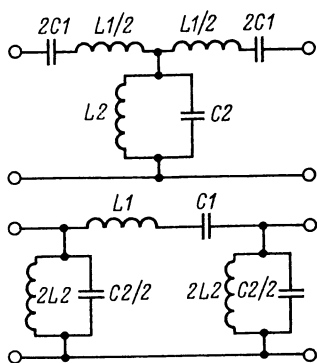


Рис. 3.34. Полосопропускающие фильтры

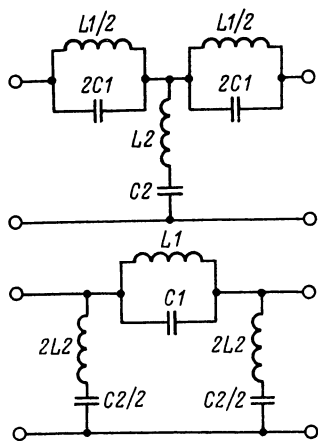


Рис. 3.35. Полосозаграждающие фильтры

Фильтр верхних частот (рис. 3.33) :

$$L = \frac{Z_0}{4\pi f_C}; \quad C = \frac{1}{4\pi Z_0 f_C}; \quad f_C = \frac{1}{4\pi \sqrt{LC}}.$$

Полосопропускающий фильтр (рис. 3.34) :

$$L1 = \frac{Z_0}{\pi(f_2 - f_1)}; \quad L2 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2};$$

$$C1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_1 f_2 Z_0}; \quad C2 = \frac{1}{\pi Z_0(f_2 - f_1)}.$$

Полосозаграждающий фильтр (рис. 3.35) :

$$L1 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{\pi f_1 f_2}; \quad L2 = \frac{Z_0}{4\pi(f_2 - f_1)};$$

$$C1 = \frac{1}{4\pi Z_0 (f_2 - f_1)}; \quad C2 = \frac{f_2 - f_1}{\pi f_1 f_2 Z_0}.$$

В этих формулах f_C — частота среза в фильтрах низких и высоких частот; f_1 и f_2 — нижняя и верхняя частоты среза в полосопропускающем и полосозаграждающем фильтрах.

Характеристическое сопротивление каждого фильтра

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Пример 3.11. Необходимо спроектировать П-образный фильтр нижних частот по следующим данным: характеристическое сопротивление $Z_0 = 600$ Ом; частота среза 1 кГц.

Прежде всего выбираем индуктивность 60 мГн и рассчитываем требуемое значение емкости. При этом имеется в виду П-образная схема, показанная на рис. 3.32, и относящиеся к ней расчетные формулы, т.е.

$$C = \frac{1}{\pi Z_0 f_C} = \frac{1}{3,14 \cdot 600 \cdot 1 \cdot 10^3} = 0,53 \text{ мкФ}.$$

В П-образном варианте фильтра каждый конденсатор имеет емкость, равную $2C$. Таким образом, требуется два конденсатора емкостью по 1,06 мкФ каждый, т.е. можно поставить конденсаторы емкостью 1 мкФ.

Небольшие замечания и советы

При каскадном соединении фильтров крутизна изменения амплитудно-частотной характеристики увеличивается. Например, два последовательно соединенных пассивных фильтра первого порядка, каждый из которых имеет крутизну спада характеристики 20 дБ на декаду, обеспечат результирующую характеристику со спадом 40 дБ на декаду.

Для получения требуемых параметров следует применять высокоточные и высокостабильные конденсаторы и катушки индуктивности.

Для обеспечения необходимых характеристик фильтра требуется тщательно продумать его конструкцию. В этом случае не обойтись без экранирования отдельных секций фильтра с целью уменьшения влияния паразитных индуктивностей и емкостей, следует также не располагать близко друг от друга входные и выходные вводы, выполнять соединения проводами минимальной длины, использовать высококачественные соединители и кабели и заключать всю конструкцию в металлический заземленный корпус.

ДИОДЫ

Характеристики диодов

Наиболее широко распространенные полупроводниковые диоды изготавливаются либо из германия, либо из кремния и содержат один p – n -переход. Как известно, диод хорошо проводит ток в одном (прямом) направлении и очень плохо — в другом (обратном). Чтобы диод проводил хорошо, его нужно включить в прямом направлении.

Для этого к области p -типа, которая играет роль анода, через токоограничивающий резистор присоединяется положительный полюс батареи, а к области n -типа, играющей роль катода, — отрицательный (рис. 4.1). При изменении полярности батареи через диод протекает обратный ток, который пренебрежимо мал по сравнению с нормальным прямым током. Такое соединение показано на рис. 4.2.

При протекании прямого тока между анодом и катодом диода возникает прямое напряжение. Обычно оно меньше 1 В. Обратно смещенный диод тока почти не проводит до тех пор, пока его обратное напряжение не превысит допустимое пороговое значение. В этом режиме диод характеризуется максимально допустимым повторяющимся обратным напряжением U_{RRM} , а также пиковым обратным напряжением PIV .

В табл. 4.1 указаны значения прямого напряжения диодов при различных значениях прямого тока.

Германиевые диоды характеризуются значительно меньшим прямым падением напряжения, чем кремниевые диоды, при тех же самых значениях прямого тока. Но у них заметно больший обратный ток, например, —1 мкА по сравнению с 10 нА для кремниевого диода при обратном напряжении 50 В.

Типичные вольт-амперные характеристики кремниевого и германиевого диодов приведены на рис. 4.3. Очевидно, что прямая ветвь характеристики кремниевого диода растет значительно круче, т.е. его прямое динамическое сопротивление намного меньше. Германиевые диоды сей-

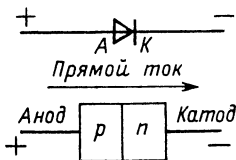


Рис. 4.1. Прямосмещенный (проводящий ток) диод

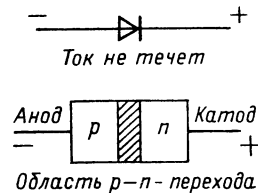


Рис. 4.2. Обратносмещенный (не проводящий ток) диод

Таблица 4.1. Прямые напряжения диодов при различных значениях прямого тока

Прямой ток, мА	Прямое падение напряжения, В		
	Кремниевый диод 4148	Кремниевый диод 5401	Германиевый диод ОА91
0,01	0,43	—	0,12
0,1	0,58	0,55	0,26
1	0,65	0,60	0,32
10	0,75	0,65	0,43
100	—	0,72	—
1000	—	0,85	—

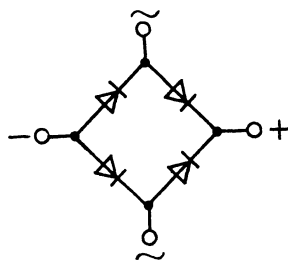
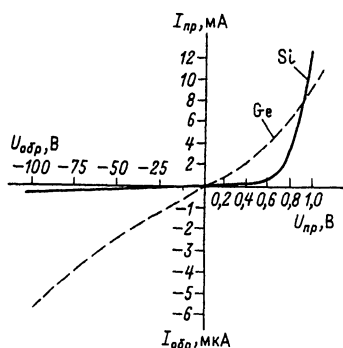


Рис. 4.4. Мостовой однофазный выпрямитель

Рис. 4.3. Типичные вольт-амперные характеристики кремниевого и германиевого диодов

час применяются в основном при детектировании малых высокочастотных сигналов. Во всех остальных случаях (выпрямители переменного тока, импульсные схемы разного назначения и т.п.) предпочитают использовать кремниевые диоды.

Нужно сказать, что существует довольно условное деление диодов на выпрямительные и импульсные. Паспортные данные их различаются, хотя часто они взаимозаменяемы. Чаще всего требуются диоды быстродействующие, с возможно меньшим прямым напряжением, большими допустимым обратным напряжением и допустимым прямым током.

Для эффективного выпрямления переменного тока выпрямительные диоды соединяют в схему, называемую выпрямительным мостом (рис. 4.4). На рис. 4.5 показаны варианты выполнения корпусов диодов.

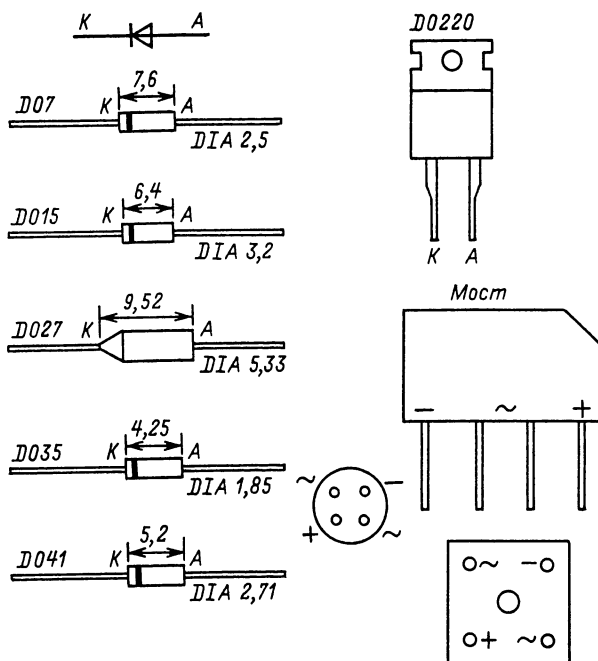


Рис. 4.5. Корпуса диодов (все размеры в миллиметрах)

Маркировка диодов

Европейская система классификации полупроводниковых диодов представляет собою буквенно-цифровой код, который содержит две буквы и три цифры в случае диодов общего назначения или три буквы и две цифры в случае специальных диодов. Ниже приводится расшифровка значений первых двух букв.

Первая буква: А — германий; В — кремний; С — арсенид галлия; D — фотодиоды.

Вторая буква: А — диод общего назначения; В — варикап; Е — туннельный диод; Р — фотоэлемент; Q — светодиод; Т — тиристор; Х — варактор; Y — мощный выпрямитель; Z — стабилитрон.

В случае диодов специального назначения третья буква не имеет смысла. В обозначении стабилитрона имеется дополнительная буква (после номера прибора), которая характеризует допуск на напряжение пробоя:

А — $\pm 1\%$; АВ — $\pm 2\%$; С — $\pm 5\%$; D — $\pm 10\%$.

Таблица 4.2. Параметры кремниевых выпрямительных диодов

Тип диода	Ответственный аналог	$U_{обр.и'}$ В	$I_{пр.ср'}$ А	$U_{пр'}$ А	$I_{обр'}$ мкА	Тип корпуса
1N4001	КД226А, КД103	50	1	1,1	10	D041
1N4002	КД202Д, КД212Б	100	1	1,1	10	D041
1N4003	КД2020, КД212	200	1	1,1	10	D041
1N4004	КД243, КД209А	400	1	1,1	10	D041
1N4005	КД209Б, КД209Г	600	1	1,1	10	D041
1N4006	КД203Б	800	1	1,1	10	D041
1N4007	КД226Б, КД223, КД220Г	1000	1	1,1	10	D041
1N5400	—	50	3	1,1	10	D027
1N5401	—	100	3	1,1	10	D027
1N5402	КД227Б	200	3	1,1	10	D027
1N5404	—	400	3	1,1	10	D027
1N5406	—	600	3	1,1	10	D027
1N5407	—	800	3	1,1	10	D027
1N5408	—	1000	3	1,1	10	D027
BY126	—	650	1	1,1	10	D015
BY127	КД210В, КД209А	1250	1	1,1	10	D015
BY397	—	200	2	1,1	10	D015
BY399	—	800	2	1,1	10	D015

Таблица 4.3. Параметры диодов общего назначения

Тип диода	Отечественный аналог	$U_{обр.и'}$ В	$I_{пр.ср'}$ мА	$I_{обр'}$ мкА	Тип корпуса	Примечание
1N4148	КД522А	100	75	0,025	D035	Кремний
1N914	КД521А	100	75	0,025	D035	”
1N916	КД521А	100	75	0,025	D035	”
AA113	Д101	60	10	0,2	D07	Германий
BAХ13	КД522А	50	75	0,2	D035	Кремний
BAХ16	КД416Б	150	200	0,1	D035	”
OA200	Д220, КД103Б	50	80	0,1	D07	”
OA202	—	150	40	0,1	D07	”
OA47	—	25	110	100	D07	Германий
OA91	—	115	50	275	D07	”
OA95	Д7В	115	50	250	D07	”

В обозначении стабилитрона имеются дополнительные символы, обозначающие номинальное значение напряжения пробоя. Например, 9V1 означает, что напряжение пробоя равно 9,1 В.

Пример 4.1. Расшифруйте обозначения диодов.

AA113 — германиевый диод общего назначения;

Таблица 4.4. Параметры радиочастотных детекторов

Тип диода	$U_{обр.и'}$ В	$I_{пр.ср'}$ мА	$I_{обр'}$, мкА	Тип корпуса	Примечание
AA119	45	35	350	D035	Германий
BAR28	70	—	0,2	D035	Диод Шотки
HSCH1001	60	15	0,2	D035	" "
OA90	30	10	1100	D07	Германий

Таблица 4.5. Параметры диодных выпрямительных мостов

Тип моста	Тип корпуса	Монтажная поверхность	I_{max} , А
Vm	Четырехвыводной по два вывода в ряд	Печатная плата	0,9
DB	То же	То же	1
WO	Цилиндр		1
SKB2	Четыре вывода в линию	" "	1,6
BR8			2
BR3	Квадратный	" "	3
KBPC	"	" "	От 2 до 6
BR6	"	" "	6
BR15	Эпоксидный	Охладитель	15
SKB25	"	"	От 6 до 35

BB105 — кремниевый диод, предназначенный для настройки радио-аппаратуры (варикап);

BZY88C4V7 — кремниевый стабилитрон с напряжением пробоя

4,7 В \pm 5 %.

В табл. 4.2 — 4.5 приведены параметры диодов различных типов.

Большинство мостовых выпрямителей выпускаются на напряжения 200, 400 и 600 В.

Небольшие замечания и советы

При проектировании выпрямителей нужно учитывать падение напряжения на проводящих диодах. Например, в мостовом выпрямителе одновременно проводят два последовательно включенных диода. На них теряется около 2 В. Эти потери следует иметь в виду при расчете входного переменного напряжения выпрямителя.

Обратный ток выпрямительных диодов увеличивается с ростом температуры. Это обстоятельство снижает эффективность выпрямителя, так как уменьшается отношение прямого тока к обратному.

Работа диодов при значениях прямых токов и обратных напряжений, близких к предельно допустимым, значительно снижает надежность выпрямителя. Для повышения надежности следует предусматривать 50%-ный запас по напряжениям и токам.

Диоды Шотки имеют примерно в два раза меньшее прямое падение напряжения и значительно меньшее время запираания, чем обычные кремниевые диоды с $p-n$ -переходом. Их следует использовать в низковольтных силовых выпрямителях высокочастотных ключевых источников электропитания.

Стабилитроны

Стабилитрон — это кремниевый диод, работающий на обратной ветви своей вольт-амперной характеристики в режиме пробоя. Эти приборы объединены в несколько групп в зависимости от значения напряжения пробоя, рассеиваемой мощности, типа корпуса и т.п. Напряжение пробоя стабилитронов находится в пределах от 2,4 до 91 В. На рис. 4.6 приведена вольт-амперная характеристика стабилитрона с напряжением пробоя 5,1 В.

Промышленностью выпускаются следующие серии стабилитронов.

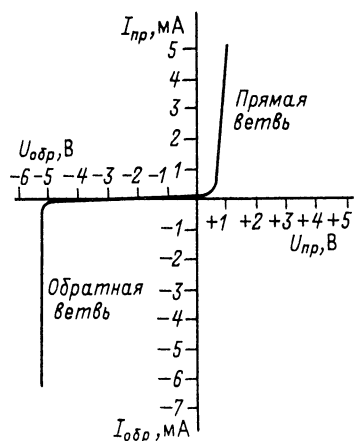


Рис. 4.6. Типичная вольт-амперная характеристика стабилитрона

Серия BZY88

Приборы этой серии выпускаются в миниатюрном стеклянном корпусе, рассчитанном на рассеяние мощности 500 мВт при 25 °С. Их напряжение пробоя находится в пределах от 2,7 до 15 В при токе 5 мА и температуре 25 °С.

Серия BZX55

Приборы этой серии способны рассеивать мощность 500 мВт при напряжениях пробоя от 2,4 до 91 В.

Серия BZX61

Это сплавные диоды в корпусе, рассчитанном на рассеяние мощности 1,3 Вт при 25 °С в диапазоне напряжений пробоя от 7,5 до 72 В.

Серия BZX85

Приборы заключены в стеклянный корпус, рассчитанный на мощность 1,3 Вт в диапазоне напряжений пробоя от 5,1 до 62 В.

Серия BZY93

Диоды этой серии выпускаются в корпусе, укрепленном на шляпке болта, рассчитанном на 20 Вт рассеиваемой мощности при температуре до 75 °С. Напряжения пробоя лежат в пределах от 9,1 до 75 В.

Серия BZY97

Диоды в корпусе с гибкими выводами рассчитаны на рассеяние мощности 1,5 Вт при напряжениях пробоя от 9,1 до 37 В.

Серия 1N5333

Диоды выпускаются в пластмассовом корпусе, рассчитанном на мощность 5 Вт в диапазоне напряжений от 3,3 до 24 В.

Стабилитроны обычно выпускаются в пластмассовых или стеклянных корпусах, таких же, какие используются при изготовлении обычных диодов аналогичной мощности. На корпусе стабилитрона вблизи катодного вывода наносится кольцевая полоска (рис. 4.7).

Наклон ветви вольт-амперной характеристики стабилитрона в режиме пробоя характеризуется дифференциальным сопротивлением. Последнее определяется как отношение приращения напряжения к приращению тока в режиме пробоя. В идеальном случае это сопротивление равно нулю (характеристика идет вертикально). Реальные приборы могут в среднем иметь дифференциальное сопротивление 20 Ом.

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) характеризует изменение напряжения пробоя при отклонении температуры прибора на 1 °С и измеряется в милливольтх на градус Цельсия (мВ/°С)*. Во мно-

*В СНГ принято измерять, на сколько процентов от номинального значения изменится напряжение пробоя при изменении температуры прибора на 1 °С, %/°С. — *Прим. пер.*

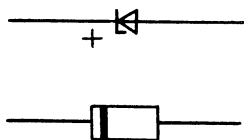


Рис. 4.7. Корпус стабилитрона

Таблица 4.6. Значения ТКН стабилитронов

Напряже- ние про- боя, В	Диффе- ренциаль- ное соп- противле- ние, Ом	ТКН, мВ/°С	Напряже- ние про- боя, В	Диффе- ренциаль- ное соп- противле- ние, Ом	ТКН, мВ/°С
2,7	100	−3,5	6,2	10	+0,4
3,3	95	−3,5	6,8	12	+1,2
3,9	90	−3,5	7,5	14	+2,5
4,7	80	−3,5	8,2	16	+3,2
5,1	60	−2,7	9,1	18	+3,8
5,6	40	−2	10	20	+4,5

гих случаях, когда стабилитрон используется для получения опорного напряжения, желательно иметь ТКН как можно меньше. В табл. 4.6 приведены значения ТКН стабилитронов.

Пример 4.2. Для получения опорного напряжения используется стабилитрон, имеющий при 20 °С $U_{\text{проб}} = 9,1$ В и ТКН = +4 мВ/°С.

Определите максимальное и минимальное значения напряжения в абсолютных величинах и в процентах к номинальному значению, если температура окружающей среды меняется от −10 до +40 °С.

Максимальное напряжение при +40 °С

$$U_{\text{проб} \max} = 9,1 + (40 - 20) \cdot 0,004 = 9,1 + 0,08 = 9,18 \text{ В.}$$

Минимальное значение напряжения при −10 °С

$$U_{\text{проб} \min} = 9,1 - (20 + 10) \cdot 0,004 = 9,1 - 0,12 = 8,98 \text{ В.}$$

Полный диапазон изменения температуры окружающей среды равен 50 °С. Поэтому полное изменение напряжения пробоя составит $50 \cdot 4 = 200$ мВ. Если номинальное напряжение пробоя 9,1 В принять за 100 %, то минимальное значение 8,98 В составит 98,7 %, а максимальное 100,9 %. Таким образом, в указанных условиях напряжение стабилизации изменится на −1,3 и +0,9 % от номинала.

Небольшие замечания и советы

Для получения большего напряжения стабилитроны можно соединять последовательно. Например, соединив последовательно стабилитроны, имеющие напряжение пробоя 6,8 и 9,1 В, получим результирующее напряжение 15,9 В.

Необходимо следить за значением мощности, рассеиваемой стабилитроном. Оно должно быть не больше допустимой мощности (подробнее — см. гл. 7).

Наилучшей температурной стабильностью обладают стабилитроны, имеющие напряжение пробоя от 5 до 6 В. У них также небольшое дифференциальное сопротивление. Поэтому при проектировании источников опорного напряжения целесообразно ориентироваться именно на них. Если требуются большие значения напряжения, то нужно использовать специальные схемотехнические устройства.

Стабилитроны являются источниками значительного шумового напряжения, что мешает работе устройств с большим коэффициентом усиления по напряжению. Для компенсации шума следует параллельно стабилитрону включить два конденсатора емкостью 1 и 100 мкФ.

Тиристоры

Тиристоры (или кремниевые управляемые выпрямители) представляют собою трехэлектродные приборы, которые можно применять в качестве регуляторов мощности сети переменного или постоянного тока. Тиристор достаточно быстро переключается из непроводящего в проводящее состояние. В непроводящем состоянии через него течет пренебрежимо малый ток. В проводящем состоянии прибор имеет очень незначительное сопротивление. Поэтому в нем выделяется небольшая мощность по сравнению с мощностью, передаваемой тиристором в нагрузку.

Включенный тиристор остается в проводящем состоянии до тех пор, пока не уменьшится до некоторого порогового значения его анодный ток. При работе в цепях с постоянным напряжением питания анодной цепи для выключения тиристора используются специальные схемы коммутации. В случае переменного анодного напряжения естественное выключение тиристора происходит при изменении фазы этого напряжения.

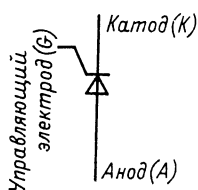


Рис. 4.8. Символ (условное обозначение) тиристора

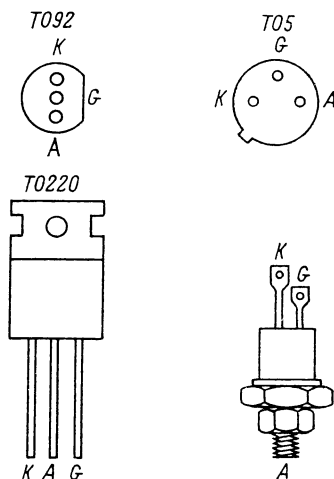


Рис. 4.9. Типы корпусов для тиристорov

При этом включающий сигнал должен появляться в цепи управляющего электрода синхронно с изменениями фазы анодного напряжения. Он представляет собой импульс тока определенной амплитуды и длительности. Символ тиристора показан на рис. 4.8, а на рис. 4.9 приведены типы корпусов тиристоров.

В табл. 4.7 приведены основные статические параметры некоторых широко распространенных типов тиристоров.

Таблица 4.7. Основные параметры тиристоров

Тип тиристора	I_{oc}, A	$U_{обр.и}, B$	$U_{y.от}, B$	$I_{y.от}, кА$	Тип корпуса
2N443	5,1	400	1,5	30	ТО220
2N4444	5,1	600	1,5	30	ТО220
BT106	1	700	3,5	50	Штыревой
BT152	13	600	1	32	ТО220
BTX18-400	1	500	2	5	ТО5
BTY79-400R	6,4	400	3	30	Штыревой
TIC106A	3,2	100	1,2	0,2	ТО220
TIC106B	3,2	200	1,2	0,2	ТО220
TIC106E	3,2	500	1,2	0,2	ТО220
BTY79-600R	6,4	600	3	30	Штыревой
BTY79-800R	6,4	800	3	30	Штыревой
TIC106-C	3,2	300	1,2	0,2	ТО220
TIC106-D	3,2	400	1,2	0,2	ТО220
TIC106-M	3,2	600	1,2	0,2	ТО220
TIC106-S	3,2	700	1,2	0,2	ТО220
TIC106-N	3,2	800	1,2	0,2	ТО220
TIC116A	5	100	2,5	20	ТО220
TIC116B	6	200	2,5	20	ТО220
TIC116C	5	300	2,5	20	ТО220
TIC116D	5	400	2,5	20	ТО220
TIC116E	5	500	2,5	20	ТО220
TIC116M	5	600	2,5	20	ТО220
TIC116S	5	700	2,5	20	ТО220
TIC116N	5	800	2,5	20	ТО220
TIC126A	7,5	100	2,5	20	ТО220
TIC126B	7,5	200	2,5	20	ТО220
TIC126C	7,5	300	2,5	20	ТО220
TIC126D	7,5	400	2,5	20	ТО220
TIC126E	7,5	500	2,5	20	ТО220
TIC126M	7,5	600	2,5	20	ТО220
TIC126S	7,5	700	2,5	20	ТО220
TIC126N	7,5	800	2,5	20	ТО220
TICP106D	2	400	1	0,2	ТО92
TICP106M	2	600	1	0,2	ТО92

Небольшие замечания и советы

В любых схемах для включения тиристора желательно использовать импульсный сигнал с возможно более крутым фронтом нарастания.

Схема, обеспечивающая управляющий ток тиристора, должна иметь возможно меньшее внутреннее сопротивление.

Чем больше включающий ток (но не больше допустимого значения), тем быстрее включается тиристор и тем меньше коммутационные потери мощности в нем.

Длительность включающего тока не следует делать больше требуемого значения для уменьшения потерь мощности.

В цепях переменного тока схема управления должна обеспечивать максимальный диапазон регулирования угла задержки включения тиристора.

Симметричные тиристоры

Эти приборы во включенном состоянии способны проводить ток в течение как положительного, так и отрицательного полупериода переменного питающего напряжения. На рис. 4.10 показан символ прибора и названы его электроды. Симметричный тиристор может быть включен как положительным, так и отрицательным сигналом, поданным на его управляющий электрод.

Цепь управления симметричного тиристора иногда содержит симметричный динистор, который включается при напряжении ± 32 В. На рис. 4.11 приведена вольт-амперная характеристика типичного симметричного динистора. На рис. 4.12 показаны типы корпусов симметричных тириستоров.

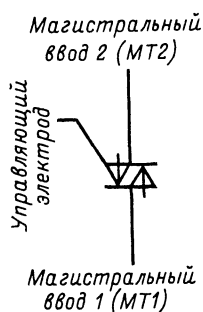


Рис. 4.10. Символ симметричного тиристора

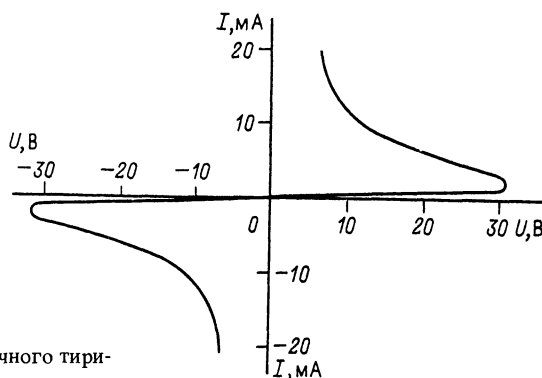


Рис. 4.11. Типичная вольт-амперная характеристика симметричного динистора

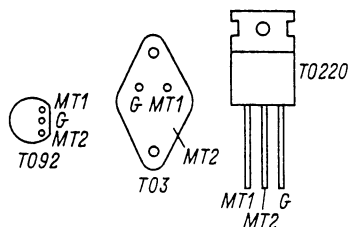


Рис. 4.12. Типы корпусов для симметричного тиристора

Таблица 4.8. Параметры симметричных тиристоров

Тип тиристора	I_{OC}, A	$U_{обр.н}, B$	$U_{y.от}, B$	$I_{y.от}, mA$	Тип корпуса
BT139	15	600	1,5	5	TO220
TIC206M	4	600	2	5	TO220
TIC216M	6	600	3	5	TO220
TIC225M	8	600	2	20	TO220
TIC226M	8	600	2	50	TO220
TIC236M	12	600	2	50	TO220
TIC246M	16	600	2	50	TO220
TICP206	1,5	40	2,5	2,5	TO92
TICP206M	1,5	600	2,5	2,5	TO92

В табл. 4.8 указаны статические параметры некоторых типов симметричных тиристоров.

Небольшое замечание и советы

При переключении различного рода тиристоров возникают высокочастотные шумы и помехи, распространяющиеся по подводящим ток проводам сети. Эти помехи мешают работе другой электронной аппаратуры. Для подавления помех применяются LC -фильтры. Один из вариантов такого фильтра показан на рис. 4.13.

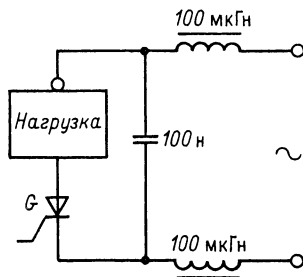


Рис. 4.13. Простейший сетевой высокочастотный фильтр, используемый с тиристорным регулятором

Светоизлучающие диоды

Светодиоды используются в качестве индикаторов общего применения, потребляющих значительно меньшую мощность по сравнению с лампами накаливания. Они дают удовлетворительное излучение при прямых токах от 5 до 20 мА. Светодиоды чаще всего выпускаются в круглых пластмассовых корпусах диаметром 3 или 5 мм (рис. 4.14) или в прямоугольном 5×2 мм корпусе. Угол зрения в случае круглого корпуса находится в пределах от 20 до 40°, а в случае прямоугольного корпуса он возрастает до 100°. В табл. 4.9 приведены параметры различных светодиодов.

Для ограничения прямого тока последовательно со светодиодом в цепь включается резистор (рис. 4.15). Требуемое сопротивление резистора находится из соотношения

$$R = \frac{U - U_F}{I},$$

где U_F — прямое напряжение на проводящем диоде; U — питающее напряжение.

В табл. 4.10 приводятся ориентировочные значения сопротивлений последовательно включенных резисторов для разных типов светодиодов.

Пример 4.3. Рассчитайте сопротивление резистора, включенного последовательно со светодиодом, используемым для индикации сети постоянного напряжения 21 В. Прямое падение напряжения на светодиоде равно 2,2 В при токе 15 мА.

В этом случае сопротивление

$$R = \frac{U - U_F}{I} = \frac{21 - 2,2}{15 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \text{ кОм}.$$

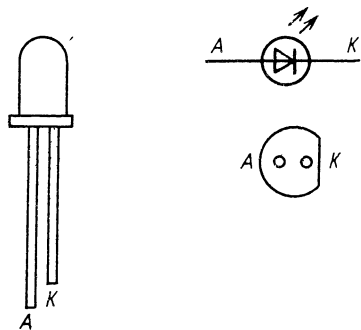


Рис. 4.14. Корпус светодиода

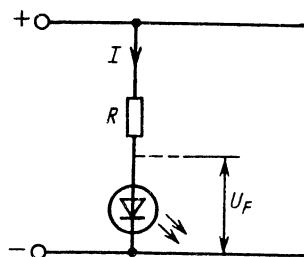


Рис. 4.15. Схема включения светодиода в цепи с постоянным напряжением питания

Таблица 4.9. Параметры светодиодов

Параметр	Тип светодиода			
	Стандартный	Стандартный	Высокоэф- фективный	Высокоин- тенсивный
Диаметр, мм	3	5	5	5
Максимальный прямой ток, мА	40	30	30	30
Типичное значение прямого тока, мА	12	10	7	10
Типичное значение прямого напряжения, В	2,1	2,0	1,8	2,2
Максимальное обратное напряжение, В	5	3	5	5
Максимальная рассеиваемая мощность, мВт	150	100	27	135
Длина волны излучения, нм	690	635	635	635

Таблица 4.10. Сопротивления последовательно включенных резисторов

Питающее напряжение, В	Сопротивление резисторов, Ом		
	маломощных, $I_{пр} = 5 \text{ мА}$	стандартных, $I_{пр} = 10 \text{ мА}$	мощных, $I_{пр} = 20 \text{ мА}$
3	220	180	56
5	680	270	150
6	820	390	220
9	1500	680	390
12	2200	1000	560
15	2700	1200	680
18	3300	1500	820
24	4700	2200	1200

Ближайшее стандартное значение сопротивления резистора равно 1,2 кОм. Рассеиваемая резистором мощность

$$P = I(U - U_F) = 15 \cdot 18,8 = 280 \text{ мВт.}$$

Таким образом, следует выбрать резистор, рассчитанный на мощность 0,33 Вт или больше.

Небольшие замечания и советы

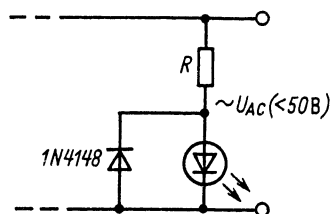
Помните, что обратное напряжение порядка 5 В может вывести светодиод из строя.

При питании электронного оборудования от автомобильного аккумулятора следует выбирать индикаторные светодиоды минимальной мощности для сохранения ресурса аккумулятора.

Если у вас несколько светодиодов, то их лучше включать последовательно, а не параллельно, для того чтобы яркость свечения была одинаковой. Правда, это возможно только тогда, когда питающее напряжение достаточно велико.

Желтые и зеленые светодиоды имеют меньшую светоотдачу, чем красные. Поэтому для выравнивания интенсивности свечения целесообразно включать в их цепи резисторы с разными сопротивлениями (различия составляют 10–15 %).

Рис. 4.16. Схема включения светодиода в цепи с переменным напряжением питания



На рис. 4.16 показана простейшая схема индикации переменного напряжения. Диод 1N4148 защищает светодиод от возможности появления большого обратного напряжения.

Глава 5

ТРАНЗИСТОРЫ

Типы транзисторов

Слово «транзистор» происходит от двух слов: transfer и resistor, что означает «передающий резистор». Смысл этого названия заключается в том, что можно управлять током, протекающим в одной цепи (выходной), с помощью тока, протекающего в другой цепи (входной). Поскольку транзистор — трехэлектродный прибор, один из его электродов всегда является общим для обеих цепей.

Транзисторы различаются по принципу действия: они бывают биполярные (управляемые током) и униполярные или полевые (управляемые напряжением); выполняются из различных материалов (германий или кремний) и характеризуются различными областями применения (общего назначения, переключательные, генераторные, низкочастотные, высокочастотные и т.д.).

Низкочастотные транзисторы — это приборы, предназначенные для работы на частотах не более 100 кГц.

Высокочастотные транзисторы — это приборы, предназначенные для работы на частотах более 100 кГц.

Мощные транзисторы — это приборы, предназначенные для передачи в нагрузку значительной электрической мощности. Обычно выделяются приборы, работающие в диапазоне звуковых частот и радиочастот.

Переключательные транзисторы — это приборы, предназначенные для работы в импульсных устройствах.

Маломощные транзисторы — это приборы, предназначенные для работы во входных каскадах усилителей малых сигналов.

Высоковольтные транзисторы — это приборы, предназначенные для работы в цепях высокого напряжения.

Маркировка транзисторов

В соответствии с европейской системой классификации обозначение транзистора состоит из двух букв и трех цифр (приборы общего применения) или трех букв и двух цифр (приборы специального применения). Первая буква характеризует материал, из которого сделан транзистор: А — германий; В — кремний. Вторая буква обозначает область применения прибора: С — маломощный низкочастотный прибор; D — мощный низкочастотный прибор; F — маломощный высокочастотный прибор; L — мощный высокочастотный прибор. Третья буква в обозначении транзисторов специального применения не несет смысловой нагрузки.

Пример 5.1. Транзистор AF115 — общего назначения, германиевый, маломощный, высокочастотный.

Транзистор BC108 — общего назначения, кремниевый, маломощный, низкочастотный.

Транзистор BD135 — общего назначения, кремниевый, большой мощности, низкочастотный.

Транзистор BEY50 — специального назначения, кремниевый, маломощный, высокочастотный.

Биполярные транзисторы

Биполярные транзисторы могут быть изготовлены из кремния или германия и в соответствии с чередованием слоев полупроводника бывают $p-n-p$ - или $n-p-n$ -типов (рис. 5.1). В любом случае электроды называются база, эмиттер и коллектор (рис. 5.2). Кремниевые транзисторы имеют значительно лучшую температурную стабильность по сравнению с германиевыми приборами и применяются в подавляющем большинстве случаев.

Слой полупроводника, соответствующий базе транзистора, заключен между слоями эмиттера и коллектора. Он принципиально имеет очень

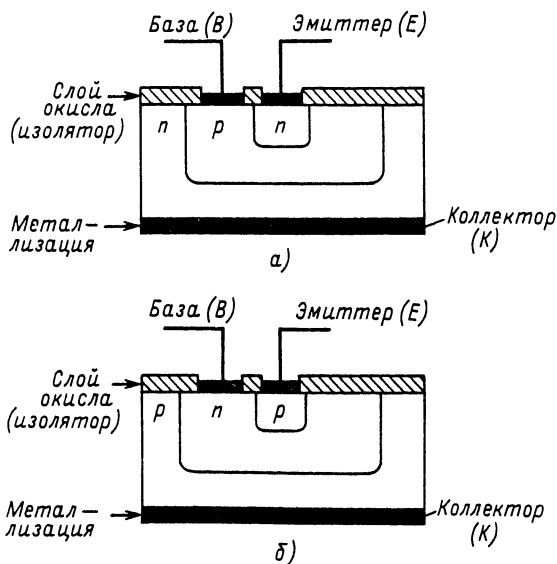


Рис. 5.1. Структуры $n-p-n$ - (а) и $p-n-p$ -транзисторов (б)

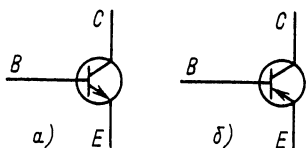


Рис. 5.2. Символы биполярных транзисторов:

а — $n-p-n$ -транзистор; б — $p-n-p$ -транзистор

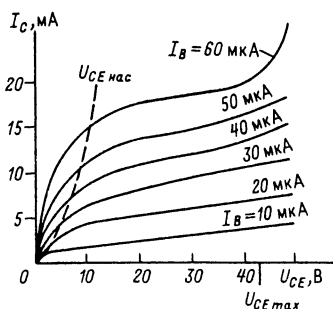


Рис. 5.3. Семейство коллекторных вольт-амперных характеристик типичного маломощного $n-p-n$ -транзистора

малую ширину по сравнению с длиной свободного пробега электрона. Ток базы очень мал по сравнению с токами эмиттера и коллектора. Отношение этих токов равно нескольким десяткам. У транзистора $n-p-n$ -типа напряжения коллектор — эмиттер и база — эмиттер положительные, а у транзистора $p-n-p$ -типа — отрицательные.

В транзисторе всегда выполняется соотношение

$$I_E = I_B + I_C,$$

где I_E — ток эмиттера; I_B — ток базы; I_C — ток коллектора.

На рис. 5.3 показано семейство статических вольт-амперных коллекторных характеристик $n-p-n$ -транзистора, снятых при включении его по схеме с общим эмиттером.

Параметры биполярного транзистора

Отношение токов транзистора является мерой его эффективности как усилителя сигнала. Чаще всего комментируются параметры, относящиеся к включению транзистора с общим эмиттером. В этом случае входным параметром является ток базы, а выходным параметром — ток коллектора.

Коэффициент усиления тока в схеме включения с общим эмиттером

$$h_{FE} = I_C / I_B.$$

В данном случае h_{FE} — это гибридный параметр, характеризующий усиление тока при большом сигнале (отношение постоянных составляющих), а I_C и I_B — соответственно токи коллектора и базы. Малосигнальное значение коэффициента усиления тока h_{fe} определяется как отношение малых приращений ΔI_C и ΔI_B (в пределе — это производная), т.е.

$$h_{fe} = \Delta I_C / \Delta I_B.$$

Для получения очень больших значений коэффициента усиления тока применяется соединение транзисторов по схеме Дарлингтона (рис. 5.4). В этом случае удастся получить усиление тока до нескольких тысяч.

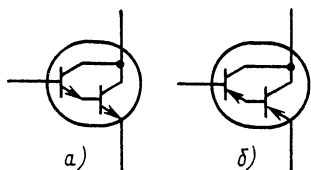


Рис. 5.4. Символы составного транзистора:

a — $n-p-n$ -структура; *b* — $p-n-p$ -структура

Другими важнейшими параметрами транзистора являются следующие: I_{Cmax} — максимальный ток коллектора; U_{CE0} — максимальное напряжение между коллектором и эмиттером при разомкнутой цепи базы транзистора; U_{CB0} — максимальное напряжение между коллектором и базой при разомкнутой цепи эмиттера; U_{CER} — максимальное напряжение между коллектором и эмиттером при заданном сопротивлении R между базой и эмиттером; P_{Cmax} — максимальная мощность, рассеиваемая транзистором; f_T — частота, на которой $h_{fe} = 1$.

Характерные значения межэлектродных напряжений транзистора

Во всех схемах линейных усилителей напряжения (или тока), например во всех усилителях звуковоспроизводящих устройств, транзисторы работают в линейном режиме. При этом в цепи протекают постоянные токи электродов, имеющие некоторое среднее значение, например, равное половине возможного максимального значения. Напряжение между коллектором и эмиттером при этом также приблизительно равно половине возможного максимального значения.

Напряжение между базой и эмиттером кремниевого транзистора составляет приблизительно 0,6 В (у германиевого транзистора 0,1 В). В случае $n-p-n$ -транзистора коллектор и база положительны относительно эмиттера, а у $p-n-p$ -транзистора они отрицательны. На рис. 5.5 приведены возможные значения межэлектродных напряжений для низковольтных транзисторов.

В табл. 5.1–5.9 приведены параметры транзисторов различных типов.

Пример 5.2. Ток эмиттера транзистора равен 98 мА, а ток коллектора 97 мА. Рассчитайте ток базы и h_{FE} . Основное соотношение токов в транзисторе записывается следующим образом:

$$I_E = I_B + I_C.$$

Поэтому $I_B = I_E - I_C = 98 - 97 = 1$ мА,

$$h_{FE} = \frac{97}{1} = 97.$$

Пример 5.3. Транзистор предполагается использовать для регулирования тока нагрузки 1,5 А с помощью управляющего тока 30 мА. Определите требуемое значение h_{FE} транзистора.

Получаем

$$h_{FE} = \frac{1500}{30} = 50.$$

Пример 5.4. Транзистор работает в составе линейного усилителя. Известно, что его $h_{fe} = 175$, $h_{FE} = 200$, постоянный ток коллектора $I_C = 10$ мА. Рассчитайте постоянный ток базы и изменение тока коллектора при колебании тока базы на 10 мкА.

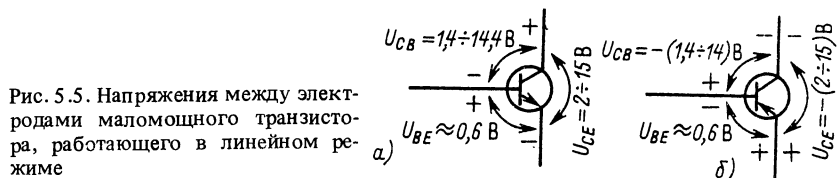


Таблица 5 1. Параметры биполярных транзисторов

Тип при- бора	Отечествен- ный аналог	Тип про- водимости	Выполняемая функция	Компле- ментар- ный тран- зистор	Тип корпу- са
2N2219A	КТ928Б	<i>n-p-n</i>	Переключательный		ТО39
2N2222A	КТ3117	<i>n-p-n</i>	Переключательный		ТО18А
2N2369A	КТ633	<i>n-p-n</i>	Радиочастотный уси- литель		ТО18А
2N2905	КТ662	<i>p-n-p</i>	Переключательный		ТО5
2N2926	—	<i>n-p-n</i>	Общего назначения		ТО98
2N3053	КТ630Д	<i>n-p-n</i>	Предусилитель		ТО5
2N3054	КТ803А	<i>n-p-n</i>	Средней мощности		ТО66
2N3055	КТ819ГМ	<i>n-p-n</i>	Большой мощности	MT955	ТО3А
2N3702	КТ345Б	<i>p-n-p</i>	Общего назначения		ТО92А
2N3703	—	<i>p-n-p</i>	" "		ТО92А
2N3866	—	<i>n-p-n</i>	Радиочастотный уси- литель		ТО5
2N3903	КТ375А	<i>n-p-n</i>	Переключательный		ТО92С
2N3904	КТ375Б	<i>n-p-n</i>	"	2N3906	ТО92С
2N3906	КТ375Г	<i>p-n-p</i>	"	2N3904	ТО92С
2N4427	—	<i>n-p-n</i>	Радиочастотный уси- литель		ТО5
2N5401	—	<i>p-n-p</i>	Высоковольтный		ТО92С
2N706	КТ340В	<i>n-p-n</i>	Переключательный		ТО18А
BC107	КТ342А, Б	<i>n-p-n</i>	Предусилитель	BC177	ТО18А
BC108	КТ342Б, В	<i>n-p-n</i>	Общего назначения	BC178	ТО18А
BC109	КТ342Б, В	<i>n-p-n</i>	Малосигнальный	BC179	ТО18А
BC117	—	<i>n-p-n</i>	Высоковольтный		ТО39
BC142	КТ640Г	<i>n-p-n</i>	Предусилитель	BC143	ТО39
BC143	КТ933Б	<i>p-n-p</i>	"	BC142	ТО39
BC177	КТ3107А, Б	<i>p-n-p</i>	"	BC107	ТО18А
BC178	КТ349В	<i>p-n-p</i>	Общего назначения	BC108	ТО18А
BC179	КТ3107Е, Ж	<i>p-n-p</i>	Малосигнальный	BC109	ТО18А
BC182L	КТ3102Б	<i>n-p-n</i>	Общего назначения	BC212L	ТО92А
BC184L	КТ3102Д	<i>n-p-n</i>	" "	BC214L	ТО92А
BC212L	КТ3107К	<i>n-p-n</i>	" "	BC182L	ТО92А
BC214L	—	<i>p-n-p</i>	" "	BC184L	ТО92А
BC237	КТ3107А, Б	<i>p-n-p</i>	Предусилитель	BC337	ТО92В
BC337	—	<i>n-p-n</i>	"	BC327	ТО92В
BC441	—	<i>n-p-n</i>	"	BC461	ТО39
BC461	—	<i>p-n-p</i>	"	BC441	ТО39
BC478	—	<i>p-n-p</i>	Общего назначения		ТО18А
BC547	КТ3102А, Б, Г	<i>n-p-n</i>	Предусилитель	BC557	ТО92В
BC548	КТ3102А, В, Г	<i>n-p-n</i>	Общего назначения	BC558	ТО92В
BC549	КТ3102Д, Е	<i>n-p-n</i>	Малосигнальный	BC559	ТО92В
BC557	КТ361Д	<i>p-n-p</i>	Предусилитель	BC547	ТО92В
BC558	КТ3107Д	<i>p-n-p</i>	Общего назначения	BC548	ТО92В
BC559	КТ3107Ж	<i>p-n-p</i>	Малосигнальный	BC549	ТО92В

Продолжение табл. 5.1

Тип прибора	Отечественный аналог	Тип проводимости	Выполняемая функция	Комплементарный транзистор	Тип корпуса
BCY70	КТ3107А	<i>p-n-p</i>	Общего назначения		ТО18А
BD131	КТ943В	<i>n-p-n</i>	Средней мощности	BD132	ТО126
BD132	КТ932Б	<i>n-p-n</i>	То же	BD131	ТО126
BF180	—	<i>n-p-n</i>	Радиочастотный усилитель		ТО72А
BF258	КТ940Б	<i>n-p-n</i>	Высоковольтный		ТО5
BF259	КТ604Б	<i>n-p-n</i>	"		ТО5
BF337	КТ604Б	<i>n-p-n</i>	"		ТО39
BFY50	КТ630Г	<i>n-p-n</i>	Предусилитель		ТО39
BFY51	КТ630Д	<i>n-p-n</i>	Общего назначения		ТО39
BFY52	КТ630Д	<i>n-p-n</i>	То же		ТО39
BFY90	КТ399А	<i>n-p-n</i>	Радиочастотный усилитель		ТО72В
BSX20	—	<i>n-p-n</i>	Переключательный 2N2369А		ТО18А
MJ11015	—	<i>p-n-p</i>	Мощный составной транзистор	MJ11016	ТО3А
MJ11016	—	<i>n-p-n</i>	То же	MJ11015	ТО3А
MJ2501	КТ825Г	<i>p-n-p</i>	" "	MJ3001	ТО3А
MJ2955	—	<i>p-n-p</i>	Большой мощности	2N3055	ТО3А
MJ3001	КТ827Б	<i>n-p-n</i>	Мощный составной транзистор	MJ2501	ТО3А
TIP121	—	<i>n-p-n</i>	То же	TIP126	ТО220А
TIP126	—	<i>p-n-p</i>	" "	TIP121	ТО220А
TIP132	—	<i>n-p-n</i>	" "	TIP137	ТО220А
TIP137	—	<i>p-n-p</i>	" "	TIP132	ТО220А
TIP141	—	<i>n-p-n</i>	" "	TIP146	ТАВ-А
TIP146	—	<i>p-n-p</i>	" "	TIP141	ТАВ-А
TIP2955	—	<i>p-n-p</i>	Большой мощности	TIP3055	ТАВ-А
TIP3055	—	<i>n-p-n</i>	То же	TIP2955	ТАВ-А
TIP31А	КТ817Б	<i>n-p-n</i>	Мощный	TIP32А	ТО220А
TIP32А	КТ816Б	<i>p-n-p</i>	"	TIP31А	ТО220А
TIP41А	КТ819Б	<i>n-p-n</i>	"	TIP42А	ТО220А
TIP42А	—	<i>p-n-p</i>	"	TIP41А	ТО220А
ZTX108	—	<i>n-p-n</i>	Общего назначения		E-line
ZTX300	—	<i>n-p-n</i>	То же	ZTX500	E-line
ZTX500	—	<i>p-n-p</i>	" "	ZTX300	E-line

Таблица 5.2. Параметры $n-p-n$ -транзисторов общего назначения

Тип прибора	I_{Cmax} , А	U_{CE0} , В	U_{CB0} , В	P_{max} , Вт	h_{fe}	Ток I_C , мА	f_T , МГц
2N2926	0,1	18	18	0,2	200	2	200
BC108	0,1	20	30	0,3	125	2	250
BC182	0,2	50	60	0,3	225	2	150
BC184	0,2	30	45	0,3	250	2	150
BC548	0,1	30	30	0,625	250	2	300
BFY51	1	30	60	0,8	—	—	50
BFY52	1	20	40	0,8	—	—	50
ZTX108	0,1	20	30	0,2	300	2	300
ZTX300	0,5	25	25	0,3	150	10	150

Таблица 5.3. Параметры $p-n-p$ -транзисторов общего назначения

Тип прибора	I_{Cmax} , А	U_{CE0} , В	U_{CB0} , В	P_{tmax} , мВт	h_{fe}	Ток I_C , мА	f_T , МГц
2N3702	0,2	25	40	360	—	—	100
2N3703	0,5	30	50	300	125	2	100
BC178	0,1	25	30	300	125	2	200
BC212	0,2	50	60	300	200	2	200
BC214	0,2	30	45	300	225	?	200
BC478	0,05	40	40	360	175	2	150
BC558	0,1	45	50	625	250	2	360
BCY70	0,2	40	50	360	150	2	200
ZTX500	0,5	25	25	300	150	10	150

Таблица 5.4. Параметры малосигнальных транзисторов

Тип прибора	I_{Cmax} , мА	U_{CE0} , В	P_{tmax} , мВт	h_{fe}	Ток I_C , мА	f_T , МГц
BC109	100	20	360	250	2	250
BC179	100	20	300	240	2	200
BC549	100	30	625	250	2	300
BC559	100	30	625	250	2	250

Таблица 5.5. Параметры переключающих транзисторов

Тип прибора	I_{Cmax} , мА	U_{CE0} , В	U_{CB0} , В	P_{tmin} , мВт	$h_{fe_{max}}$	$h_{fe_{max}}$	f_T , МГц
2N2219A	800	40	75	800	75	—	300
2N2222A	800	40	75	500	35	—	250
2N2905	600	40	60	600	150	300	200
2N3903	200	40	60	350	50	150	250
2N3904	200	40	60	310	100	300	300
2N3906	200	40	40	310	100	300	250
2N706	20	20	25	300	—	—	200
BSX20	500	15	40	360	—	—	50

Таблица 5.6. Параметры радиочастотных транзисторов

Тип прибора	I_{Cmax} , мА	U_{CE0} , В	P_{tmax} , Вт	h_{fe}	Ток I_C , мА	f_T , МГц
2N2369A	200	15	0,36	—	—	500
2N3866	400	30	3	105	50	700
2N4427	500	20	2,5	100	100	500
BF180	20	20	0,15	100	10	650
BFY90	50	15	0,2	—	—	1400

Таблица 5.7. Параметры транзисторов предварительных усилителей

Тип прибора	I_{Cmax} , А	U_{CE0} , В	U_{CB0} , В	P_{tmax} , Вт	$h_{fe_{min}}$	$h_{fe_{max}}$	f_T , МГц
2N3053	0,7	40	60	0,8	125	250	100
BC107	0,1	45	50	0,36	110	450	250
BC142	0,8	60	80	0,8	20	250	80
BC143	0,8	60	60	0,8	25	250	160
BC177	0,1	45	50	0,3	125	500	200
BC327	0,5	45	50	0,625	100	600	260
BC337	0,5	45	50	0,625	100	600	200
BC441	1	60	75	1	40	250	50
BC461	1	60	75	1	40	250	50
BC547	0,1	45	50	0,625	110	800	300
BC557	0,1	45	50	0,625	110	800	320
BFY50	1	35	80	0,8	30	—	60

Таблица 5.8. Параметры мощных транзисторов

Тип прибора	I_{Cmax}, A	U_{CE0}, B	U_{CB0}, B	$P_{tmax}, Вт$	$h_{fe_{min}}$	$h_{fe_{max}}$	$f_T, МГц$
2N3054	4	55	90	29	25	—	1
2N3055	15	60	100	115	20	70	1
BD131	3	45	70	15	20	150	60
BD132	3	45	45	15	20	60	60
MJ2955	15	60	100	150	20	70	4
TIP2955	15	60	100	90	5	30	8
TIP3055	15	60	100	90	5	30	8
TIP31A	3	60	60	40	10	60	8
TIP32A	3	60	60	40	10	40	8
TIP41A	6	60	60	65	15	—	3
TIP42A	6	60	60	65	15	—	3

Таблица 5.9. Параметры составных транзисторов (схема Дарлингтона)

Тип прибора	I_{Cmax}, A	U_{CE0}, B	U_{CB0}, B	$P_{tmax}, Вт$	$h_{fe_{min}}$	$f_T, МГц$
MJ11015	30	120	120	200	2000	—
MJ11016	30	120	120	200	2000	—
MJ2501	10	80	80	150	1000	1
MJ3001	10	80	80	150	1000	1
TIP121	5	80	80	65	1000	1
TIP126	5	80	80	65	1000	1
TIP132	8	100	100	70	1000	1
TIP137	8	100	100	70	1000	1
TIP141	10	80	80	125	1000	1
TIP146	10	80	80	125	1000	1

Постоянный ток смещения базы

$$I_B = I_C / h_{FE} = 10 / 200 = 0,05 \text{ мА.}$$

Изменение тока коллектора

$$\Delta I_C = \Delta I_B h_{fe} = 0,01 \cdot 175 = 1,75 \text{ мА.}$$

Небольшие замечания и советы

Коэффициент усиления тока h_{fe} сильно зависит от тока коллектора транзистора. У маломощных транзисторов его максимальное значение

находится в интервале от 1 до 10 мА. Особенно сильно значение этого коэффициента снижается у мощных транзисторов при значительных токах.

Большинство параметров транзистора (особенно h_{fe}) сильно изменяются от экземпляра к экземпляру. Поэтому для надежной работы схемы очень важно рассчитать ее таким образом, чтобы ее характеристики слабо зависели от параметров транзисторов, либо определить наихудший вариант сочетания параметров и спроектировать работоспособную схему именно для этого случая.

Для того чтобы максимально использовать частотные возможности транзистора, т.е. работать на частотах, близких к f_T , следует применять схему включения с общей базой.

Следует также иметь в виду, что допустимая мощность, выделяющаяся в коллекторном переходе транзистора, линейно снижается до нуля при 100 °С после того, как температура коллекторного перехода начинает превышать 40 °С.

Полевые транзисторы

Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом представлен на рис. 5.6, а. Он имеет три электрода: исток, сток и затвор. Если на затворе отсутствует напряжение, а на сток подано положительное напряжение относительно истока, то между истоком и стоком через n -канал течет максимальный ток.

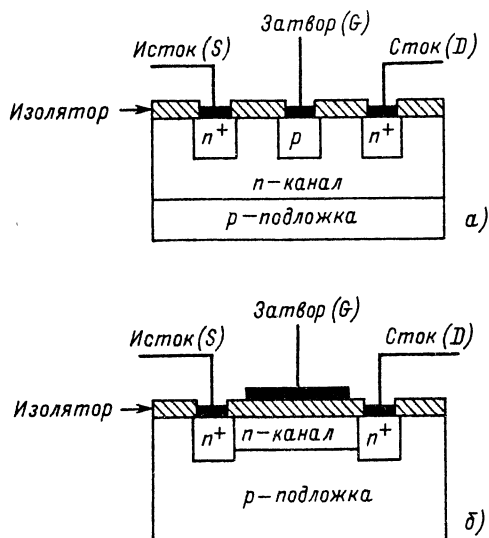


Рис. 5.6. Структуры полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом (а) и с изолированным затвором (б)

Для того чтобы его изменить, на затвор подают отрицательное напряжение относительно истока. При этом p - n -переход между областью затвора и каналом смещается в обратном направлении. Область p - n -перехода тем шире, чем больше обратное напряжение. Расширяется он в сторону канала, поэтому одновременно сам канал сужается, сопротивление его растет и ток между истоком и стоком уменьшается.

На рис. 5.6, б показано устройство полевого транзистора с изолированным затвором (МДП). Если на затвор этого прибора не подано положительное напряжение, то канал между истоком и стоком отсутствует и ток равен нулю. Канал образуется при некотором минимальном напряжении на затворе (напряжение порога). Затем сопротивление канала уменьшается по мере увеличения напряжения на затворе.

Оба рассмотренных прибора управляются напряжением (а не током, как биполярные) и имеют большое входное сопротивление. Так, полевой транзистор с управляющим p - n -переходом имеет входное сопротивление до 100 МОм, а МДП-транзистор — до 10 000 МОм. МДП-транзисторы характеризуются небольшим сопротивлением сток-исток во включенном состоянии и большим сопротивлением в выключенном состоянии, поэтому они хорошо работают в ключевом режиме.

МДП-транзисторы выполняются с встроенным и индуцированным каналами. У приборов первого типа канал технологически создается заранее. Поэтому при приложении к стоку напряжения относительно истока в цепи сразу же протекает ток стока. Его значение можно уменьшить за счет управляющего напряжения затвора. При этом канал обедняется носителями и его сопротивление увеличивается.

У приборов второго типа заранее встроенного канала не существует и поэтому отсутствует и ток стока при нулевом напряжении на затворе. Канал в них создается при достаточно большом напряжении на затворе, т.е. он обогащается носителями. Каналы могут выполняться как n -, так и p -типов. На рис. 6.7 показаны символы различных типов полевых транзисторов, а на рис. 5.8 приведены стоковые статические вольт-ам-

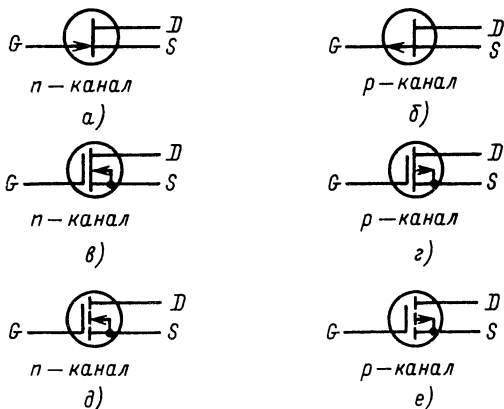


Рис. 5.7. Символы различных типов полевых транзисторов:
а, б — с управляющим p - n -переходом; в, г — МДП-транзистор с встроенным каналом; д, е — МДП-транзистор с индуцированным каналом

Рис. 5.8. Семейство вольт-амперных характеристик типичного полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа

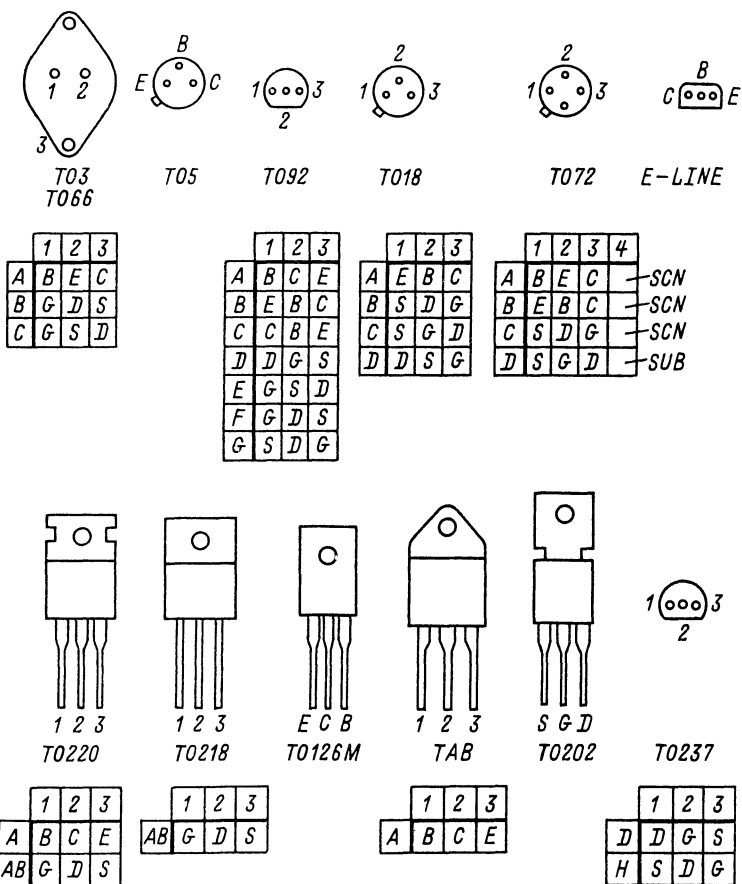
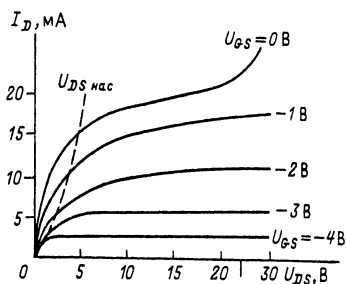


Рис. 5.9. Типы корпусов для транзисторов

перные характеристики полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа. Различные типы корпусов транзисторов приведены на рис. 5.9.

Параметры полевых транзисторов

Усилительные свойства полевого транзистора определяются отношением приращения тока стока к вызвавшему его приращению напряжения затвор — исток, т.е.

$$g_{fs} = \Delta I_d / \Delta U_{GS}.$$

Это отношение принято называть крутизной прибора, а по сути дела оно является передаточной проводимостью и измеряется в миллиамперах на вольт (мА/В).

Другие важнейшие параметры полевых транзисторов приведены ниже: I_{Dmax} — максимальный ток стока; U_{DSmax} — максимальное напряжение сток—исток; U_{GSmax} — максимальное напряжение затвор—исток; P_{Dmax} — максимальная мощность, которая может выделяться в приборе; $t_{r\text{тип}}$ — типовое время нарастания тока стока при идеально прямоугольной форме сигнала на затворе; $t_{f\text{тип}}$ — типовое время спада тока стока при идеально прямоугольной форме сигнала на затворе; $R_{DS(on)max}$ — максимальное значение сопротивления исток—сток во включенном состоянии.

Напряжение смещения в полевом транзисторе

Как и в случае биполярных транзисторов, для обеспечения линейного режима работы полевого транзистора необходимо задать начальное смещение его электродов. Полярность напряжения смещения может быть разной в зависимости от типа прибора. Напряжение смещения действует между затвором и истоком транзистора. В цепи стока течет постоянный ток, соответствующий заданному смещению, которое у разных приборов может находиться в диапазоне от $-2,5$ до $+2,5$ В. Параметры различных полевых транзисторов приведены в табл. 5.10 — 5.15.

Пример 5.5. Ток стока полевого транзистора равен 100 мА при напряжении затвор—исток -1 В. Крутизна прибора 250 мА/В. Определите изменение тока стока, если напряжение на затворе составляет $-1,1$ В.

Изменение тока стока ΔI_D равно произведению крутизны на изменение напряжения затвор—исток, т.е.

$$\Delta I_D = g \Delta U_{DS} = 250 \cdot 0,1 \text{ В} = 25 \text{ мА}.$$

Пример 5.6. МДП-транзистор используется для переключения тока $I_L = 12$ А. Транзистор может рассеять мощность не более 75 Вт. Опреде-

Таблица 5.10. Общая характеристика полевых транзисторов

Тип прибора	Отечественный аналог	Технология	Тип канала	Назначение прибора	Эквивалент	Комплементарный прибор	Корпус
2SJ50	—	МДП	<i>p</i>	Усилитель мощности звуковой частоты	2SJ56	2SK135	ТО3В
2SJ56	—	МДП	<i>p</i>	То же	2SJ50	2SK176	ТО3В
2SK135	—	МДП	<i>n</i>	” ”	2SK176	2SK50	ТО3В
2SK176	—	МДП	<i>n</i>	” ”	2SK135	2SK56	ТО3В
2N3819	КП303Г, КП302Б	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Общего назначения		2N3820	ТО92D
2N3820	—	<i>p-n</i>	<i>p</i>	То же		2N3819	ТО92D
2N4092	КП905А	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Переключательный			ТО18В
2N4118	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Общего назначения			ТО72D
2N4220	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Малошумящий			ТО72С
2N4351	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Переключательный			ТО72D
2N4391	КП914	<i>p-n</i>	<i>n</i>	”	2N4392		ТО18В
2N4392	КП914	<i>p-n</i>	<i>n</i>	”	2N4391		ТО18В
2N4393	КП333	<i>p-n</i>	<i>n</i>	”	2N4392		ТО18В
2N4416	КП323	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Радиочастотный усилитель			ТО72С
2N4858	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Переключательный			ТО18D
2N4861	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	”			ТО18С
2N5457	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Общего назначения			ТО92Е
2N5460	—	<i>p-n</i>	<i>p</i>	Малошумящий	2N5461		ТО92Е
2N5461	—	<i>p-n</i>	<i>p</i>	”	2N5460		ТО92Е
2N5486	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Радиочастотный усилитель			ТО92Е
2N7000	—	МДП	<i>n</i>	Переключательный			ТО92D
2N7007	—	МДП	<i>n</i>	”			ТО92D
2N7010	—	МДП	<i>n</i>	Общего назначения			ТО237D
2N7014	—	МДП	<i>n</i>	То же			ТО220АВ
2N7054	—	МДП	<i>n</i>	”			ТО218АВ
2N7055	—	МДП	<i>n</i>	”			ТО218АВ
2N7058	—	МДП	<i>n</i>	Общего назначения			ТО218АВ
BF244А	КП307Ж	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Радиочастотный усилитель	BF245А		ТО92D
BF245А	КП329А	<i>p-n</i>	<i>n</i>	” ”	BF244А		ТО92Е

Продолжение табл. 5.10

Тип прибора	Отечественный аналог	Технология	Тип каталог	Назначение прибора	Эквивалент	Комплектный прибор	Корпус
BUZ 11	—	МДП	<i>n</i>	Переключательный			ТО220АВ
IRF120	—	МДП	<i>n</i>	Общего назначения			ТО3С
JRF130	КП912	МДП	<i>n</i>	То же			ТО3С
IRF330	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО3С
IRF510	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF511		ТО220АВ
IRF511	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF510		ТО220АВ
IRF520	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
IRF530	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF531		ТО220АВ
IRF531	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF530		ТО220АВ
IRF540	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
IRF610	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
IRF620	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF621		ТО220АВ
IRF621	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF620		ТО220АВ
IRF640	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
IRF710	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
IRF720	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
IRF730	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF720		ТО220АВ
IRF830	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF831		ТО220АВ
IRF831	—	МДП	<i>n</i>	" "	IRF830		ТО220АВ
IRF840	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО220АВ
J309	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	Радиочастотный усилитель	J310		ТО92Е
J310	—	<i>p-n</i>	<i>n</i>	То же	J309		ТО92Е
VN10LM	—	МДП	<i>n</i>	Общего назначения	VN10KM		ТО237D
VN10KM	—	МДП	<i>n</i>	То же	VN10LM		ТО237D
VN46AF	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО202
VN66AF	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО202
VN88AF	—	МДП	<i>n</i>	" "			ТО202

Таблица 5.11. МДП-усилители мощности звуковой частоты

Тип прибора	I_{Dmax} , А	U_{DSmax} , В	P_{Dmax} , Вт	$g_{fs\sin}$, мА/В
2SJ50	7	160	100	700
2SJ56	8	200	120	700
2SK135	7	160	100	700
2SK176	8	200	120	700

Таблица 5.12. Параметры МДП-транзисторов общего назначения

Тип прибора	I_{Dmax} , А	U_{DSmax} , В	P_{Dmax} , Вт	g_{fsmin} , А/В	$R_{DS(on)max}$, Ом
2N7000	0,28	60	0,8	0,1	5
2N7007	0,087	240	0,8	0,03	45
2N7010	1,3	60	1,2	0,75	0,35
2N7014	3,5	100	20	8	0,8
2N7054	38	100	150	8	0,06
2N7055	28	200	150	6	0,1
2N7058	12	500	150	4	0,45
BUZ11	30	50	75	1,5	0,04
IRF120	8	100	40	4	0,3
IRF130	14	100	75	3	0,18
IRF330	5,5	400	75	1	1
IRF510	4	100	20	1	0,6
IRF511	4	60	20	1,5	0,6
IRF520	8	100	40	4	0,3
IRF530	14	100	75	4	0,18
IRF531	14	60	75	6	0,18
IRF540	27	100	125	0,8	0,09
IRF610	2,5	200	20	1,3	1,5
IRF620	5	200	40	1,3	1,8
IRF621	5	150	40	6	0,8
IRF640	18	200	125	6	0,18
IRF710	1,5	400	20	0,5	3,6
IRF720	3	400	40	1	1,8
IRF730	5,5	400	75	3	1,5
IRF830	4,5	500	75	2,5	1,5
IRF831	4,5	450	75	2,5	1,5
IRF840	8	500	125	4	0,85
VN10LM	0,3	60	1	0,2	5
VN10KM	0,3	60	1	0,1	—
VN46AF	2	40	15	0,15	3
VN66AF	1,8	60	15	0,2	3
VN88AF	1,6	80	15	0,2	4

Таблица 5.13. Параметры полевых транзисторов общего назначения с p-n-переходом

Тип прибора	I_{Dmax} , мА	U_{DSmax} , В	P_{Dmax} , МВт	g_{fsmin} , мА/В
2N3819	—	25	2001	2
2N3820	—	25	200	0,8
2N4118	—	40	300	—
2N5457	10	25	310	1

Таблица 5.14. Параметры переключаемых полевых транзисторов с $p-n$ -переходом

Тип прибора	U_{DSmax} , В	U_{GSmax} , В	P_{Dmax} , Вт	$t_{r\text{тип}}$, нс	$t_{f\text{тип}}$, нс
2N4092	40	-7	1,8	20	—
2N4351	30	-5	0,3	65	100
2N4391	40	-10	1,8	5	15
2N4392	40	-5	1,8	5	20
2N4393	40	-3	1,8	5	20
2N4858	40	-4	1,8	5	—
2N4861	30	-4	0,36	10	—

Таблица 5.15. Параметры радиочастотных и маломощных полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом

Тип прибора	I_{Dmax} , мА	U_{DSmax} , В	P_{Dmax} , мВт	$g_{fs\text{min}}$, мА/В
2N4220	15	30	300	1
2N4416	—	25	300	4
2N5486	—	25	310	4
BN244A	100	30	360	3
BN245A	100	30	360	3
J309	—	25	360	10
J310	—	25	360	8

лите требуемое значение сопротивления транзистора во включенном состоянии $R_{DS(on)}$. Рассеиваемая в транзисторе мощность

$$P_D = I_L^2 R_{DS(on)},$$

поэтому

$$R_{DS(on)} = \frac{P_{Dmax}}{I_L^2} = \frac{75}{(12)^2} = 0,52 \text{ Ом.}$$

Для надежной работы устройства следует выбрать транзистор с несколько меньшим значением прямого сопротивления. Например, подойдет транзистор типа IRF530, имеющий прямое сопротивление 0,20 м.

Небольшие замечания и советы

Следует помнить, что МДП-транзистор может быть поврежден статическим электричеством, накапливающимся на емкости его затвора. Поэтому целесообразно закорачивать между собой все выводы тран-

зистора вплоть до впаивания его в схему. Полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом не обладают таким недостатком.

Значение крутизны полевого транзистора зависит от тока стока. Для маломощных приборов крутизна измеряется в пределах изменения тока стока от 1 до 10 мА.

Большинство параметров полевого транзистора (особенно крутизна) могут сильно изменяться. Поэтому важно рассчитывать схему на минимальное значение крутизны, чтобы быть уверенным в надежной работе устройства в случае смены транзистора.

Допустимая мощность, которую может рассеять мощный МДП-транзистор, линейно снижается до нуля при 100 °С после того, как температура прибора превысит 40 °С.

Глава 6

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Типы интегральных схем

Интегральные схемы — это законченные комплексные устройства, изготовленные в маленькой кремниевой пластинке. Одно такое устройство может содержать от 10 до 100 000 активных элементов (диодов и транзисторов) и, за исключением некоторых специальных приборов (например, усилителей большой мощности), подобная конструкция полностью вытеснила дискретную схемотехнику.

Интегральные схемы делятся на два крупных класса: линейные (аналоговые) и цифровые. Типичным примером аналоговых схем являются операционные усилители, а цифровых — логические микросхемы. Кроме того, имеются микросхемы и некоторого "промежуточного" класса. К ним относятся, например, аналого-цифровые преобразователи (АЦП), цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) и таймер серии 555. Этот таймер содержит два операционных усилителя, работающих в качестве компараторов напряжения, соединенных с цифровой бистабильной частью, буферный усилитель и транзистор с открытым коллектором.

Корпуса интегральных схем

Наиболее распространенной формой корпуса интегральных микросхем является корпус типа DIL (dual-in-line: два — в линию), который выполняется пластмассовым (DIP) или керамическим. Стандартный корпус DIL может иметь 8, 14, 16, 28 или 40 выводов с шагом 2,5 мм (рис. 6.1).

Плоский корпус (металлостеклянный или стеклянно-керамический) широко применяется для планарного монтажа на печатных платах. Для закрепления выводов этого корпуса не требуется сверлить отверстия в

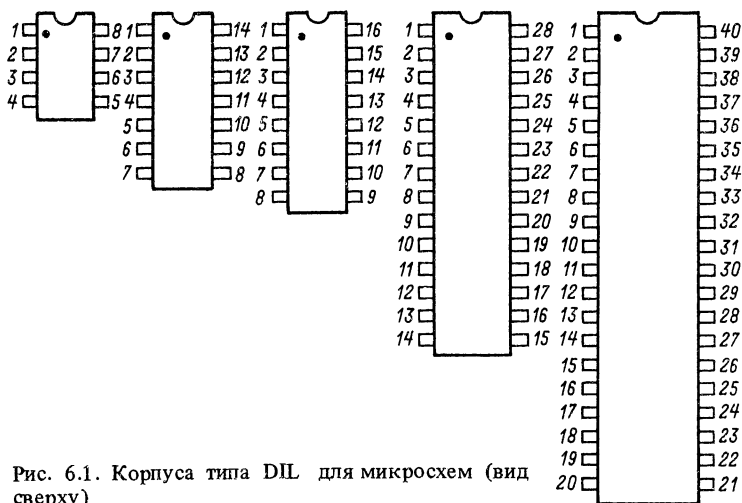


Рис. 6.1. Корпуса типа DIL для микросхем (вид сверху)

монтажной плате, а его выводы расположены с шагом 1,25 мм. В последнее время пользуются все большей популярностью корпуса типа SIL (single-in-line: один в линию) и QIL (quad-in-line: четыре в линию), но применяются также и корпуса TO-5, TO-72, TO-3 и TO-220. Например, TO-220 обычно используется для трехвыводных стабилизаторов напряжения.

Кодировка интегральных схем

Европейская система кодировки интегральных схем состоит из трех букв, за которыми следуют три или четыре знака, обозначающие номер серии, а также тип корпуса.

Первая буква обозначает класс, к которому относится интегральная схема: S — цифровая схема, T — аналоговая, U — аналого-цифровая.

Вторая буква — серия (буква H обозначает гибридные микросхемы).

Третья буква — рабочий диапазон температур:

A — диапазон не определен;

B — от -0 до $+70^{\circ}\text{C}$;

C — от -55 до $+125^{\circ}\text{C}$;

D — от -25 до $+70^{\circ}\text{C}$;

E — от -25 до $+85^{\circ}\text{C}$;

F — от -40 до $+85^{\circ}\text{C}$.

Последняя буква определяет тип корпуса:

B — DIL;

C — цилиндрический корпус;

D — DIL;

F — плоский корпус;
P — DIP;
Q — QIL;
U — бескорпусная микросхема.

На некоторых микросхемах кодируется название фирмы-изготовителя (табл. 6.1).

Таблица 6.1. Буквы, символизирующие названия фирм-изготовителей, встречающиеся в обозначении интегральных микросхем

Буквенное обозначение	Фирма	Буквенное обозначение	Фирма
AD	Analog Devices	MC	Motorola
Am	Advanced Micro Devices	MC	Signetics
AH	National Semiconductor	MC	Texas Instruments
AY	General Instrument	Mj	Plessey
C	Intel	MK	Mostek
CD	RCA	PCF	Signetics
CDP	RCA	PIC	Plessey
D	Intel	PNA	Mullard
DG	Siliconix	R	Rockwell
DM	National Semiconductor	R	Raytheon
DS	National Semiconductor	RAY	Raytheon
DP	Advanced Micro Devices	RC	Raytheon
DP	National Semiconductor	S	American Microsystems
EF	Thomson/EFCIS	SAA	Mullard
F	Fairchild	SAA	Signetics
F	Ferranti	SAB	Mullard
H	SGS	LS	Texas Instruments
HC	Hughes	TEA	Signetics
HD	Hitachi	TIB	Texas Instruments
HEF	Mullard	TIC	Texas Instruments
HEF	Signetics	TIF	"
HM	Hitachi	TIL	"
HN	Hitachi	TIM	"
I	Intel	TIP	"
ICL	Intersil	TL	"
IM	Intersil	TLC	"
INS	National Semiconductor	TMM	Toshiba
KMM	Texas Instruments	TMP	Texas Instruments
LF	National Semiconductor	TMS	Texas Instruments
LM	National Semiconductor	UA	Signetics
LM	Signetics	UA	Texas Instruments
LM	Texas Instruments	UCN	Sprague
G	GTE	UDN	Sprague
NM	National Semiconductor	ML	Plessey
M	Mitsubishi	MM	National Semiconductor
MAB	Mullard	MN	Plessey
MBL	Fujitsu	MP	Micro Power Systems

Продолжение табл. 6.1

Буквенное обозначение	Фирма	Буквенное обозначение	Фирма
SAF	Mullard	MSM	OKI
SCB	Signetics	MV	Plessey
SCN	Signetics	N	Signetics
SCP	Solid State Scientific	NE	Signetics
SE	Signetics	Nj	Plessey
SL	Plessey	NS	National Semiconductor
SN	Texas Instruments	NSC	National Semiconductor
SP	Plessey	P	Advanced Micro Devices
SY	Synertek	P	Intel
TAB	Plessey	PC	Signetics
TBP	Texas Instruments	PCB	Mullard
TC	Toshiba	PCF	Mullard
TCA	Signetics	UDB	Texas Instruments
TCM	Texas Instruments	UGN	Sprague
TDA	Mullard	ULN	Signetics
TDA	Signetics	ULN	Sprague
ULN	Texas Instruments	Z	Zilog
UPB	NEC	Z	SGS
UPD	NEC	ZN	Ferranti
VM	Texas Instruments	μ A	Texas Instruments
X	Xicor	μ PD	NEC
XR	Raytheon		

Пример 6.1. Интегральная схема ТВА810Р является аналоговой монолитной микросхемой в корпусе типа DIP. Ее рабочий температурный диапазон не определен.

Прибор АА1056Р представляет собой интегральную цифровую микросхему в корпусе типа DIP. Рабочий температурный диапазон не определен. Прибор SAF 2039Р является цифровой интегральной микросхемой в корпусе типа DIP. Рабочий температурный диапазон от -40 до $+85$ °С.

Цифровые интегральные схемы

Цифровые интегральные схемы применяются очень широко в различных электронных устройствах, не говоря уж об их очевидной области применения — вычислительной технике. Цифровые сигналы передают информацию либо в виде величины, кратной стандартному временному интервалу между ними, либо в виде двух уровней сигнала: низкого уровня (логический 0) и высокого уровня (логическая 1).

Количество полупроводниковых приборов, заключенных в одной интегральной микросхеме, определяется понятием "уровень интеграции". В табл. 6.2 приведена количественная характеристика этого понятия.

Таблица 6.2. Характеристика уровня интеграции

Уровень интеграции	Аббревиатура	Количество логических вентилях
Низкий	SSI (МИС)	До 10
Средний	MSI (СИС)	До 100
Высокий	LSI (БИС)	До 1000
Очень высокий	VLSI	До 10 000
Супервысокий	SLSI (СБИС)	До 100 000

Логические вентили

На рис. 6.2 приведены символы логических вентилях, принятые Британским (BS) и Американским (MIL/ANSI) стандартами. Там же показаны таблицы состояний, характеризующие логические операции, выполняемые каждым вентилем. Инверторы и буферы имеют по одному входу, исключаяющие ИЛИ — два входа, а остальные (И, ИЛИ, И–НЕ, ИЛИ–НЕ) обычно имеют до восьми входов.

Буфер

Он предназначен для согласования выходных и входных уровней сигналов микросхем разного типа, а также для увеличения мощности, отдаваемой микросхемой в нагрузку. Буфер не осуществляет каких-либо логических операций. Если на его вход поступает логическая 1, то она же будет на выходе, если поступает логический 0, то на выходе также будет 0.

Инвертор

Логическая функция инвертора состоит в преобразовании логической 1 на входе в логический 0 на выходе. Инвертор также выполняет функции согласующего звена, как и буфер.

Логическая схема И

Она осуществляет операцию логического умножения сигналов. На выходе схемы присутствует сигнал логическая 1, если 1 имеется на всех входах схемы. Если хотя бы на одном входе присутствует логический 0, то на выходе схемы будет 0.















Логическая функция	Стандарт США	Стандарт Великобритании 83339	Таблица истинности															
Буфер			<table><tr><td>X</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td></tr></table>	X	Y	0	0	1	1									
X	Y																	
0	0																	
1	1																	
Инвертор (НЕ)			<table><tr><td>X</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td></tr></table>	X	Y	0	1	1	0									
X	Y																	
0	1																	
1	0																	
И			<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	Y	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1
A	B	Y																
0	0	0																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																
И-НЕ			<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	Y	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0
A	B	Y																
0	0	1																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
ИЛИ			<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr></table>	A	B	Y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
A	B	Y																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	1																
ИЛИ-НЕ			<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	Y	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
A	B	Y																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	0																
Исключающее ИЛИ			<table><tr><td>A</td><td>B</td><td>Y</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr><tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr><tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr></table>	A	B	Y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0
A	B	Y																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																

Рис. 6.2. Символы логических элементов и таблицы истинности

Логическая схема ИЛИ

Она осуществляет операцию логического сложения сигналов. На выходе схемы присутствует логическая 1 в том случае, если логическая 1 есть хотя бы на одном из входов. Сигнал 0 на выходе появляется тогда, когда на всех входах одновременно присутствует логический 0.

Логическая схема И-НЕ

Сигнал на выходе этой схемы является инвертированным выходным сигналом схемы И. Если на всех входах схемы И-НЕ присутствует логическая 1, то на выходе будет 0. Любая другая комбинация входных сигналов обуславливает появление логической 1 на выходе схемы.

Логическая схема ИЛИ–НЕ

Сигнал на выходе этой схемы является инвертированным выходным сигналом схемы ИЛИ. Если на всех входах схемы ИЛИ–НЕ имеется логический 0, то на ее выходе логическая 1. Любые другие комбинации входных сигналов обуславливают появление логического 0 на выходе схемы.

Логическая схема исключающее ИЛИ

Эта схема имеет на выходе логическую 1, если на одном из ее входов имеется логическая 1, а на другом — 0. Если же на обоих входах схемы присутствуют логический 0 или логическая 1, то на выходе будет 0.

Ждущий мультивибратор

Логическая схема с одним устойчивым состоянием на выходе называется ждущим мультивибратором. Выходной сигнал этой схемы равен 0 до тех пор, пока на ее вход не поступит сигнал запуска. Срабатывание микросхемы происходит либо при изменении входного сигнала от 0 к 1 (положительный фронт), либо при изменении входного сигнала от 1 к 0 (отрицательный фронт). Обычно микросхема имеет два соответствующих входа. В момент срабатывания выходной сигнал изменяется от 0 к 1. Время сохранения высокого уровня сигнала на выходе определяется внешней RC -цепью. Затем выходной сигнал снова становится равным 0 и схема ждет прихода следующего сигнала запуска.

Примером такой микросхемы из серии ТТЛ является схема 74121 (рис. 6.3). Этот ждущий мультивибратор может срабатывать как от положительного, так и от отрицательного фронта запускающего сигнала и имеет два комплементарных выхода Q и \bar{Q} . К микросхеме требуется присоединить один внешний резистор и один внешний конденсатор. Входы микросхемы $A1$, $A2$ и B для выбора режима запуска могут быть соединены следующими тремя способами:

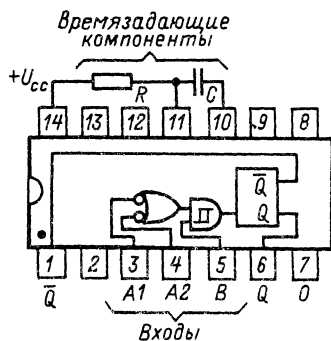


Рис. 6.3. Внутренняя структура одновибратора 74121

- 1) если входы $A1$ и $A2$ присоединены к логическому 0, то запуск схемы осуществляется положительным фронтом по входу B ;
- 2) если входы $A1$ и B присоединены к логической 1, то запуск схемы осуществляется отрицательным фронтом по входу $A2$;
- 3) если входы $A2$ и B присоединены к логической 1, то запуск схемы осуществляется отрицательным фронтом по входу $A1$.

Аналогом микросхемы 72121 является микросхема К155АГ1.

Небольшие замечания и советы

Запущенный ждущий мультивибратор 74121 нечувствителен к входным сигналам $A1$, $A2$, B . Повторно его можно запустить по истечении временного интервала, равного длительности сформированного сигнала.

Минимальная длительность запускающего сигнала ждущего мультивибратора 74121 равна 50 нс. Максимальная длительность выходного сигнала может составлять несколько секунд. Сопротивление используемых резисторов изменяется в пределах от 1,5 до 47 кОм. Максимальное значение емкости конденсатора ограничивается лишь его током утечки и может составлять несколько сот микрофарад.

Триггер

Триггер имеет на выходе два устойчивых состояния: 0 или 1. Установившийся уровень выходного сигнала сохраняется сколь угодно долго до момента прихода следующего запускающего сигнала. Ниже описаны некоторые разновидности триггеров.

$R-S$ -триггер

Это самая простая разновидность триггера (рис. 6.4). Устройство имеет два входа: установление (SET) в состояние 1 и восстановление ($RESET$) в состояние 0 и два комплементарных выхода Q и \bar{Q} . Сигнал логической 1, поданный на вход S , вызывает (или подтверждает) сигнал

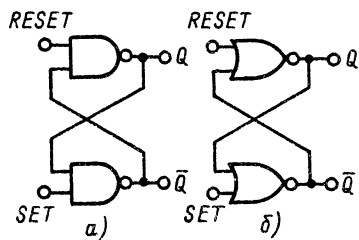


Рис. 6.4. $R-S$ -триггер на основе схем:
а – И–НЕ; б – ИЛИ–НЕ

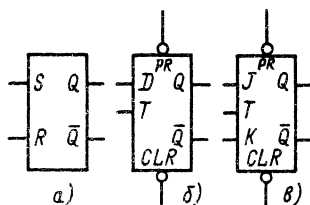


Рис. 6.5. Символы триггеров $R-S$ - (а), D - (б) и $J-K$ -типов (в)

логической 1 на входе Q . Тот же сигнал на входе R вызывает (или подтверждает) логический 0 на выходе Q . С другой стороны, триггер сохраняет свое установившееся состояние вплоть до прихода следующего входного сигнала.

D-триггер

Триггер этого типа имеет два входа: информационный вход или вход задержки (delay) и тактовый вход T . Сигнал логического 0 на входе D вызывает (или подтверждает) состояние логического 0 на выходе триггера в тот момент, когда на входе T появляется тактовый сигнал, соответствующий логической 1. Если на входе D появляется логическая 1, то на выходе логическая 1 устанавливается опять-таки в момент прихода тактового сигнала на вход T .

Таким образом, при логической 1 на входе T триггер записывается информация, соответствующая информации на входе D , т.е. триггер выполняет функцию элемента задержки на один такт. В устройстве могут быть предусмотрены дополнительные вспомогательные входы, которые позволяют устанавливать или восстанавливать на выходе прибора 1 или 0. Они обычно называются *PRESET* (*PR*) и *CLEAR* (очищающий — *CLR*). Триггеры *D*-типа используются в качестве элементов памяти или двоичных делителей частоты.

J-K-триггер

J-K-триггер имеет два тактовых входа (J и K), два прямых входа (*PRESET* и *CLEAR*), счетный вход *CLOCK* (*CK*) и два комплементарных выхода Q и \bar{Q} . При установлении логического 0 на входах *PR* или *CK* на выходе Q устанавливаются соответственно 1 или 0.

Символы триггеров различных типов показаны на рис. 6.5.

Небольшие замечания и советы

R-S-триггер может быть легко реализован путем соединения логических схем ИЛИ–НЕ, а также И–НЕ, как показано на рис. 6.4. Для этого триггера запрещена комбинация входных сигналов $R = 1$ и $S = 1$. При этом состояние выходов схемы может быть любым.

J-K-триггер обладает наибольшими функциональными возможностями по сравнению с другими типами триггеров.

Семейства логических элементов

Цифровые интегральные схемы принято классифицировать в соответствии с технологией их изготовления. Семейство, к которому принадлежит микросхема, характеризует времена ее переключения, помехоза-

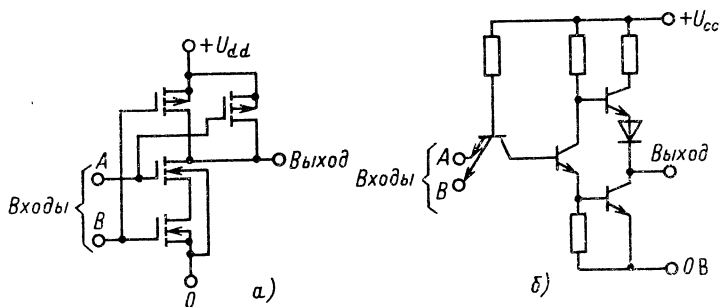


Рис. 6.6. Структура двухходовых схем И:
 а — КМДП-логика; б — ТТЛ

щищенность, потребляемую мощность и т.п. Речь идет о двух принципиально разных технологиях.

Первое семейство микросхем основано на использовании биполярных приборов и называется транзисторно-транзисторной логикой (ТТЛ), а второе семейство микросхем основано на использовании полевых комплементарных транзисторов с изолированным затвором (КМДП). На рис. 6.6 приведены примеры двухходовых микросхем типа И, относящихся к семействам КМДП-логики и ТТЛ.

Серия 74 является наиболее часто используемой разновидностью ТТЛ. Приборы этой серии имеют маркировку, в начале которой указан номер 74. Варианты приборов внутри этой серии устанавливаются с помощью буквы, находящейся за номером 74:

- нет буквы — стандартный ТТЛ-прибор;
- С — КМДП-аналог ТТЛ-прибора;
- F — быстродействующий прибор;
- H — быстродействующий прибор;
- S — прибор с транзисторами Шоттки (улучшены быстродействие и помехозащищенность);
- LS — маломощный прибор с транзисторами Шоттки;
- HC — быстродействующий КМДП-аналог ТТЛ-прибора (входы совместимы с КМДП-логикой);
- HCT — быстродействующий КМДП-аналог ТТЛ-прибора (входы совместимы с ТТЛ).

Наиболее распространенной для КМДП-логики является серия 4000. Приборы этой серии маркируются с помощью следующих букв:

- нет буквы — стандартный КМДП-прибор;
- A — стандартный (без буфера) КМДП-прибор;
- B, BE — улучшенный (с буфером) КМДП-прибор;
- UB, UBE — улучшенный (без буфера) КМДП-прибор.

Пример 6.2. Обозначение 4001UBE обозначает, что это улучшенная (без буфера) версия 4001 прибора. Интегральная микросхема 74LSi4 является маломощной с транзисторами Шоттки версией прибора ТТЛ серии 7414.

Характеристики логической микросхемы

Логические уровни — это диапазон напряжений, используемый для представления логического 0 или 1. Логические уровни КМДП-микросхем заметно отличаются от уровней ТТЛ. В частности, логические уровни КМДП-микросхем определяются относительно значения питающего напряжения, а уровни ТТЛ-микросхем не зависят от него. В табл. 6.3 приведены ориентировочные значения выходных напряжений логических микросхем.

Таблица 6.3. Значение выходных напряжений логических микросхем

Сигнал	Тип микросхемы	
	КМДП	ТТЛ
Логическая 1	$> 2/3 U_{dd}$	$> 2 \text{ В}$
Логический 0	$< 1/3 U_{dd}$	$< 0,8 \text{ В}$
Неопределенность	От $1/3 U_{dd}$ до $2/3 U_{dd}$	От 0,8 до 2 В

Примечание. U_{dd} — напряжение питания КМДП-микросхем.

Помехоустойчивость логического прибора — это мера его способности не реагировать на сигнал помехи. Чем выше запас помехоустойчивости, тем лучше приспособлен прибор к работе в условиях повышенного уровня шума.

Запас помехоустойчивости определяется как разность минимального значения высокого уровня выходного напряжения ($U_{\text{ВЫХ min}}^1$) и минимального значения входного напряжения, соответствующего уровню логической 1, т. е.

$$\Delta U_{\text{пом}}^1 = U_{\text{ВЫХ min}}^1 - U_{\text{ВХ min}}^1.$$

Запас помехоустойчивости по низкому уровню определяется как разность максимального значения низкого уровня выходного напряжения и максимального значения входного напряжения, соответствующего уровню логического 0, т. е.

$$\Delta U_{\text{пом}}^0 = U_{\text{ВЫХ max}}^0 - U_{\text{ВХ max}}^0.$$

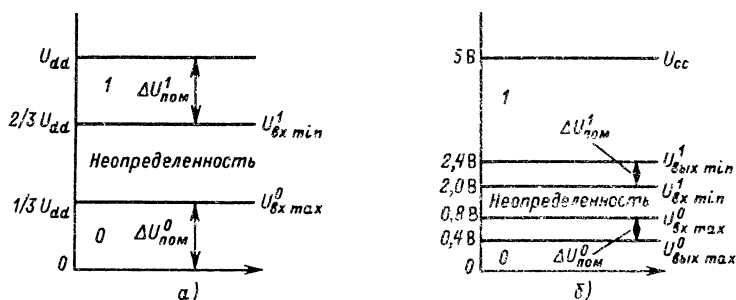


Рис. 6.7. Уровни срабатывания и помехоустойчивость микросхем КМДП-логики (а) и ТТЛ (б)

Таблица 6.4. Параметры ТТЛ и КМДП-логики

Параметр	Семейства микросхем			
	74	74LC	74НС	40ВЕ
Максимальное напряжение питания, В	5,25	5,25	5,5	18
Минимальное напряжение питания, В	4,75	7,75	4,5	3
Статическая потребляемая мощность, МВт	10	2	—	—
Динамическая потребляемая мощность на один вентиль при 100 кГц, МВт	10	2	0,2	0,1
Задержка прохождения сигнала, нс	10	10	10	105
Максимальная частота работы, МГц	35	40	40	12
Произведение скорости на мощность, 1 мВт на 100 кГц	100	20	1,2	11
Минимальный выходной ток (при $U_{вых} = 0,4 В$), мА	16	8	4	1,6
Коэффициент разветвления по выходу	40	20	10	4
Максимальный входной ток (при $U_{вх} = 0,4 В$), мА	-1,6	-0,4	$\pm 0,01$	-0,001

Запас помехоустойчивости ТТЛ серии 7400 равен 400 мВ, а для серий КМДП-приборов он составляет $1/3 U_{dd}$ (рис. 6.7). В табл. 6.4 сравниваются наиболее важные параметры семейств ТТЛ и КМДП-логики.

Шина данных микропроцессора, совместимая с цифровыми интегральными микросхемами, характеризуется тремя выходными состоя-

Таблица 6.5. Значения коэффициентов разветвления

Тип прибора	Коэффициент разветвления				
	74	74LS	74S	74НС	КМДП
74	10	40	8	Неограничен	Неограничен
74 (буфер)	30	60	24	”	”
74LS	5	20	4	”	”
74LS (буфер)	15	60	12	”	”
74НС	2	10	2	”	”
74НС (буфер)	4	15	4	”	”
КМДП	—	1	—	50	50

ниями. Третье состояние "Разомкнуто" используется для того, чтобы избежать ложных срабатываний, если одновременно несколько логических вентилях воздействует на шину данных. Такие приборы имеют вход, обозначаемый EN (ENABLE) или CS (CHIP SELECT), который позволяет воздействовать на шину данных. Он может быть активным либо при изменении сигнала от 0 к 1, либо от 1 к 0. На символе прибора маленький кружок часто используется для обозначения активного на 0 входа EN или CS.

Коэффициент объединения по входу $K_{об}$ определяет максимальное число входов цифровых микросхем.

Коэффициент разветвления по выходу (нагрузочная способность) $K_{раз}$ характеризует число входов аналогичных элементов, которые могут быть без нарушения своей работоспособности подключены к выходу предыдущего логического элемента. Коэффициент разветвления предыдущего логического элемента должен быть больше или равен коэффициенту объединения последующего логического элемента. Коэффициенты разветвления различных приборов приведены в табл. 6.5.

Небольшие замечания и советы

Большинство ТТЛ и КМДП-логических систем имеют единственную шину электропитания +5 В. Стабильность этого напряжения для приборов ТТЛ составляет $\pm 5\%$ (от 4,75 до 5,25 В).

При питании микросхем (особенно КМДП) пониженным напряжением значительно возрастает время задержки распространения сигнала.

Абсолютный максимум питающего напряжения приборов ТТЛ равен 7 В. При превышении его прибор очень быстро разрушается.

Логические КМДП-приборы допускают больший диапазон изменения питающего напряжения, чем приборы ТТЛ. Обычно этот диапазон лежит в пределах от 3 до 15 В. Учитывая, что КМДП-приборы потребляют су-

щественно меньшую мощность, чем ТТЛ-приборы, их предпочтительнее использовать в портативной аппаратуре, питающейся от батарей.

Приборы ТТЛ потребляют значительно больший ток от источника электропитания, чем их КМДП-аналоги. Например, простейший ТТЛ-вентиль потребляет 8 мА, что примерно в 1000 раз больше потребления аналогичного КМДП-вентиля, работающего с частотой 10 кГц.

Статическая мощность потребления КМДП-микросхем пренебрежимо мала. Однако с ростом частоты переключений прибора и на частотах порядка нескольких мегагерц она может сравняться или даже превысить потребление аналогичного ТТЛ-прибора.

При питании от источника напряжения 5 В КМДП-приборы обладают большей помехоустойчивостью, чем их ТТЛ-аналоги. Поэтому им следует отдавать предпочтение при проектировании устройств, работающих на не слишком больших частотах в условиях высокого уровня помех, например при управлении электромоторами.

Все современные КМДП-приборы защищены по входу диодами от накопления статического электричества. Но не следует слишком полагаться на эту защиту. Нельзя пренебрегать мерами безопасности типа закорачивания выводов не поставленного в схему прибора или заземления паяльника при работе с ними.

Не имеющие буфера КМДП-приборы характеризуются меньшим временем распространения сигнала, но и меньшей помехоустойчивостью по сравнению с приборами с буфером.

Неиспользуемые входы ТТЛ-схем следует присоединять к шине питания через резистор сопротивлением 1–2,2 кОм. Заметим, что можно ставить один резистор для 25 объединенных выводов микросхемы. Свободные входы КМДП-приборов присоединяются либо к шине питания, либо к нулевой шине в зависимости от выполняемых логических функций.

При монтаже всех типов микросхем следует предусматривать емкостные фильтры напряжения питания. Емкости до 100 нФ устанавливаются на соответствующие выводы микросхемы (или группы микросхем). Емкости до 100 мкФ устанавливаются на входе шины питания большой группы микросхем. Как правило, конденсатор емкостью 10 или 100 нФ устанавливается около каждого двух или четырех корпусов микросхем. Емкость от 4,7 до 47 мкФ предназначена для группы из восьми или десяти корпусов микросхемы. При установке буферных усилителей требуется дополнительная развязка по питанию.

Основные параметры цифровых интегральных микросхем приведены в табл. 6.6–6.20.

Таблица 6.6. Семейство ТТЛ 7400

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.8)
7400	K155ЛА3	Вентиль	14	<i>а</i>
7401	K155ЛА8	”	14	<i>б</i>
7403	K155ЛА9	”	14	<i>а</i>
7404	K155ЛН1	Инвертор	14	<i>г</i>
7405	K155ЛН2	”	14	<i>г</i>
7406	K155ЛН3	”	14	<i>г</i>
7407	K155ЛН4	Буфер	14	<i>д</i>
7408	K155ЛИ1	Вентиль	14	<i>е</i>
7409	K155ЛИ2	”	14	<i>е</i>
7410	K155ЛА4	”	14	<i>ж</i>
7411	K155ЛИ3	”	14	<i>з</i>
7412	K155ЛА10	”	14	<i>ж</i>
7413	K155ТЛ1	”	14	<i>и</i>
7414	K155ТЛ2	Инвертор	14	<i>к</i>
7415	K155ЛИ4	Вентиль	14	<i>з</i>
7416	K155ЛН5	Инвертор	14	<i>г</i>
7417	K155ЛП4	Буфер	14	<i>д</i>
7418	—	Вентиль	14	<i>л</i>
7421	K155ЛИ6	”	14	<i>м</i>
7422	K155ЛА7	”	14	<i>л</i>
7423	K155ЛЕ2	”	16	<i>н</i>
7425	K155ЛЕ3	”	14	<i>о</i>
7426	K155ЛА11	”	14	<i>а</i>
7427	K155ЛЕ4	”	14	<i>п</i>
7428	K155ЛЕ5	”	14	<i>в</i>
7430	K155ЛА2	”	14	<i>р</i>
7432	K155ЛЛ1	”	14	<i>с</i>
7433	—	”	14	<i>в</i>
7437	K155ЛА12	”	14	<i>в</i>
7438	K155ЛА13	”	14	<i>а</i>
7440	K155ЛА6	Вентиль	14	<i>м</i>
7470	—	Триггер	14	<i>т</i>
7472	K155ТВ1	”	14	<i>у</i>
7473	—	”	14	<i>ф</i>
7474	K155ТМ2	”	14	<i>х</i>
7475	K155ТМ7	”	16	<i>ц</i>
7476	—	”	16	<i>ч</i>
7478	—	”	14	<i>ш</i>
7486	K155ЛП5	Вентиль	14	<i>щ</i>
7490	K155ИЕ2	Счетчик	14	—
7491	—	Регистр сдвига	14	—
7492	K155ИЕ4	Счетчик	14	—
7493	K155ИЕ5	”	14	—
7494	—	Регистр сдвига	16	—

Продолжение табл. 6.6

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.8)
7495	K155IP1	То же	14	—
7496	—	” ”	16	—
74100	—	Триггер	24	—
74104	—	”	14	э
74105	—	”	14	А
74107	K155TB6	”	14	Б
74109	K155TB15	”	16	В
74110	—	”	14	Г
74111	—	”	16	Д
74112	K155TB9	”	16	Е
74113	K155TB10	”	14	Ж
74114	K155TB11	”	14	З
74121	K155AG1	Одновибратор	14	—
74122	—	”	14	—
74123	K155AG3	”	16	—
74124	K155ГГ1	Генератор	16	—
74132	K155ТЛ2	Вентиль	14	а
74133	—	”	16	—
74134	K155ЛА19	”	16	И
74135	—	”	16	К
74136	K155ЛЛ3	”	14	щ
74137	—	Дешифратор	16	—
74138	K155ИД7	”	16	Л
74139	K155ИД14	”	16	М
74174	K155ТМ9	Триггер	16	Н
74175	K155ТМ8	”	16	О
74176	—	Счетчик	14	—
74177	—	”	14	—
74178	—	Регистр сдвига	14	—
74179	—	То же	16	—
74LS240	K1533АП3	Возбудитель шины	20	П
74LS241	K555АП4	То же	20	Р
74LS242	K555ИП6	Приемопередатчик шины	14	—
74LS243	K555ИП7	То же	14	—
74LS244	—	Возбудитель шины	20	С
74LS245	K555АП6	Приемопередатчик шины	20	Т
74LS260	K555ЛЕ7	Вентиль	14	У
74LS266	—	”	14	Ф
74LS365	K555ЛП10	Возбудитель шины	16	Х
74LS366	K555ЛН6	То же	16	Ц
74LS367	K555ЛП11	” ”	16	Ч
74LS368	—	” ”	16	Ш

Продолжение табл. 6.6

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.8)
74LS640	—	Приемопередатчик шины	20	Ш
74LS642	—	То же	20	Ш
74LS641	K555АП7	" "	20	Э
74LS645	K555АП8	" "	20	Э

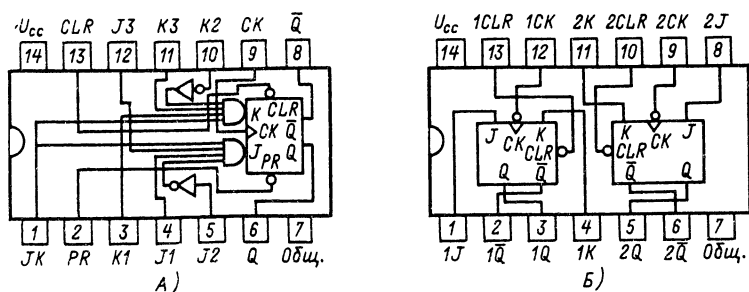


Рис. 6.8. Цоколевка (схема расположения) корпусов ТТЛ-микросхем

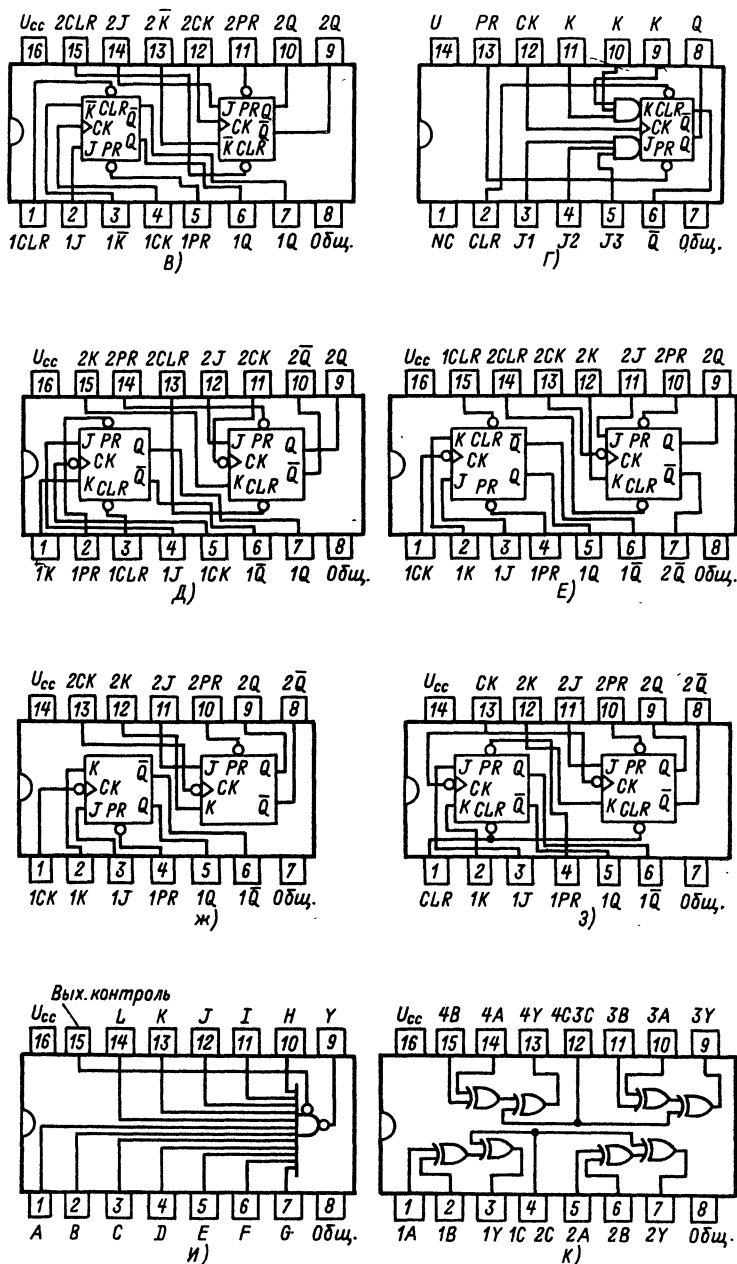


Рис. 6.8 (в-к)

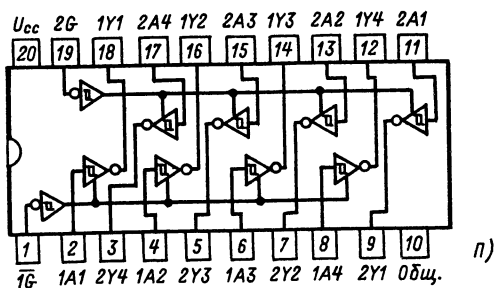
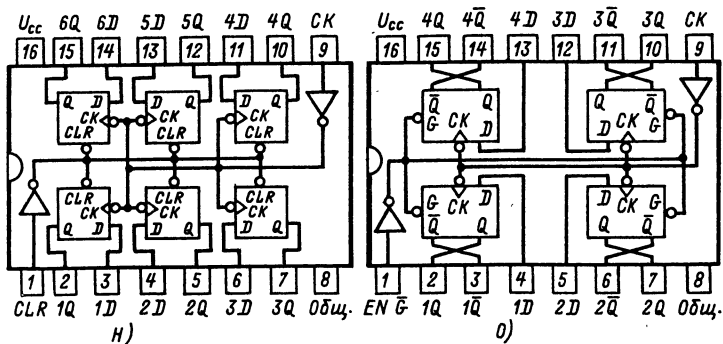
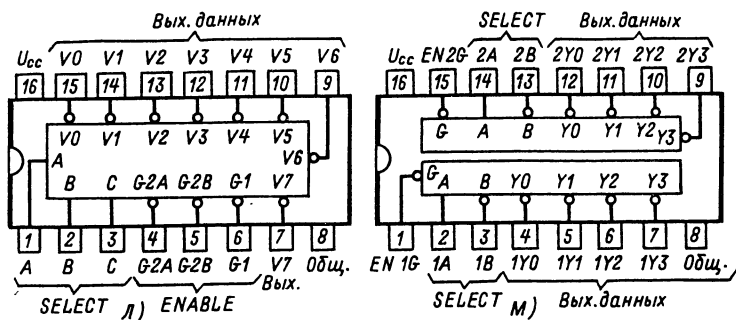


Рис. 6.8 (и—п)

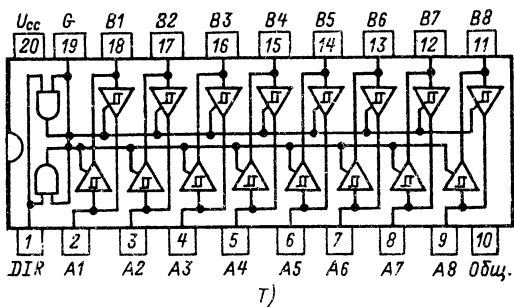
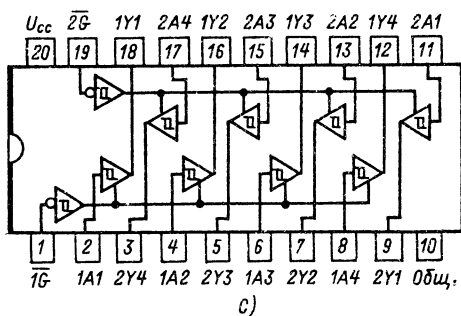
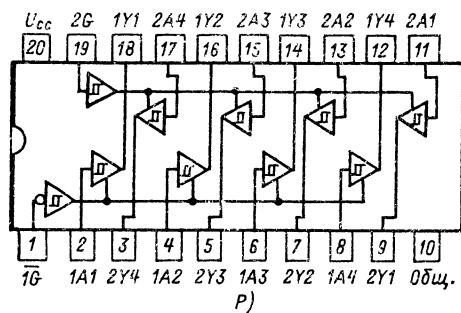


Рис. 6.8 (p-т)

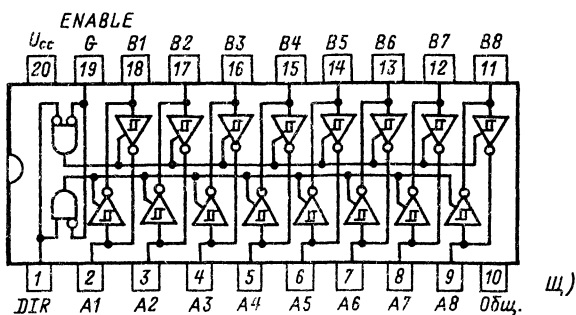
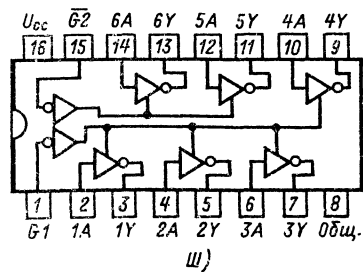
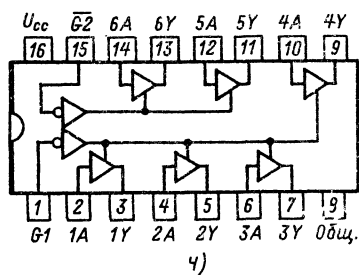
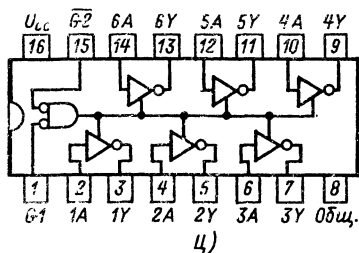
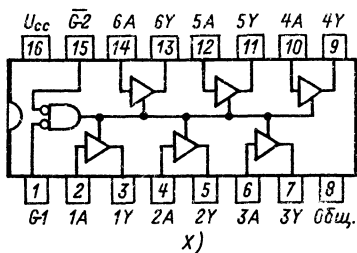
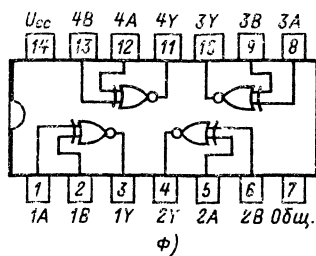
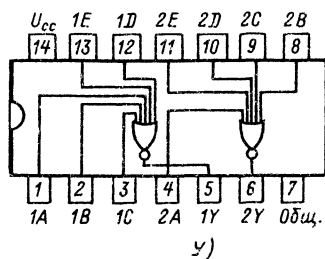


Рис. 6.8 (y-щ)

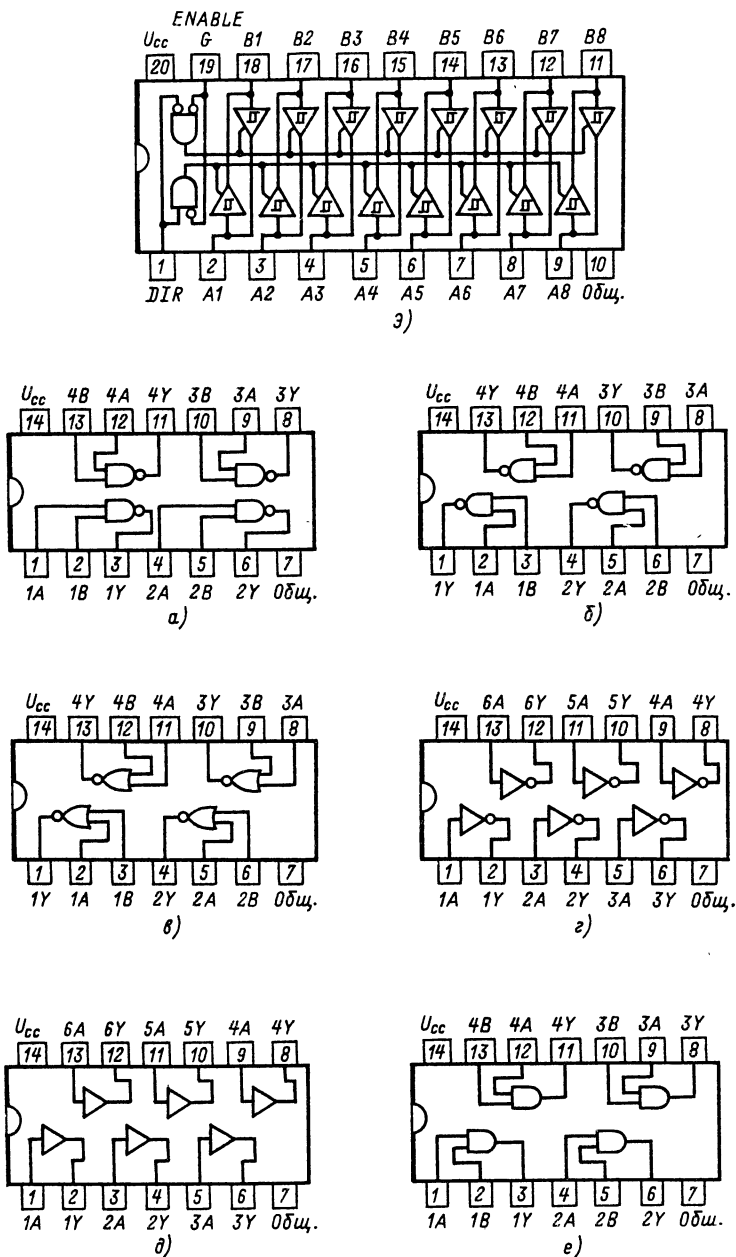


Рис. 6.8 (з, а—е)

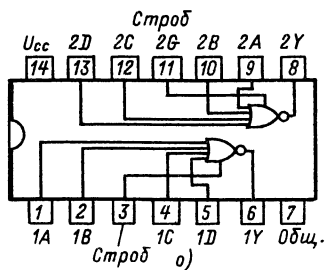
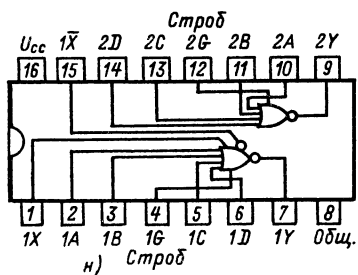
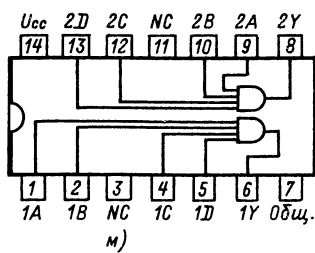
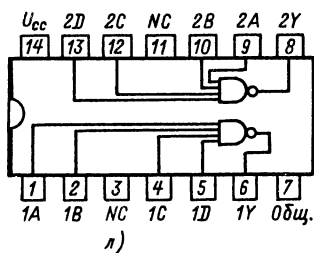
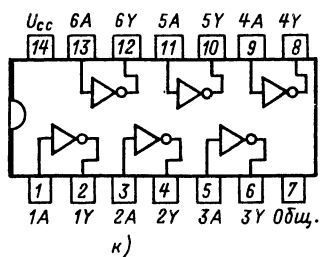
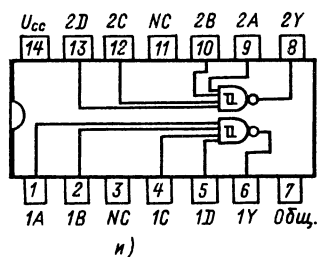
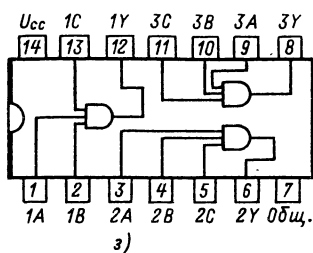
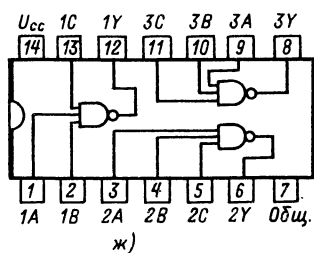


Рис. 6.8 (ж—о)

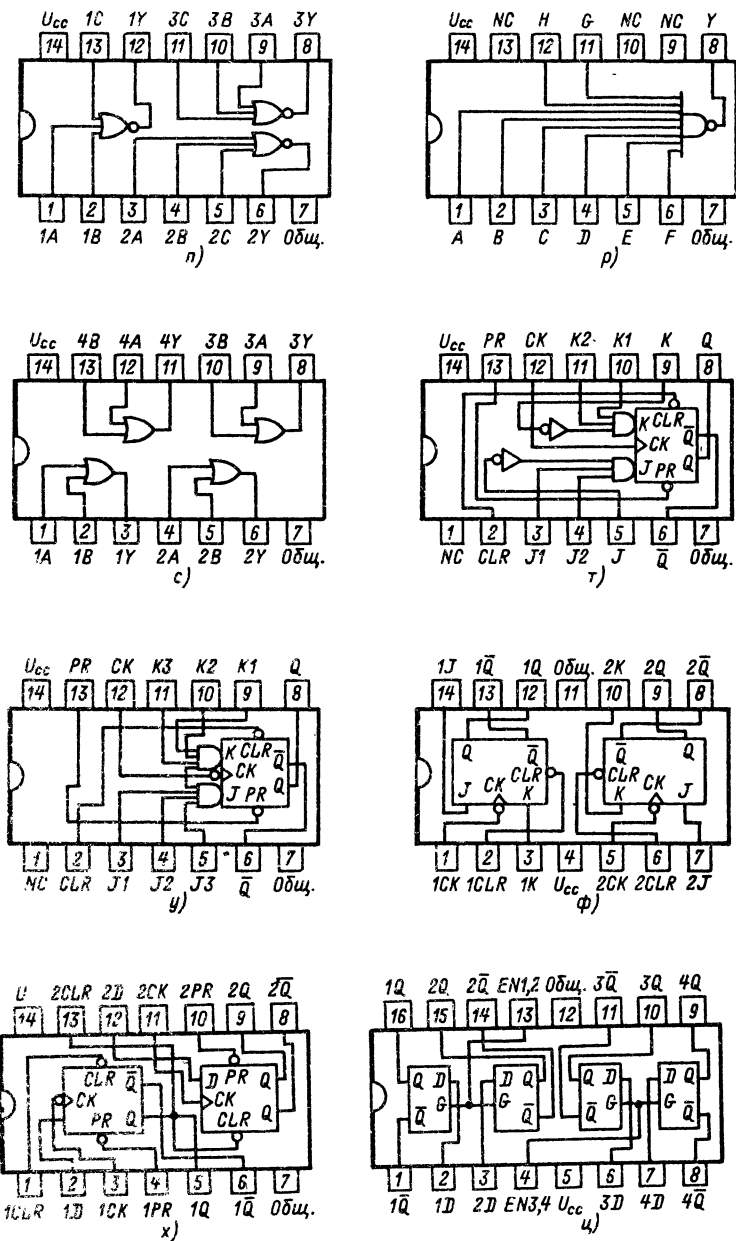


Рис. 6.8 (п-у)

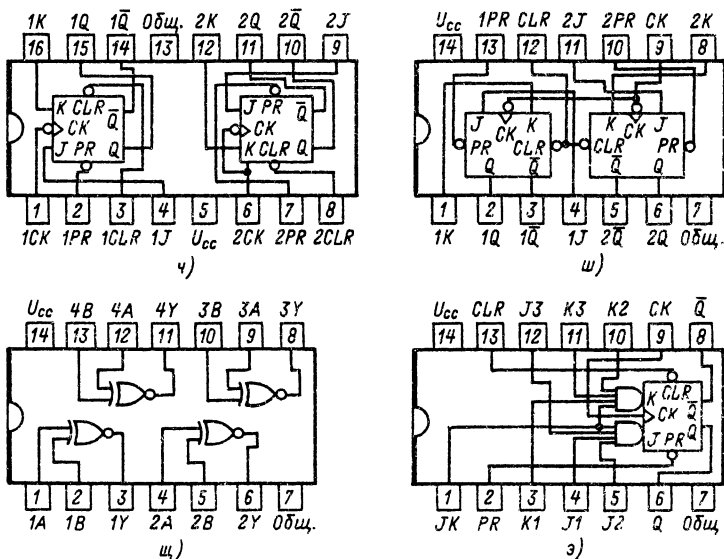


Рис. 6.8 (ч-э)

Таблица 6.7. Вентили ТТЛ

Тип прибора	Выполняемая функция	Количество входов вентилей	Количество вентилей в микросхеме	Примечание
7400	И-НЕ	2	4	—
7401	И-НЕ	2	4	Открытый коллектор
7403	И-НЕ	2	4	—
7408	И	2	4	—
7409	И	2	4	Открытый коллектор
7410	И-НЕ	3	3	—
7411	И	3	3	—
7412	И-НЕ	3	3	—
7413	И-НЕ	4	2	Диод Шотки
7415	И	3	3	Открытый коллектор
7418	И-НЕ	4	2	—
7421	И	4	2	—
7422	И-НЕ	4	2	Открытый коллектор
7423	ИЛИ-НЕ	4	2	—
7425	ИЛИ-НЕ	4	2	—
7426	И-НЕ	2	4	Открытый коллектор
7427	ИЛИ-НЕ	3	3	—
7428	ИЛИ-НЕ	2	4	Буфер
7430	И-НЕ	8	1	—

Продолжение табл. 6.7

Тип прибора	Выполняемая функция	Количество входов вентиля	Количество вентиля в микросхеме	Примечание
7432	ИЛИ	2	4	—
7433	ИЛИ—НЕ	2	4	Открытый коллектор, буфер
7437	И—НЕ	2	4	—
7438	И—НЕ	2	4	Открытый коллектор
7440	И—НЕ	4	2	—
7486	Исключающее ИЛИ	2	4	—
74132	И—НЕ	2	4	Диод Шотки
74133	И—НЕ	13	1	—
74134	И—НЕ	12	1	Тристабильный прибор
74135	Исключающее ИЛИ	2	4	—
74136	” ”	2	4	—
74260	ИЛИ—НЕ	5	2	—
74266	Исключающее ИЛИ	2	4	Открытый коллектор

Таблица 6.8. ТТЛ-инверторы и буферы

Тип прибора	Выполняемая функция	Количество вентиля в микросхеме	Примечание
7400	Инвертор	6	—
7405	”	6	Открытый коллектор
7406	”	6	” ”
7407	Буфер	6	” ”
7414	Инвертор	6	Транзистор Шотки
7416	”	6	Открытый коллектор
7417	Буфер	6	” ”

Таблица 6.9. ТТЛ-возбудители шины, приемники и приемопередатчики

Тип прибора	Выполняемая функция	Количество вентиля	Примечание
74LS240	Возбудитель шины	8	Транзистор Шотки, буфер, тристабильный прибор
74LS241	То же	8	То же
74LS242	Приемопередатчик шины	4	” ”
74LS243	То же	4	” ”
74LS244	Возбудитель шины	8	” ”
74LS245	Приемопередатчик шины	8	” ”

Продолжение табл. 6.9

Тип прибора	Выполняемая функция	Количество вентиляей	Примечание
74LS365	Возбудитель шины	6	Буфер, тристабильный прибор
74LS366	То же	6	То же
74LS367	" "	6	" "
74LS368	" "	6	" "
74LS640	Приемопередатчик шины	8	Транзистор Шотки, буфер, открытый коллектор
74LS642	" "	8	То же
74LS641	" "	8	" "
74LS645	" "	8	" "

Таблица 6.10. TTL-триггеры

Тип прибора	Количество триггеров в корпусе	Выполняемая функция
7470	1	JK-триггер с установкой и сбросом
7472	1	То же
7473	2	JK-триггер со сбросом
7474	2	D-триггер с установкой и сбросом
7475	2	D-триггер с защелкой
7476	2	JK-триггер с установкой и сбросом
7478	2	То же
74100	2	8 бит бистабильная защелка
74104	1	JK-триггер с установкой и сбросом
74105	1	То же
74107	2	JK-триггер со сбросом
74109	2	JK-триггер с установкой и сбросом
74110	1	То же
74111	2	" "
74112	2	" "
74113	2	JK-триггер с установкой
74114	2	JK-триггер с установкой и сбросом
74174	6	D-триггер со сбросом
74175	4	D-триггер

Таблица 6.11. ТТЛ-жадушие
мультивибраторы

Тип прибора	Количество мультивибраторов в корпусе	Примечание
74121	1	—
74122	1	Перезапускаемый со сбросом
74123	2	То же

Таблица 6.12. ТТЛ-счетчики

Тип прибора	Выполняемая функция
7490	Делитель на два и на пять
7492	Делитель на два и на шесть
7493	Делитель на два и на восемь
74176	Декадный счетчик с предварительной установкой
74177	Двоичный счетчик с предварительной установкой

Таблица 6.13. ТТЛ-регистры сдвига

Тип прибора	Выполняемая функция
7491	8 бит, последовательный ввод и вывод
7494	4 бит, двойная асинхронная установка
7495	4 бит, сдвиг вперед и назад
7496	5 бит, асинхронная установка
74178	4 бит, универсальный
74179	4 бит, универсальный

Таблица 6.14. ТТЛ-дешифраторы

Тип прибора	Количество дешифраторов в корпусе	Выполняемая функция
74LS137	1	Дешифратор 3—8
74LS138	1	Дешифратор 3—8
74LS139	2	Дешифратор 2—4

Таблица 6.15. КМДП-приборы серии 4000

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.9)
4000	K561 ЛП4	Вентиль	14	<i>a</i>
4001	K561 ЛЕ5	”	14	<i>б</i>
4002	K561 ЛЕ6	”	14	<i>в</i>
4006	K561 ИР10	Сдвиговый регистр	14	—
4007	—	Транзисторная матрица	14	—
4008	K561 ИМ1	Сумматор	16	—
4009	K176 ПУ2	Инвертор	16	—
4010	K176 КУ3	Буфер	16	—
4011	K561 ЛА7	Вентиль	14	<i>г</i>
4012	K561 ЛА8	”	14	<i>д</i>
4013	K561 ТМ2	Триггер	14	—
4014	—	Сдвиговый регистр	16	—
4015	K561 ИР2	То же	16	—
4016	—	Аналоговый ключ	14	—

Продолжение табл. 6.15

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.9)
4017	K561IE8	Счетчик	16	—
4018	K561IE19	”	16	—
4019	K561LC2	Вентиль	16	—
4020	K561IE16	Счетчик	16	—
4021	—	Сдвиговый регистр	16	—
4022	K561IE9	Счетчик	16	—
4023	K561IA9	Вентиль	14	<i>е</i>
4024	K176IE1	Счетчик	14	—
4025	K561LE10	Вентиль	14	<i>ж</i>
4026	—	Схема управления дисплеем	16	—
4027	K561TB1	Триггер	16	—
4028	K561ID1	Дешифратор	16	—
4029	K561IE14	Счетчик	16	—
4030	K561LP2	Вентиль	14	<i>м</i>
4032	—	Сумматор	16	—
4034	K561IP6	Сдвиговый регистр	24	—
4035	K561IP9	То же	16	—
4038	—	Сумматор	16	—
4040	K561IE11	Счетчик	16	—
4041	—	Инвертор-буфер	14	<i>з</i>
4042	K561TM3	Триггер	16	—
4043	K561TP2	”	16	—
4044	—	”	16	—
4045	—	Счетчик	16	—
4046	K1561ГГ1	Кольцевой регистр с фазовой блокировкой	16	—
4047	—	Одновибратор	14	—
4048	—	Вентиль	16	—
4049	K561ЛН2	Инвертор	16	<i>и</i>
4050	K561ПУ4	Буфер	16	<i>к</i>
4051	KP1561КП2	Аналоговый мультиплексор	16	—
4052	K561КП1	То же	16	—
4053	K1561КП5	” ”	16	—
4054	—	Дешифратор для управления	16	—
4056	—	То же	16	—
4060	—	Счетчик	16	—
4066	K561КТ3	Аналоговый ключ	14	—
4067	—	Мультиплексор-демультиплексор	24	—
4068	—	Вентиль	14	—
4069	K561ЛН1	Инвертор	14	<i>л</i>

Продолжение табл. 6.15

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.9)
4070	KP1561AP14	Вентиль	14	<i>м</i>
4071	—	”	14	<i>н</i>
4072	—	”	14	<i>о</i>
4073	—	”	14	<i>п</i>
4075	—	”	14	<i>р</i>
4076	KP1561IP14	Триггер	16	—
4077	K561ЛИ2	Вентиль	14	<i>с</i>
4078	—	”	14	<i>т</i>
4081	KP1561ЛИ2	”	14	<i>у</i>
4082	—	”	14	<i>ф</i>
4086	—	”	14	—
4089	—	Двоичный умножитель	16	—
4093	K561ТЛ1	Вентиль	14	<i>х</i>
4094	KP1561ПР1	Регистр	16	—
4096	—	Триггер	14	—
4097	—	Мультиплексор-демультиплексор	24	—
4098	K561АГ1	Одновибратор	16	—
4099	—	Регистр-защелка	16	—
4501	Существуют только косвенные аналоги	Вентиль	16	—
4502	То же	Инвертор	16	—
4503	” ”	Буфер	16	—
4504	” ”	Согласующее устройство	16	—
4506	” ”	Вентиль	16	—
4508	Существуют только косвенные аналоги	Защелка	24	—
4510	То же	Счетчик	16	—
4511	” ”	Дешифратор для управления	16	—
4512	” ”	Селектор данных	16	—
4513	” ”	Дешифратор для управления	18	—
4514	” ”	Дешифратор	24	—
4515	” ”	”	24	—
4516	” ”	Счетчик	16	—
4517	” ”	Сдвиговой регистр	16	—
4518	” ”	Счетчик	16	—
4519	” ”	Мультиплексор	16	—
4520	” ”	Счетчик	16	—
4521	” ”	Делитель	16	—
4522	” ”	”	16	—
4526	” ”	”	16	—

Продолжение табл. 6.15

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.9)
4527	" "	Умножитель	16	—
4528	" "	Одновибратор	16	—
4529	" "	Селектор данных	16	—
4530	" "	Вентиль	16	—
4531	" "	Древовидная схема контроля по четности	16	—
4532	" "	Кодирующее устройство	16	—
4534	" "	Счетчик	24	—
4536	" "	Таймер	16	—
4538	" "	Одновибратор	16	—
4539	" "	Селектор данных	16	—
4541	" "	Таймер	14	—
4543	" "	Дешифратор для управления	16	—
4544	" "	То же	16	—
4547	" "	" "	16	—
4549	" "	Регистр	16	—
4551	" "	Мультиплексор	16	—
4553	" "	Счетчик	16	—
4555	" "	Дешифратор	16	—
4556	" "	"	16	—
4557	" "	Сдвиговый регистр	16	—
4558	" "	Дешифратор	16	—
4559	" "	Регистр	16	—
4560	" "	Сумматор	16	—
4561	Существуют только косвенные аналоги	Схема образования дополнения	14	—
4562	То же	Сдвиговый регистр	14	—
4566	" "	Тактовый генератор	16	—
4568	" "	Счетчик-компаратор	16	—
4569	" "	Счетчик	16	—
4572	" "	Вентиль	16	—
4580	" "	Регистр	24	—
4581	" "	АЛУ	24	—
4583	" "	Буфер	16	—
4584	" "	Инвертор	16	—
4585	" "	Компаратор	16	—
4597	" "	Защелка	16	—
4598	" "	"	18	—
4599	" "	"	18	—
40103	" "	Счетчик	16	—
40105	" "	Сдвиговый регистр	16	—
40106	" "	Инвертор	14	4

Продолжение табл. 6.15

Тип прибора	Отечественный аналог	Выполняемая функция	Число выводов корпуса	Расположение выводов (см. рис. 6.9)
40107	" "	Вентиль	14	—
40109	" "	Схема сдвига уровней	16	—
40110	" "	Счетчик для управления	16	—
40160	" "	Счетчик	16	—
40161	" "	"	16	—
40162	" "	"	16	—
40163	" "	"	16	—
40174	" "	Триггер	16	—
40208	" "	Регистр	24	—

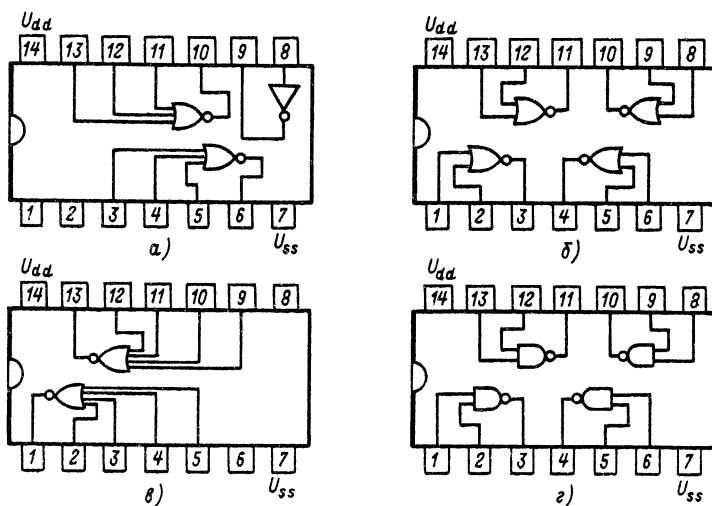


Рис. 6.9. Цоколевка корпусов КМДП-микросхем

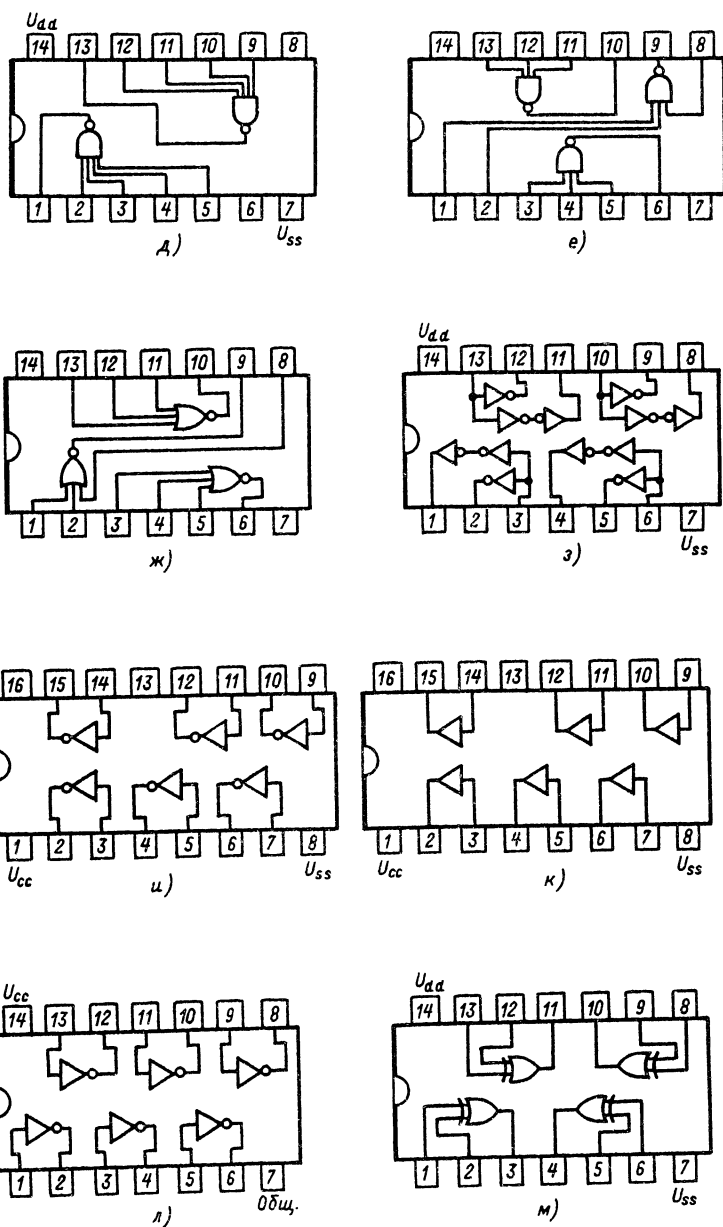


Рис. 6.9 (д-м)

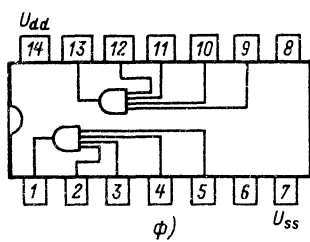
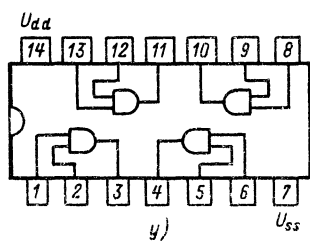
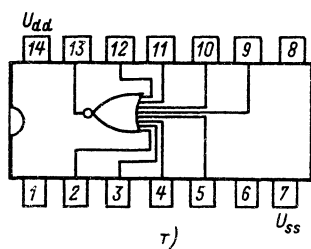
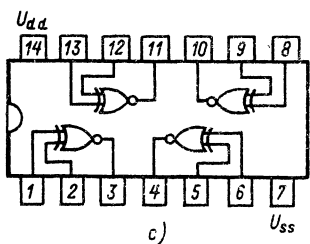
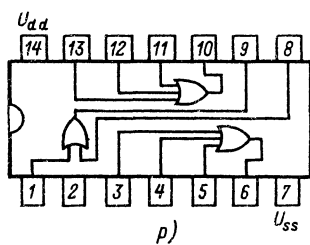
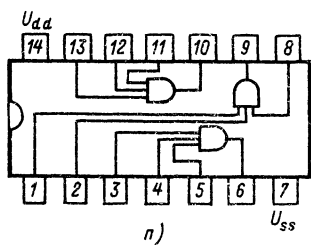
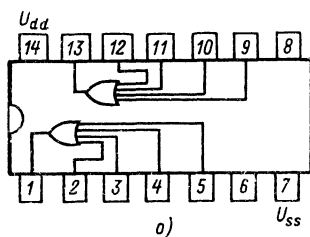
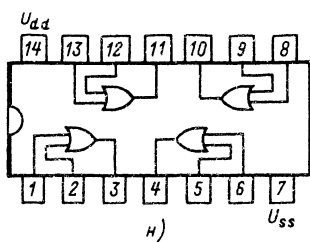


Рис. 6.9 (н—ф)

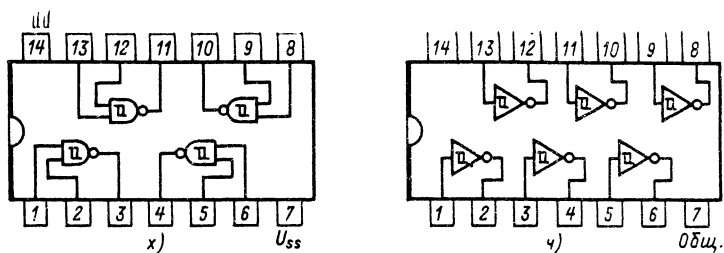


Рис. 6.9 (x–y)

Таблица 6.16. Логические КМДП-вентили

Тип прибора	Количество элементов в корпусе	Количество логических входов одного элемента	Выполняемая функция
4000	2	2	ИЛИ–НЕ
4001	4	2	ИЛИ–НЕ
4002	2	4	ИЛИ–НЕ
4011	4	2	И–НЕ
4012	2	4	И–НЕ
4019	4	2	И/ИЛИ
4023	3	3	И–НЕ
4025	3	3	ИЛИ–НЕ
4030	4	2	Исключающее ИЛИ
4048	1	8	Многофункциональный прибор
4068	1	8	И–НЕ
4070	4	2	Исключающее ИЛИ
4071	4	2	ИЛИ
4072	2	4	ИЛИ
4073	3	3	И
4075	3	3	ИЛИ
4077	4	—	Исключающее ИЛИ
4078	1	8	ИЛИ–НЕ
4081	4	2	И
4082	2	4	И
4086	2	2	И/ИЛИ/инвертор
4093	4	2	И–НЕ
4501	2	4	И–НЕ
4506	2	2	И/ИЛИ/инвертор
4530	2	5	Мажоритный вентиль
4572	1	2	И
40107	2	2	И–НЕ

Таблица 6.17. КМДП-буферы
и инверторы

Тип прибора	Количество в корпусе	Выполняемая функция
4009	6	Инвертирующий буфер
4010	6	Буфер
4041	6	Инвертирующий буфер
4049	6	Инвертор
4050	6	Буфер
4069	6	Инвертор
4502	6	„
4503	6	Буфер
4583	2	„
4584	6	Инвертор
40106	6	„

Таблица 6.18. КМДП-триггеры

Тип прибора	Количество в корпусе	Выполняемая функция
4013	2	D-триггер
4027	2	JK-триггер
4042	4	D-триггер с защелкой
4043	4	RS-триггер с защелкой
4044	4	RS-триггер с защелкой
4076	4	Регистр на D-триггерах
4096	1	JK-триггер
40174	6	D-триггер

Таблица 6.19. КМДП-сдвиговые регистры

Тип прибора	Количество в корпусе	Выполняемая функция	Тип прибора	Количество в корпусе	Выполняемая функция
4006	1	18 бит	4517	2	64 бит
4014	1	8 бит	4557	1	Регистр с регулируемой длиной
4015	2	4 бит	4562	1	128 бит
4021	1	8 бит	40105	1	4 бит, 16 слов, FIFO
4034	1	8 бит, двунаправленный			
4035	1	4 бит, параллельный ввод и вывод			

Таблица 6.20. КМДП-счетчики

Тип прибора	Выполняемая функция	Тип прибора	Выполняемая функция
4017	Декадный счетчик	4553	Три одноразрядных двоично-десятичных счетчика
4018	Делитель на N		
4020	14 бит		
4022	Восьмеричный счетчик	4568	Программируемый компаратор
4024	Семиразрядный, со сквозным переносом	4569	Сдвоенный, программируемый, двоично-десятичный
4029	Двоичный с предварительной установкой/двоично-десятичный реверсивный	40103	8 бит, двоичный, с предварительной установкой, синхронный
4040	12 бит, двоичный		
4045	21 бит, двоичный	40110	Счетчик (защелка), схема управления дисплеем
4060	14 бит, двоичный		
4510	Двоично-десятичный, реверсивный	40160	Асинхронный, десятичный со сбросом
4516	Двоичный реверсивный	40160	Асинхронный, 54 бит, двоичный со сбросом
4518	Сдвоенный двоично-десятичный нереверсивный	40162	Асинхронный, десятичный со сбросом
4520	Сдвоенный, 4 бит, двоичный	40163	Синхронный, 4 бит, двоичный со сбросом
4534	Пять десятичных счетчиков		

Операционные усилители

Операционные усилители (ОУ) — это аналоговые интегральные схемы, характеристики которых близки к идеальным. Идеальным ОУ принято считать такой, у которого дифференциальный коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление стремятся к бесконечности (бесконечно велики), а выходное сопротивление равно нулю.

Коэффициент усиления ОУ при разомкнутой внешней цепи обратной связи

$$A_{VOL} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}},$$

где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение.

Обычно в линейном режиме в усилителе имеется глубокая отрицательная обратная связь, и тогда усилительные свойства устройства в целом определяются коэффициентом усиления при замкнутой цепи обратной связи:

$$A_{VCL} = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}},$$

где $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ — соответственно выходное и входное напряжения при замкнутой цепи обратной связи.

Обычно

$$A_{VCL} \ll A_{VOL}.$$

Довольно часто коэффициент усиления выражается в логарифмических единицах — децибелах (дБ), т. е.

$$A_{VOL} \text{ (дБ)} = 20 \lg(U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}).$$

Входное сопротивление

Входное сопротивление — это отношение входного напряжения к входному току, т. е.

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}.$$

Обычно $R_{\text{вх}}$ считается чисто активным сопротивлением, но в диапазоне высоких частот нужно учитывать входную емкость микросхемы. Значение $R_{\text{вх}}$ очень сильно зависит от технологии изготовления микросхемы. Как правило, $R_{\text{вх}}$ находится в пределах от $2 \cdot 10^6$ в случае биполярной микросхемы до 10^{12} Ом для технологии, использующей полевые транзисторы на входе усилителя.

Выходное сопротивление

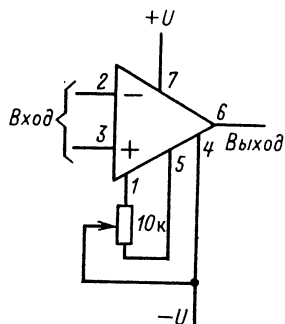
Выходное сопротивление — это отношение выходного напряжения усилителя в режиме холостого хода к выходному току в режиме короткого замыкания, т. е.

$$R_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(XX)/I_{\text{вых}}(КЗ).$$

Напряжение смещения нуля

Это то напряжение, приложение которого ко входу усилителя обеспечивает установку на его выходе нулевого напряжения. Дело в том, что из-за неидеальности внутренней структуры усилителя и очень большого значения A_{VOL} на его выходных зажимах всегда присутствует некоторое напряжение, причем даже в том случае, если на входе прибора нет напряжения (нулевое значение). Такой же эффект может быть обусловлен неодинаковыми входными токами усилителя. Эффективным способом борьбы с этим явлением является введение глубокой отрицательной обратной связи. Почти у всех усилителей имеются специальные выводы, подача напряжения на которые позволяет установить нулевое выходное напряжение (рис. 6.10).

Рис. 6.10. Схема установки нулевого выходного напряжения операционного усилителя



Скорость изменения выходного напряжения измеряется при подаче на вход усилителя ступенчатого сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала, т. е. мера способности усилителя подавлять сигнал помехи, действующей одновременно на его обоих входах, дБ,

$$K_{\text{ос.сф}} = 20 \lg A_{VOL(DM)} / A_{VOL(CM)}.$$

Здесь $A_{VOL(DM)}$ — дифференциальный коэффициент усиления, соответствующий A_{VOL} . Коэффициент $A_{VOL(CM)}$ — это отношение выходного напряжения к входному, поданному одновременно на оба входа усилителя. В идеальном случае $A_{VOL(CM)}$ должен быть равен нулю.

Максимальный размах выходного напряжения

Это максимальное значение выходного напряжения, измеряемое в линейном режиме работы усилителя при некотором допустимом коэффициенте нелинейных искажений. Например, при напряжении питания 15 В $U_{\text{вых max}} = 11$ В. Если же усилитель работает в нелинейном режиме, то его максимальное выходное напряжение может быть меньше напряжения питания приблизительно на 1 В.

Таким образом, назовем основные параметры операционного усилителя:

- 1) дифференциальный коэффициент усиления (порядка 10^5). В идеальном случае он равен бесконечности;
- 2) входное сопротивление. Оно весьма велико и в идеальном случае равняется бесконечности;
- 3) выходное сопротивление. Оно очень мало и в идеальном случае равняется нулю;
- 4) размах выходного напряжения. Он должен быть по возможности максимальным;
- 5) скорость нарастания выходного напряжения: Она должна быть максимальной;

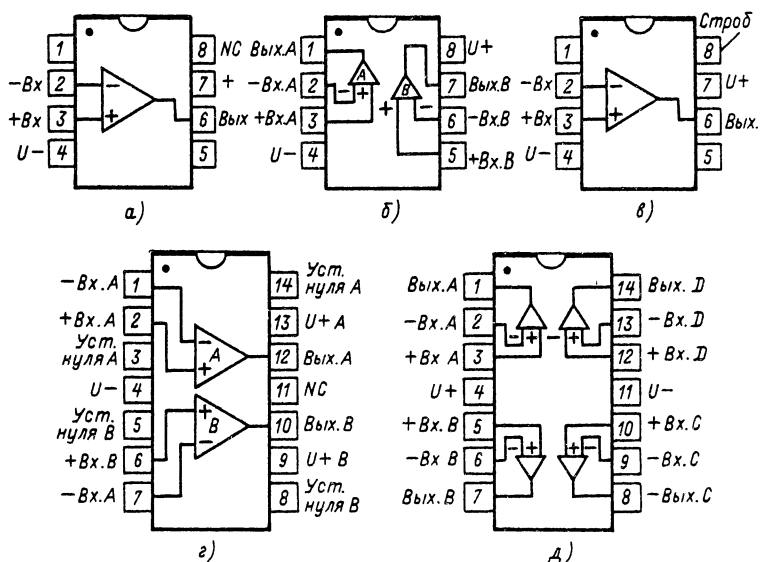


Рис. 6.11. Цоколевка корпуса операционных усилителей общего назначения

6) напряжение смещения нуля. Оно должно быть минимальным;
7) коэффициент ослабления синфазного сигнала. Он должен быть по возможности максимальным.

В одном корпусе могут размещаться один, два или четыре операционных усилителя (ОУ). Например, ОУ типа 081 содержит один прибор в корпусе, 082 — два, 084 — четыре. Это биполярные микросхемы с полевыми транзисторами на входе. На рис. 6.11 показана нумерация выводов ОУ общего назначения.

Небольшие замечания и советы

В тех случаях, когда в электронном устройстве имеется много операционных усилителей, лучше использовать вдвоенные или счетверенные микросхемы. Это повышает надежность, уменьшает требуемую поверхность печатной платы, снижает цену и уменьшает количество компонентов устройства.

При работе с ОУ на полевых транзисторах на входе нужно предусмотреть защиту микросхем от повреждения статическим электричеством.

В случае использования ОУ в качестве усилителя переменного тока или напряжения могут применяться последовательно включенные разделительные конденсаторы. При этом цепь установки нуля выходного напряжения можно не применять.

Заметим, что максимальное выходное напряжение ОУ с заданной нагрузкой может оказаться меньше, чем в режиме холостого хода.

Общая характеристика и параметры операционных усилителей приведены в табл. 6.21, 6.22.

Таблица 6.21. Общая характеристика ОУ

Тип прибора	Отечественные аналоги	Количество в корпусе	Область применения	Количество выводов	Расположение выводов (см. рис. 6.11)
AD548	—	1	Маломощный	8	<i>а</i>
AD648	—	2	”	8	<i>б</i>
AD711	—	1	Быстродействующий	8	<i>а</i>
AD712	—	2	”	8	<i>б</i>
CA3130E	KP544УД2	1	Прецизионный	8	<i>в</i>
CA3140E	K1409УД1	1	”	8	<i>в</i>
CA3160E	—	1	”	8	—
CA3240E	—	2	”	8	<i>в</i>
CA3240E-1	—	2	”	14	<i>г</i>
CA3260E	—	2	”	8	—
CA5130E	—	1	Совместимый с логикой	8	<i>в</i>
CA5160E	—	2	То же	8	<i>в</i>
CA5260E	—	2	”	8	<i>б</i>
ICL7611D	K1423УД1	1	Маломощный	8	—
ICL7641E	—	4	”	14	<i>д</i>
ICL7642E	—	4	”	14	<i>д</i>
ICL7650S	140УД24	1	С преобразованием сигнала	14	—
ICL7652C	140УД24	1	То же	14	—
LF347N	K1401УД4	4	Прецизионный	14	<i>д</i>
LF351N	574УД3А	1	”	8	<i>а</i>
LF353N	K574УД2А	2	”	8	<i>б</i>
LF355N	K140УД18	1	”	8	<i>а</i>
LM301N	K553УД2	1	Общего назначения	8	—
LM308N	K140УД1408	1	С пониженным дрейфом	8	—
LM324N	K1401УД2	4	Общего назначения	14	<i>д</i>
LM348N	K1401УД2	4	То же	14	<i>д</i>
LM358N	KP1040УД1	2	Совместимый с логикой	8	—
NE531N	KP140УД11	1	Прецизионный	8	—
NE5532	—	2	Малошумящий	8	<i>б</i>
NE5534	KP1407УД1	1	”	8	—
NE5539	H1420УД1	1	Широкополосный	14	—

Продолжение табл. 6.21

Тип прибора	Отечественные аналоги	Количество в корпусе	Область применения	Количество выводов	Расположение выводов (см. рис. 6.11)
OP-07CN	K140УД17А	1	Прецизионный	8	б
OP-27G	140УД25	1	"	8	б
OP-37GN	140УД26	1	"	8	б
OP-42FZ	—	1	"	8	а
OP-77GP	—	1	"	8	б
RC4558P	KP1005УД1	2	Прецизионный	8	б
TL061CP	—	1	Маломощный	8	а
TL062CP	KP574УД2	2	"	8	б
TL064CN	—	4	"	14	д
TL071CP	K140УД22	1	"	8	а
TL072CP	KP574УД2	2	"	8	в
TL074CN	K1401УД4	4	"	14	д
TL081CP	K140УД22	1	Прецизионный	8	а
TL082CP	KP574УД2А	2	"	8	в
TL084CN	K1401УД4	4	"	14	д
741	KP140УД708	1	Общего назначения	8	а
741S	KP140УД11	1	Быстродействующий	8	а
747	KP140УД20	2	Общего назначения	8	г
748	KP140УД708	1	То же	8	—

Таблица 6.22. Параметры ОУ

Тип прибора	Технология	Напряжение питания, В	A_{VOL} , дБ	$I_{ВХ}$, нА	$\Delta U_{ВЫХ}/\Delta t$, В/мкс	$U_{ВЫХ}^{*1} max$, В
AD548	Биполярно-полевой	$\pm (4,5-18)$	100	0,01	1,8	± 13
AD648	То же	$\pm (4,5-18)$	100	0,01	1,8	± 13
AD711	Полевой	$\pm (4,5-18)$	100	0,025	20	± 13
AD712	"	$\pm (4,5-18)$	100	0,025	20	± 13
CA3130	КМДП	От 6 до 16 или $\pm (3-8)$	110	0,005	10	13
CA3140	КМДП	От 4 до 36 или $\pm (2-18)$	100	0,005	9	13
CA3160	"	От 5 до 16	110	0,005	10	13,3
CA3240	"	От 4 до 6 или $\pm (2-18)$	100	0,005	9	13
CA3260	"	От 4 до 6 или $\pm (2-8)$	110	0,005	10	13,3
CA5130	"	От 5 до 16 или $\pm (2,5-8)$	110	0,005	10	13,3

Продолжение табл. 6.22

Тип прибора	Технология	Напряжение питания, В	A_{VOL} , дБ	$I_{ВХ}$, нА	$\Delta U_{ВЫХ}/\Delta t$, В/мкс	$U_{ВЫХ\max}^{*1}$, В
CA5160	"	От 5 до 16 или $\pm (2-8)$	102	0,002	10	13,3
CA5260	"	От 4,5 до 16 или $\pm (2,25-8)$	80	0,002	8	4,7* ²
ICL761	"	± 9	98	0,001	1,6	$\pm 4,5^{*2}$
ICL764	"	± 9	98	0,001	1,6	$\pm 4,5^{*2}$
ICL765	"	$\pm (4-16)$	150	0,0015	2,5	$\pm 4,85^{*2}$
LF347	Полевой	$\pm (5-18)$	110	0,05	13	$\pm 13,5$
LF351	"	$\pm (5-18)$	110	0,05	13	$\pm 13,5$
LF353	"	$\pm (5-18)$	110	0,05	13	$\pm 13,5$
LF355	"	$\pm (4-18)$	106	0,03	5	± 13
LM301	Биполяр- ный	$\pm (5-18)$	88	70	0,4	± 13
LM308	"	$\pm (5-18)$	102	1,5	—	± 13
LM324	"	От 3 до 32 или ± 15	100	45	—	28 или $\pm 14^{*3}$
LM348	"	$\pm (10-18)$	96	30	0,6	28^{*3}
LM358	"	От 3 до 30	100	40	0,6	28^{*3}
NE531	"	$\pm (5-22)$	96	400	35	± 15
NE5532	"	$\pm (3-20)$	100	200	9	± 13
NE5534	"	$\pm (3-20)$	100	500	13	$\pm 13,5$
NE5539	"	$\pm (8-12)$	52	5000	600	+ 2,7 $-2,2^{*4}$
OP-07	"	$\pm (3-18)$	132	$\pm 2,2$	0,17	± 13
OP-27	"	$\pm (4-18)$	123	± 15	2,8	± 13
OP-37	"	$\pm (4-18)$	123	± 15	17	± 13
OP-42	Полевой	± 20	108	0,13	50	+ 12,5 $-11,9$
OP-77	Биполяр- ный	$\pm (3-18)$	135	1,2	0,3	± 13
RC4558	"	$\pm (3-18)$	85	150	1,7	± 13
TL061	Полевой	$\pm (3,5-18)$	76	0,03	3,5	$\pm 13,5$
TL062	"	$\pm (3,5-18)$	76	0,03	3,5	$\pm 13,5$
TL064	"	$\pm (3,5-18)$	76	0,03	3,5	$\pm 13,5$
TL071	"	$\pm (3-18)$	106	0,03	13	$\pm 13,5$
TL072	"	$\pm (3-18)$	106	0,03	13	$\pm 13,5$
TL074	"	$\pm (3-18)$	106	0,03	13	$\pm 13,5$
TL081	"	$\pm (3-18)$	106	0,03	13	$\pm 13,5$
TL082	"	$\pm (3-18)$	106	0,03	13	$\pm 13,5$
TL084	"	$\pm (3-18)$	106	0,03	13	$\pm 13,5$
741	Биполяр- ный	$\pm (5-18)$	106	80	0,5	± 13
741S	"	$\pm (5-18)$	100	200	20	± 13
747	"	$\pm (7-18)$	106	80	0,5	± 13

Продолжение табл. 6.22

Тип прибора	Технология	Напряжение питания, В	A_{VOL} , дБ	$I_{ВХ}$, нА	$\Delta U_{ВЫХ}/\Delta t$, В/мкс	$U_{ВЫХ}^{*1} max$, В
748	"	$\pm (7-18)$	106	80	0,8	± 13
759	"	От 7 до 36 $\pm (3,5-18)$	106	50	0,5	$\pm 12,5$

*¹ Измеряется при напряжении питания 15 В (или ± 15 В).

*² Измеряется при напряжении питания 5 В (или ± 5 В).

*³ Измеряется при напряжении питания 30 В.

*⁴ Измеряется при напряжении питания ± 8 В.

Таймеры

Таймер серии 555 (рис. 6.12) представляет собой интегральную микросхему, содержащую как аналоговую, так и цифровую схемотехнику. Микросхема состоит из двух операционных усилителей, используемых в качестве компараторов, RS-триггера и выходного ключа.

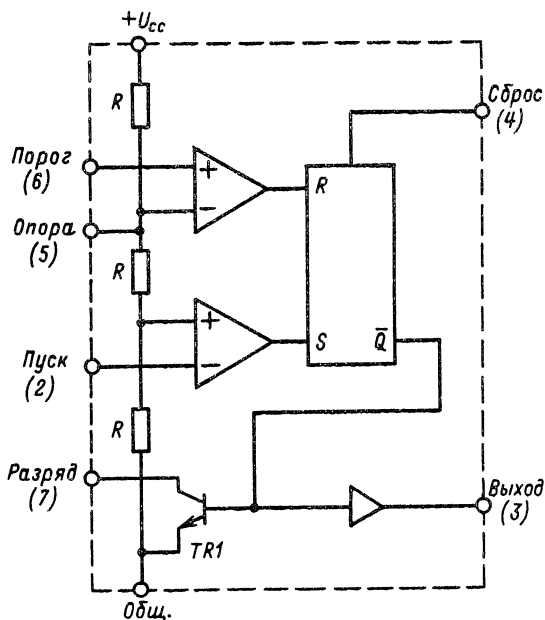


Рис. 6.12. Внутренняя структура таймера 555

Рис. 6.13. Цоколевка корпуса таймера серии 555

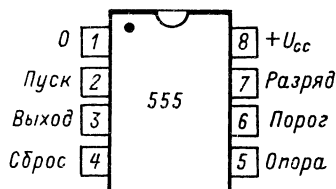


Рис. 6.14. Цоколевка корпуса двойного таймера серии 556

чевого каскада, позволяющего как отдавать ток в нагрузку, так и потреблять его. Транзисторный ключ *TR1* используется для разряда внешнего времязадающего конденсатора. Стандартный таймер 555 размещается в 8-выводном корпусе DIL (рис. 6.13) и питается от источника напряжением $+(4,5 \div 15)$ В.

Варианты серии 555

Микросхема NE556A (рис. 6.14) содержит два таймера 555. Она выпускается в 14-выводном корпусе типа DIL. Микросхемы ICM7555IP, TLC555 реализуют идею такого же таймера, но уже на основе КМДП-технологии. Они допускают широкий диапазон изменения напряжения питающего источника. Собственное потребление мощности у них намного меньше, чем у биполярного варианта. Но вместе с тем у них также намного меньше и мощность, отдаваемая в нагрузку. Расположение выводов этих микросхем показано на рис. 6.13.

КМДП-микросхемы ICM7556IP и TLC556 содержат по два таймера. Расположение их выводов приведено на рис. 6.14.

Небольшие замечания и советы

Таймеры могут использоваться в качестве автогенераторов (мульти-вибраторов) или формирователей импульсных сигналов заданной длительности (ждущих мультивибраторов). В автоколебательном режиме они работают в диапазоне частот от 0,1 Гц до 100 кГц. В режиме фор-

мирователя сигналов возможна генерация импульсов тока длительностью от 10 мкс до 10 с. В любом режиме точность формируемых сигналов определяется точностью установленных в схеме резисторов и конденсаторов.

Маломощные КМДП-микросхемы таймеров обычно способны управлять не более чем двумя входами ТТЛ-микросхем.

Ввиду того что таймер 555 способен очень быстро переключать большие токи нагрузки, необходима хорошая фильтрация питающего напряжения. Конденсатор фильтра следует устанавливать как можно ближе к выводам микросхемы. Емкость конденсатора может составлять 47 или 100 мкФ.

Интегральные стабилизаторы напряжения

Эти микросхемы обычно имеют три вывода. Их выходное напряжение может быть фиксированным или регулируемым. Кроме того, в стабилизаторах напряжения предусмотрены внутренние токовая и тепловая защиты. Варианты корпусов микросхем показаны на рис. 6.15. В табл. 6.23–6.24 приведены параметры стабилизаторов напряжения.

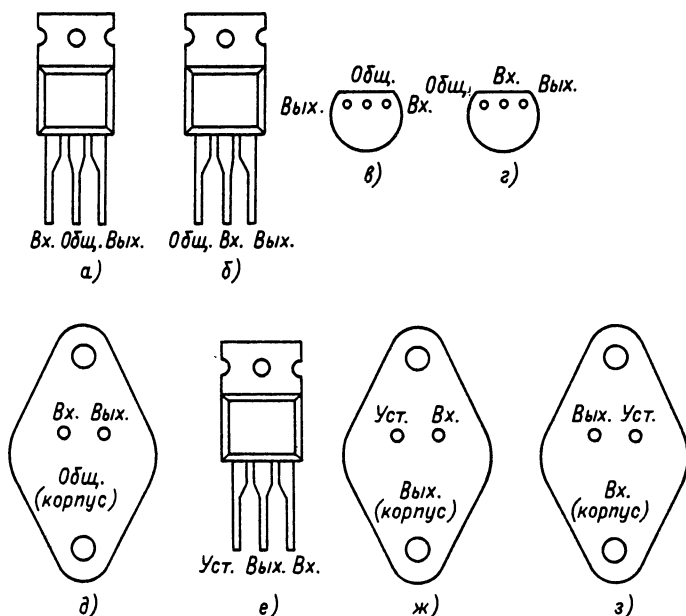


Рис. 6.15. Корпуса для интегральных стабилизаторов напряжения

**Таблица 6.23. Параметры стабилизаторов напряжения
с фиксированным выходным напряжением**

Тип прибора	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	$I_{\text{вых}}, \text{ А}$	Корпус (рис. 6.15)	Тип прибора	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	$I_{\text{вых}}, \text{ А}$	Корпус (рис. 6.15)
7805	+ 5	1	<i>a</i>	79L12	-12	0,1	<i>г</i>
7905	-5	1	<i>б</i>	78L15	+ 15	0,1	<i>в</i>
7809	+ 9	1	<i>a</i>	79L15	-15	0,1	<i>г</i>
7812	+ 12	1	<i>a</i>	78S05	+ 5	2	<i>a</i>
7912	-12	1	<i>б</i>	78S12	+ 12	2	<i>a</i>
7815	+ 15	1	<i>a</i>	78S15	+ 15	2	<i>a</i>
7915	-15	1	<i>б</i>	78S24	+ 24	2	<i>a</i>
7824	+ 24	1	<i>a</i>	78T05	+ 5	3	<i>a</i>
7924	-24	1	<i>б</i>	78T12	+ 12	3	<i>a</i>
78L05	+ 5	0,1	<i>в</i>	78T15	+ 15	5	<i>a</i>
79L05	-5	0,1	<i>г</i>	78H05	+ 5	5	<i>д</i>
78L12	+ 12	0,1	<i>в</i>	78H12	+ 12	5	<i>д</i>

**Таблица 6.24. Параметры стабилизаторов
с регулируемым выходным напряжением**

Тип прибора	$U_{\text{вых min}}, \text{ В}$	$U_{\text{вых max}}, \text{ В}$	$I_{\text{вых}}, \text{ А}$	Корпус (рис. 6.15)
L200	2,9	36	2	—
LM317LZ	1,2	37	0,1	—
LM317T	1,2	37	1,5	<i>е</i>
LM317K	1,2	37	1,5	<i>ж</i>
LM338K	1,2	32	5	<i>ж</i>
LM396K	1,2	15	10	<i>з</i>

Небольшие замечания и советы

Для предотвращения возможного возбуждения стабилизатора целесообразно шунтировать его вход и выход конденсатором емкостью порядка 100 нФ. Конденсатор нужно устанавливать возможно ближе к выводам микросхемы.

Для рассеивания выделяющегося при работе стабилизатора тепла его требуется монтировать на теплоотводе (в соответствии с рекомендациями фирмы-производителя). При перегреве микросхемы тепловая защита ограничит ток прежде, чем он достигнет своего максимального значения.

В маломощных устройствах широко применяют стабилизаторы, использующие характеристики полупроводниковых стабилитронов. Качество стабилизации повышается с применением активных приборов, таких, как транзисторы или электронные лампы. Электронное оборудование нормально работает при конкретном диапазоне напряжения питания.

Необходимо следить за тем, чтобы значение входного напряжения не выходило за установленные рамки. Например, для стабилизатора 7805 это от $+7$ до $+25$ В. При увеличении входного напряжения растет выделяющаяся в микросхеме мощность. При слишком малом выходном напряжении стабилизация будет недостаточной и могут сильно возрасти пульсации выходного напряжения при больших токах. Оптимальное значение входного напряжения должно быть на 3 В больше выходного. Желательно, чтобы входное напряжение не превышало выходное более чем на 6 В.

ГЛАВА 7

ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ

Транзисторные усилители

Известны три основные конфигурации усилительного транзисторного каскада. Название каждого каскада определяется тем, какой электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей. Так, в случае использования биполярных транзисторов это каскады с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором (рис. 7.1). В случае полевых транзисторов это каскады с общим стоком (рис. 7.2)

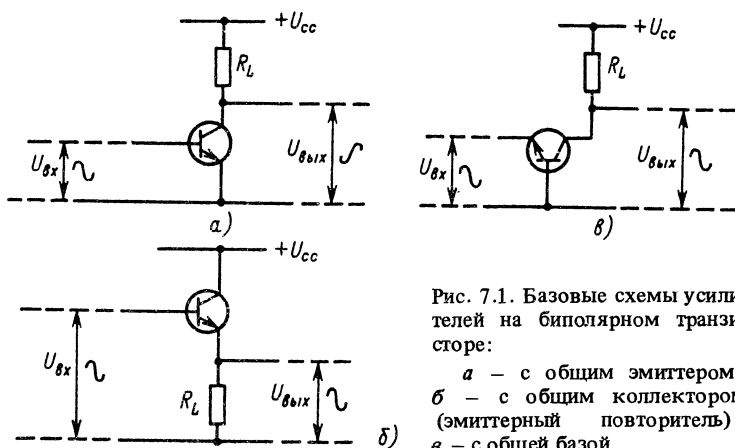


Рис. 7.1. Базовые схемы усилителей на биполярном транзисторе:

а — с общим эмиттером;
б — с общим коллектором (эмиттерный повторитель);
в — с общей базой

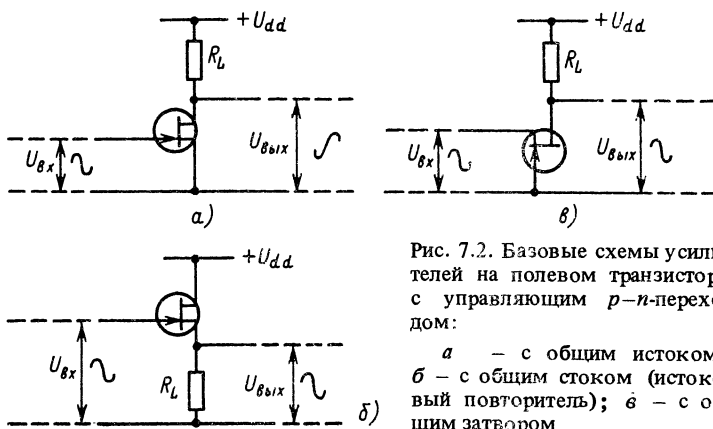


Рис. 7.2. Базовые схемы усилителей на полевом транзисторе с управляющим p - n -переходом:

a — с общим истоком;
 $б$ — с общим стоком (источковый повторитель); $в$ — с общим затвором

В табл. 7.1 приведены сравнительные характеристики каскадов на биполярных, а в табл. 7.2 на полевых транзисторах.

Следует отметить, что усилительные свойства каскада на полевом транзисторе определяются значением его крутизны g_{fs} . У маломощных транзисторов крутизна составляет 1–10 мА/В, поэтому и коэффициент усиления по напряжению невысок. Мощные транзисторы, рассчитанные на ток порядка нескольких единиц и десятков ампер, имеют значительно большую крутизну (до $6 \cdot 10^3$ мА/В), но их не имеет смыс-

Таблица 7.1. Сравнительные характеристики каскадов на биполярных транзисторах

Параметр	Каскад		
	с общим эмиттером	с общим коллектором	с общей базой
Коэффициент усиления напряжения K_H	Большой (40)	< 1	Большой (40)
Коэффициент усиления тока K_T	Большой (100)	Большой (100)	< 1
Входное сопротивление, кОм	Среднее (1)	Большое (50)	Малое (0,01)
Выходное сопротивление, кОм	Среднее (0,5)	Малое (0,05)	Среднее (0,5)
Коэффициент усиления мощности $K_H \cdot K_T$	4000	100	40
Фазовый сдвиг, эл. град	180	0	0
Предельная частота усиления f	f	f	$f(1 + h_{213})$

Примечание. В скобках даны ориентировочные значения параметров.

Таблица 7.2. Сравнительные характеристики каскадов на полевых транзисторах

Параметр	Каскад		
	с общим истоком	с общим стоком	с общим затвором
Коэффициент усиления напряжения K_H	Малый (4)	< 1	Малый (4)
Коэффициент усиления тока K_T	—	—	1
Входное сопротивление, Ом	Очень большое (10^6)	Очень большое (10^6)	Малое (250)
Выходное сопротивление, Ом	Среднее (1000)	Малое (250)	Среднее (1000)
Фазовый сдвиг, эл. град	180	0	0
Примечание. В скобках даны ориентировочные значения параметров.			

ла использовать в качестве усилителей напряжения. Входной ток полевого транзистора практически равен нулю (прибор управляется напряжением), поэтому нет смысла говорить о коэффициенте усиления тока.

На рис. 7.3 приведены три простейших варианта RC -усилительных каскадов с общим эмиттером. Схема на рис. 7.3, *а* крайне нестабильна. Она не допускает изменений температуры окружающей среды и смены транзистора. Схема на рис. 7.3, *б* обладает достаточно хорошей стабильностью и вполне работоспособна. Самую хорошую стабильность в работе имеет схема, показанная на рис. 7.3, *в*, поэтому она получила наибольшее распространение, в том числе и в составе интегральных микросхем (без разделительных конденсаторов).

Ориентировочные значения сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов могут быть следующими: $C_{вх}, C_{вых} = 10$ мкФ с рабочим напряжением 6–10 В; $C_E = 100$ мкФ $\times 6$ В; $R_{B1} = 100$ кОм; $R_{B2} = 22$ кОм; $R_L = 3,9$ кОм; $R_E = 1$ кОм. В усилителе используются транзисторы BC107, BC108, BC109, BC184 и т. п. Такой усилитель имеет коэффициент усиления напряжения порядка 50 в диапазоне частот от 10 Гц до 250 кГц.

Схема на рис. 7.3, *в* может быть легко приспособлена для работы в качестве резонансного усилителя радиочастот. Для этого вместо резистора R_L следует включить параллельный колебательный контур или трансформатор промежуточной частоты. Максимальное усиление получается на резонансной частоте в диапазоне от 100 кГц до 30 МГц.

На рис. 7.4 показан вариант более сложной схемы усилителя на базе простейших каскадов с общим эмиттером и общим коллектором. Это двухтактный эмиттерный повторитель, использующий комплемен-

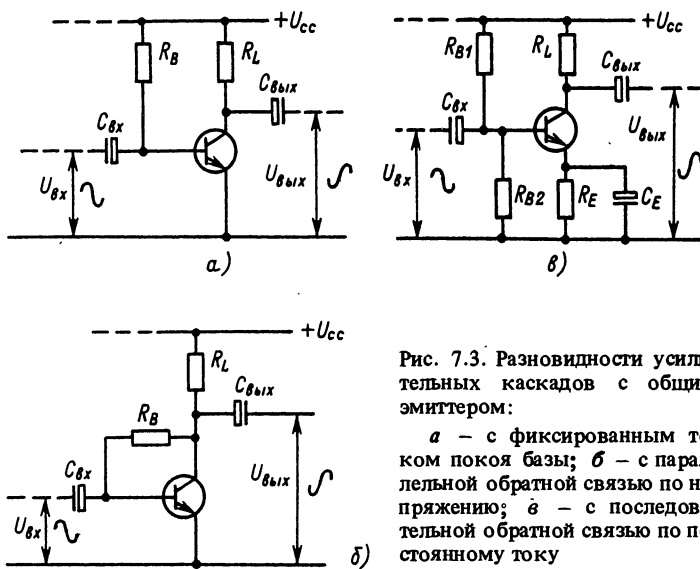


Рис. 7.3. Разновидности усилительных каскадов с общим эмиттером:
 а — с фиксированным током покоя базы; б — с параллельной обратной связью по напряжению; в — с последовательной обратной связью по постоянному току

тарную пару транзисторов ($n-p-n$ - и $p-n-p$ -типа $VT2$ и $VT3$). На транзисторе $VT1$ выполнен предварительный усилитель. Режим транзистора $VT1$ задается резистором $R1$, через который осуществляется стабилизирующая параллельная отрицательная обратная связь по напряжению.

Диоды $D1$ и $D2$ определяют режим покоя транзисторов $VT3$ и $VT2$. Это сделано для уменьшения искажений усиливаемого сигнала за счет нелинейности входных характеристик $VT2$ и $VT3$. Резисторы $R3$ и $R4$ вместе с диодами $D1$ и $D2$ определяют ток покоя выходных транзисторов. Такая схема по существу является усилителем мощности и способна обеспечить мощность 1 Вт в нагрузке сопротивлением 8 Ом при питании от источника напряжением 9 В.

Компоненты схемы имеют следующие параметры: $C1 = 10 \text{ мкФ} \times 15 \text{ В}$; $C2 = 470 \text{ мкФ} \times 15 \text{ В}$; $R1 = 330 \text{ кОм}$; $R2 = 1 \text{ кОм}$; $R3 = 2,2 \text{ Ом}$. Транзисторы: $VT1$ типа BC108, $VT2$ типа BFY50, $VT3$ типа BC461; диоды $D1$ и $D2$ типа 1N4148. Эта же схема с параметрами: $C1 = 22 \text{ мкФ} \times 25 \text{ В}$; $C2 = 1000 \text{ мкФ} \times 25 \text{ В}$; $R1 = 100 \text{ кОм}$; $R2 = 680 \text{ Ом}$; $R3 = R4 = 0,22 \text{ Ом}$; $D1$ и $D2$ типа 1N4148; $VT1$ типа BC337, $VT2$ типа BD131, $VT3$ типа BD132 при питании от источника 18 В обеспечивает мощность 5 Вт в нагрузке сопротивлением 8 Ом.

Для балансировки выходного каскада целесообразно вместо резистора $R1 = 100 \text{ кОм}$ установить последовательно включенные постоянное сопротивление 47 кОм и переменное сопротивление 100 кОм. Переменное сопротивление нужно регулировать таким образом, чтобы напряже-

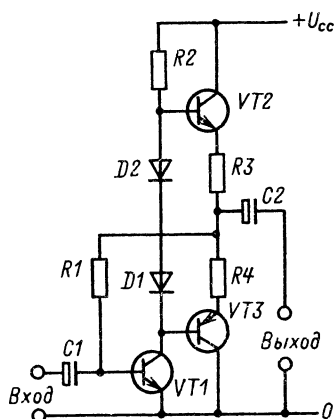


Рис. 7.4. Двухтактный усилитель мощности на комплементарных транзисторах

ние в точке соединения резисторов $R3$ и $R4$ равнялось половине напряжения питания схемы. Транзисторы $VT2$ и $VT3$ следует установить на радиаторе с тепловым сопротивлением не более $10^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

Максимальное значение мощности, которую можно получить в нагрузке для схемы на рис. 7.4, можно рассчитать по формуле

$$R_{\text{вых max}} = \frac{U_{cc}^2}{8R_L},$$

где R_L — сопротивление нагрузки, подключаемой через конденсатор $C2$.

Пример 7.1. При напряжении питания $U_{cc} = 25$ В и сопротивлении нагрузки 8 Ом предельная выходная мощность

$$P_{\text{вых max}} = \frac{25^2}{8 \cdot 8} = \frac{625}{64} = 9,76 \text{ Вт}.$$

Небольшие замечания и советы

Значения коэффициента усиления тока транзистора h_{fe} имеют значительный технологический разброс, поэтому необходимо проектировать схемы усилителей, не чувствительные к изменению h_{fe} . Хорошее стабилизирующее воздействие оказывает, например, применение отрицательных обратных связей. Следует также учитывать, что h_{fe} сильно зависит от тока эмиттера транзистора, особенно в случае мощных транзисторов.

В первых каскадах усилителей, работающих с малым уровнем сигналов (менее 0,1 В), следует использовать маломощные транзисторы (например, типа BC109).

В двухтактных выходных каскадах усилителей мощности очень эффективны мощные комплементарные МДП-транзисторы.

Транзисторные генераторы электрических колебаний

На рис. 7.5 показаны простые схемы транзисторных генераторов синусоидальных колебаний на основе усилителя с общим эмиттером с частотозависимой параллельной обратной связью по напряжению.

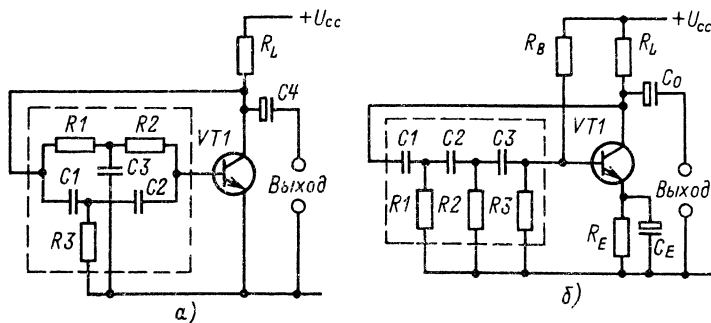


Рис. 7.5. Схемы генераторов синусоидальных колебаний

На рис. 7.5, а изображен генератор с двойным Т-образным мостом. Частота генерируемых им колебаний определяется соотношением

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{2\pi CR},$$

где $R = R1 = R2 = 2R3$; $C = C1 = C2 = C3/2$.

Типичными значениями параметров элементов схемы являются следующие: $C1 = C2 = 10$ нФ; $C3 = 22$ нФ; $R1 = R2 = 10$ кОм; $R3 = 4,7$ кОм. Применяются транзисторы BC109, BC182, B184 и т. п. при $R_L = 3,9$ кОм и $C4 = 1$ мкФ.

Частота колебаний равняется 1,6 кГц и двойная амплитуда колебаний составляет 2 В при напряжении питания 9 В. Возможна подстройка частоты в пределах $\pm 10\%$ с помощью резистора, включенного последовательно с резистором $R3$.

На рис. 7.5, б показана схема генератора на основе многозвенной RC-цепи. Каждое из трех звеньев дает сдвиг 60 эл. град на резонансной частоте, которая рассчитывается по формуле

$$f_{\text{вых}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC},$$

где $R = R1 = R2 = R4$ ($R4$ равняется параллельному соединению $R3$, R_B и входного сопротивления транзистора $VT1$); $C = C1 = C2 = C3$.

Для этой схемы применяются транзисторы BC109, BC182, BC184 и $C1 = C2 = C3 = 10$ нФ; $C_E = 10$ мкФ; $C_0 = 1$ мкФ; $R1 = R2 = 2,2$ кОм; $R3 = 4,7$ кОм; $R_B = 39$ кОм; $R_L = 3,3$ кОм; $R_E = 1$ кОм.

При таких параметрах частота генерации составляет 2,8 кГц, а двойной размах синусоидальных колебаний равняется 1 В.

Пример 7.2. Требуется получить синусоидальное напряжение частотой 1 кГц. Предложите подходящее решение.

Целесообразно выбрать генератор на основе двойного Т-образного моста, так как эта схема менее "капризна" и проще поддается наладке, чем цепная многозвенная схема.

Выбрав $R = 4,7$ кОм, рассчитаем емкость конденсатора по формуле

$$C = \frac{1}{2\pi R f_{\text{вых}}}$$

и получим

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3} = 0,0339 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 33,9 \text{ нФ}.$$

Ближайший стандартный номинал равен 33 нФ.

Наша схема имеет следующие параметры: $R1 = R2 = 4,7$ кОм; $R3 = 2,2$ кОм; $C1 = C2 = 33$ нФ; $C3 = 68$ нФ.

Если потребуется подстройка частоты, то следует в схему поставить сопротивление $R3 = 1,8$ кОм и последовательно с ним включить переменный резистор с номиналом 1 кОм.

Схемы на основе таймера

На основе микросхемы таймера удобно создавать мультивибраторы и ждущие мультивибраторы. Последние используются для формирования либо одиночных сигналов заданной длительности, либо "пачки" таких импульсов. При анализе последовательности импульсных сигналов применяются следующие термины.

Частота повторения импульсов f_p — это количество импульсов, генерируемых в течение 1 с.

Период импульсной последовательности t_p — это время импульса t_{ON} , сложенное со временем паузы t_{off} . Оно равняется $1/f_p$, т. е.

$$t_p = t_{ON} + t_{off} = 1/f_p.$$

Сквозность импульсной последовательности — это отношение периода к длительности импульса:

$$Q = t_p / t_{ON} > 1.$$

Коэффициент заполнения импульсной последовательности — это величина, обратная скважности:

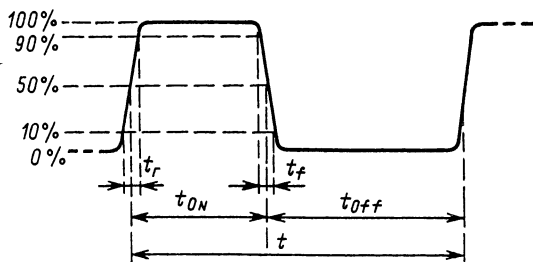
$$\gamma = t_{ON}/t_p < 1.$$

Коэффициент заполнения может быть выражен в процентах, тогда

$$\gamma = (t_{ON}/t_p) \cdot 100\%.$$

Длительность прямоугольного импульса измеряется на уровне 50% его амплитуды (рис. 7.6). Время нарастания импульса t_r — это интервал времени, измеренный между моментами, когда амплитуда изменяется от 0,1 до 0,9 установившегося значения (см. рис. 7.6). Между этими же уровнями измеряется время спада импульса t_f . В случае сигнала идеальной формы t_r и t_f равны нулю.

Рис. 7.6. Параметры импульсного сигнала



На рис. 7.7 приведена схема мультивибратора на основе микросхемы серии 555. Частота выходного сигнала определяется элементами C , $R1$ и $R2$. Амплитуда напряжения равна напряжению питания микросхемы.

В этом случае

$$t_{ON} = 0,693(R1 + R2)C;$$

$$t_{off} = 0,693 R2 C;$$

$$t_p = t_{ON} + t_{off} = 0,693(R1 + 2R2)C;$$

$$f_p = \frac{1,44}{(R1 + 2R2)C};$$

$$\frac{t_{ON}}{t_{off}} = \frac{R1 + R2}{R2};$$

$$\gamma = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{off}} = \frac{R1 + R2}{R1 + 2R2}.$$

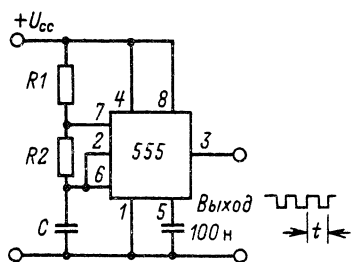
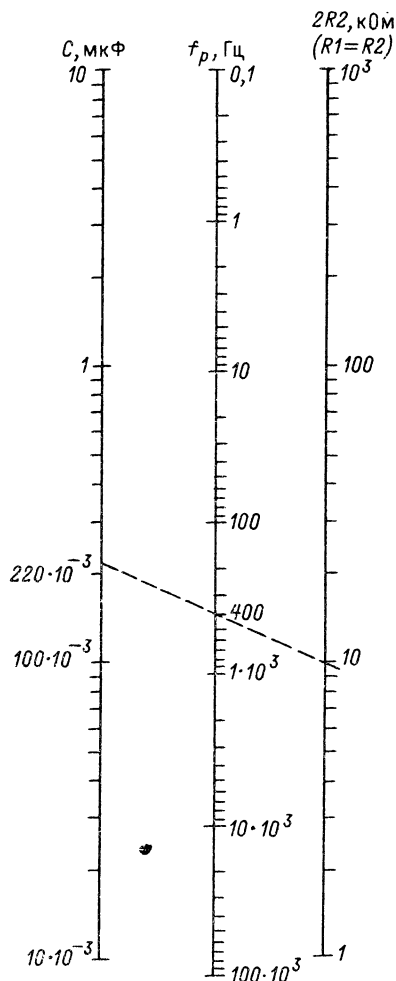


Рис. 7.7. Схема мультивибратора на основе таймера серии 555

Рис. 7.8. Номограммы для расчета мультивибратора, представленного на рис. 7.7



На рис. 7.8 показана номограмма для определения параметров схемы при заданной частоте выходного сигнала.

На рис. 7.9 изображена схема ждущего мультивибратора на таймере. Схема запускается отрицательным перепадом входного напряжения. В ждущем режиме выходное напряжение равно нулю. В тот момент, когда напряжение запуска на входе 2 уменьшается от своего максимального значения (равного напряжению питания U_{cc}) до $1/3 U_{cc}$, выходное напряжение становится максимальным. Таковым оно будет оставаться в течение времени выдержки $t_{ON} = 1,1RC$. Рекомендуемая длительность входного сигнала $t_{TP} < 0,25t_{ON}$. Номограмма на рис. 7.10 позволяет определить параметры схемы при заданной длительности выходного сигнала.

Пример 7.3. Требуется получить импульсную последовательность с коэффициентом заполнения $\gamma = 2/3$ и частотой 400 Гц. Амплитуда напряжения импульса равна 5 В.

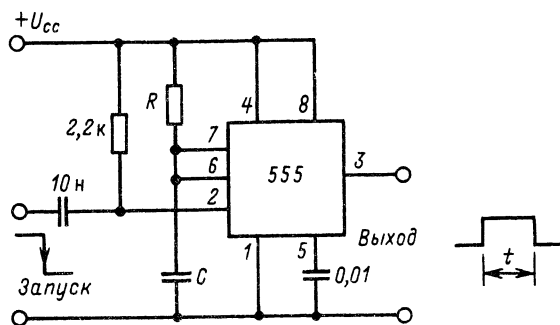


Рис. 7.9. Ждущий мультивибратор на основе таймера серии 555

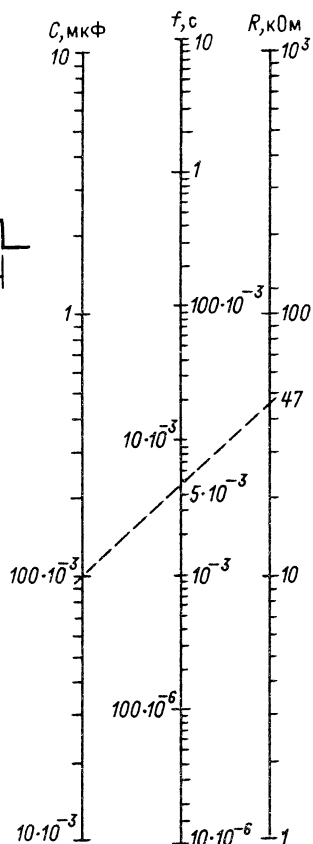


Рис. 7.10. Номограмма для расчета одновибратора, представленного на рис. 7.9

Для этого выберем схему мультивибратора, показанную на рис. 7.7. Поскольку $\gamma = 2/3$, т. е. отношение длительности импульса к длительности паузы равно 2 : 1, то $R1 = R2$. Можно выбрать эти сопротивления равными 5 кОм. Тогда в соответствии с номограммой на рис. 7.8 $C = 220$ нФ. Таким образом, мультивибратор на таймере серии 555 (отечественный аналог 1006 ВИ1) будет иметь следующие параметры: $R1 = R2 = 5$ кОм; $C = 220$ нФ; $U_{cc} = 5$ В.

Пример 7.4. Рассчитайте параметры ждущего мультивибратора, генерирующего сигнал длительностью 5 мс с амплитудой 5 В.

Для этого выберем схему, показанную на рис. 7.9. Если принять $C = 100$ нФ, то из номограммы на рис. 7.10 получим $R = 47$ кОм. Напряжение питания схемы $U_{cc} = 5$ В.

Пример 7.5. Рассчитайте параметры схемы мультивибратора со скважностью $Q = 2$ и $f_p = 1$ кГц. Напряжение питания $U_{cc} = 12$ В.

Рассмотрим схему, приведенную на рис. 7.7. В этой схеме постоянные времени заряда и разряда конденсатора принципиально разные. Поэтому времена импульса и паузы должны принципиально различаться. Однако в условии задачи требуется, чтобы они были равны. Следует выбрать параметры схемы таким образом, чтобы различия были минимальными. Это условие выполняется при $R2 \gg R1$. Если выбрать минимально допустимое значение сопротивления $R1 = 1 \text{ кОм}$, то $R2 = 100 \text{ кОм}$.

Из соотношения

$$f_p = \frac{1,44}{(R1 + 2R2)C}$$

получаем

$$C = \frac{1,44}{(R1 + 2R2)} = \frac{1,44}{(1 \cdot 10^3 + 2 \cdot 100 \cdot 10^3) \cdot 1 \cdot 10^3} = 7 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} = 7 \text{ нФ}.$$

Выбираем значение $C = 6,8 \text{ нФ}$. Если потребуется подстройка частоты, то вместо постоянного сопротивления $R2$ можно использовать последовательно включенные переменный резистор сопротивлением 47 кОм и постоянное сопротивление 68 кОм . Напряжение питания $U_{cc} = 12 \text{ В}$.

Выбор охладителя

Любой транзистор или интегральная схема, в которых выделяется значительная электрическая мощность, должны быть закреплены на соответствующем охладителе. Стандартные охладители характеризуются соответствующей данному типу полупроводникового прибора формой и площадью теплоотводящей поверхности, которая тем больше, чем больше рассеиваемая мощность.

Способность любого прибора отводить тепло определяется значением его теплового сопротивления, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Например, тепловое сопротивление $2^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ означает, что температура тепловыделяющей области возрастает на 2°C при увеличении мощности на 1 Вт .

Система прибор — окружающая среда характеризуется несколькими последовательно соединенными тепловыми сопротивлениями. К ним относятся: $R_{\theta_{п-к}}$ — тепловое сопротивление переход—корпус; $R_{\theta_{к-о}}$ — тепловое сопротивление корпус—охладитель; $R_{\theta_{о-с}}$ — тепловое сопротивление охладитель—окружающая среда. Используя термoeлектрическую аналогию, можно записать, что выделяющаяся в условном переходе прибора мощность определяется соотношением

$$P = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{с}}}{R_{\theta_{\text{п-к}}} + R_{\theta_{\text{к-о}}} + R_{\theta_{\text{о-с}}}},$$

где $T_{\text{п}}$ — максимальная температура перехода, °С; $T_{\text{с}}$ — максимальная температура окружающей среды.

В вышеприведенной формуле неизвестной величиной является тепловое сопротивление, °С/Вт,

$$R_{\theta_{\text{о-с}}} = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{с}}}{P} - (R_{\theta_{\text{п-к}}} + R_{\theta_{\text{к-о}}}).$$

Небольшие замечания и советы

Тепловое сопротивление корпус — охладитель существенно уменьшается при использовании специальной теплопроводящей пасты. Эта синтетическая или силиконовая смазка имеет хорошие электроизоляционные свойства.

Тепловое сопротивление электроизолирующих прокладок между прибором и охладителем варьируется в диапазоне от 0,4 (для корпуса типа ТОЗ) до 3 °С/Вт (для корпуса типа ТО126).

Для эффективного отвода тепла охладитель следует располагать так, чтобы конвекционный поток воздуха распространялся вдоль его ребер. Охладитель изготавливается из черного металла (алюминий, медь).

Источники электропитания

Электропитание большинства электронных схем осуществляется от стабилизированных источников постоянного напряжения в пределах от 5 до 25 В. Для питания ряда схем (например, операционных усилителей) требуется симметричное относительно общей точки напряжение ± 9 , ± 12 или ± 15 В.

На рис. 7.11 показаны широко используемые в маломощных устройствах диодные выпрямители переменного тока в сочетании с изолирующим сетевым трансформатором и емкостным фильтром.

На рис. 7.11, а изображена однофазная однополупериодная схема выпрямления, применяемая обычно при токах нагрузки порядка 100 мА. На рис. 7.11, б приведена схема однофазного двухполупериодного выпрямителя с выводом нулевой точки, а на рис. 7.11, в показан однофазный мостовой выпрямитель. В табл. 7.3 приведены основные соотношения, характеризующие схемы на рис. 7.11.

Для увеличения надежности работы схемы рекомендуется выбирать конденсатор с рабочим напряжением $2U_{dc}$.

Большинство источников электропитания включают в себя интегральный стабилизатор, позволяющий уменьшить пульсации напряже-

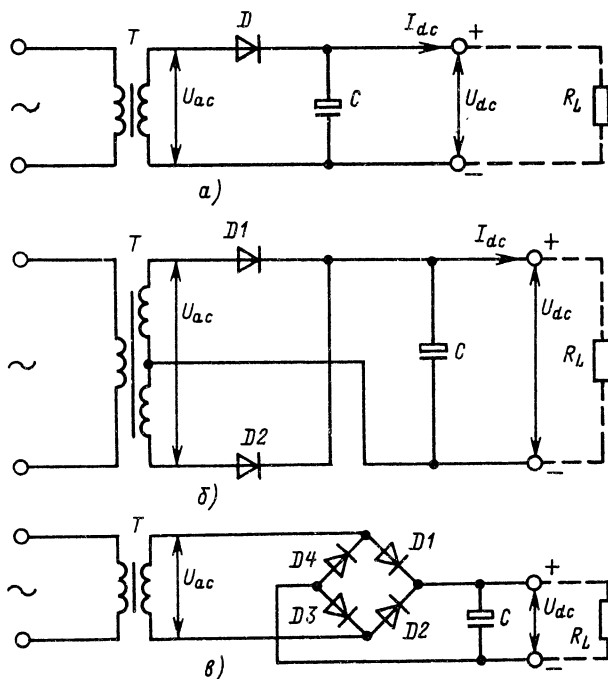


Рис. 7.11. Схемы однофазных выпрямителей переменного тока

Таблица 7.3. Соотношения для схем на рис. 7.11

Параметр	Схема		
	Рис. 7.11, а	Рис. 7.11, б	Рис. 7.11, в
Выходное напряжение U_{dc}	$1,41U_{ac}$	$0,71U_{ac}$	$1,41U_{ac}$
Выходной ток I_{dc}	$0,28I_{ac}$	I_{ac}	$0,62I_{ac}$
Входное напряжение U_{ac}	$0,71U_{dc}$	$1,41U_{dc}$	$0,71U_{dc}$
Входной ток I_{ac}	$3,57I_{dc}$	I_{dc}	$1,6I_{dc}$
Минимальная емкость фильтрового конденсатора, мкФ · А	$4700I_{dc}$	$2200I_{dc}$	$2200I_{dc}$

ния и обеспечивающий возможность его регулирования. Для нормального функционирования регулятора на нем всегда должно быть напряжение порядка 2 В. Учитывая нестабильность первичного источника (промышленная сеть, аккумуляторная батарея), приходится выбирать напряжение на регуляторе в пределах от 3 до 6 В.

Очевидно, чем выше это напряжение, тем ^большая мощность выделяется в регуляторе и тем труднее его охлаждать. Обычно

$$3 \text{ В} \leq U_{\text{рег}} \leq 6 \text{ В}.$$

Если U_{dc} — напряжение на входе регулятора, а $U_{\text{н}}$ — напряжение на нагрузке, то можно записать

$$U_{\text{рег}} = U_{dc} - U_{\text{н}}.$$

Мощность, выделяющаяся в регуляторе, определяется из соотношения

$$P_{\text{рег}} = I_{\text{н}} U_{\text{рег}} = I_{\text{н}} (U_{dc} - U_{\text{н}}),$$

где $I_{\text{н}}$ — ток нагрузки.

Пример 7.6. Требуется обеспечить напряжение 12 В на нагрузке, потребляющей при этом ток 1 А. Первичная сеть переменного тока питается напряжением 220 В, которое может изменяться в пределах $\pm 15\%$. В схеме используется интегральный стабилизатор типа IC47812.

Минимальное напряжение на стабилизаторе выбираем равным 3 В. Тогда минимальное напряжение на выходе выпрямителя переменного тока при минимальном напряжении в первичной сети

$$U_{dc \text{ min}} = U_{\text{рег}} + U_{\text{н}} = 3 + 12 = 15 \text{ В};$$

при максимальном напряжении в первичной сети

$$U_{dc \text{ max}} = 20,3 \text{ В}.$$

В этом случае на стабилизаторе будет напряжение

$$U_{\text{рег}} = U_{dc \text{ max}} - U_{\text{н}} = 20,3 - 12 = 8,3 \text{ В}.$$

При номинальном напряжении сети

$$U_{dc} = 17,7 \text{ В}$$

напряжение регулятора

$$U_{\text{рег}} = U_{dc} - U_{\text{н}} = 17,7 - 12 = 5,7 \text{ В}.$$

Если в качестве выпрямителя использовать мостовую схему, то на диодах будет теряться напряжение порядка 1 В. Это нужно учесть при расчете трансформатора. Номинальное действующее напряжение на вторичной обмотке трансформатора

$$U_{ac} = 0,71 (U_{dc} + 1\text{В}) = 0,71 \cdot 18,7 = 13,3 \text{ В}.$$

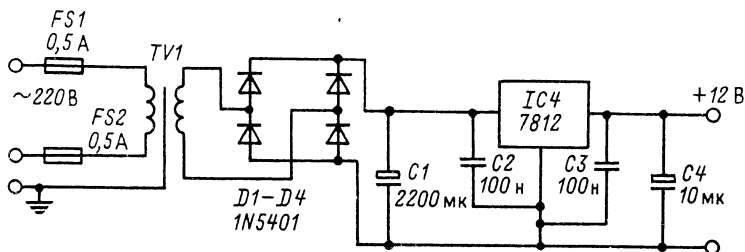


Рис. 7.12. Источник электропитания 12 В, 1 А (пример 7.6)

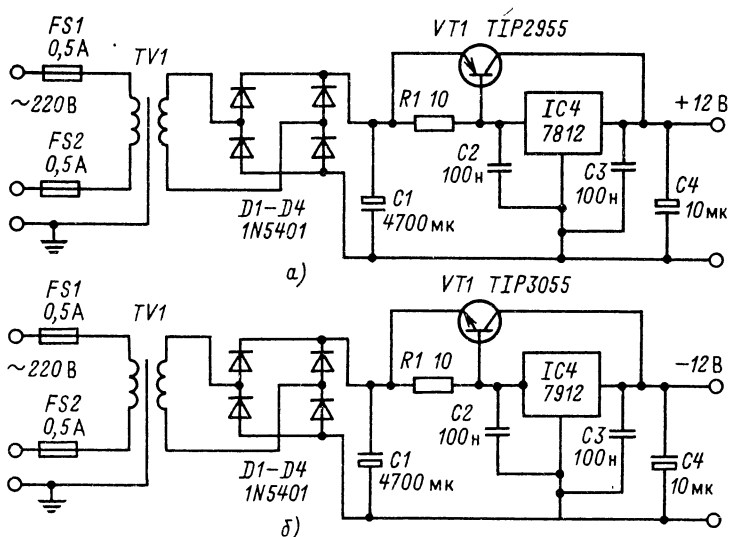


Рис. 7.13. Использование транзистора для увеличения выходного тока интегрального стабилизатора (пример 7.7)

Максимальный ток вторичной обмотки трансформатора

$$I_{ac} = 1,61I_H = 1,61 \text{ A.}$$

Выделяющаяся в стабилизаторе максимальная мощность

$$P_{\text{рег}} = I_H (U_{dc \text{ max}} - U_H) = 1 (20,3 - 12) = 8,3 \text{ Вт.}$$

Стабилизатор необходимо укрепить на охлаждающем теплоотводе с тепловым сопротивлением не выше 3°C/Вт . Схема источника электропитания приведена на рис. 7.12.

Пример 7.7. Требуется два разделительных источника с выходными напряжениями +12 и -12 В. Ток нагрузки 5 А. Для решения этой задачи предлагается использовать тот же интегральный стабилизатор, что и в предыдущем примере, а необходимое значение тока обеспечить за счет транзисторного усилителя (рис. 7.13).

В транзисторах рассеивается мощность

$$P_{\text{рег}} = I_H (U_{dc \text{ max}} - U_H) = 5(20,3 - 12) = 41,5 \text{ Вт.}$$

Для отвода тепла необходимо использовать охладитель с тепловым сопротивлением не выше $0,6^\circ\text{C/Вт}$.

Преобразователи постоянного напряжения

Таймер серии 555 может быть использован в качестве преобразователя уровня постоянного напряжения.

Схема, приведенная на рис. 7.14, а, имеет на своем выходе постоянное напряжение, в 2 раза превышающее ее входное напряжение $U_{\text{вх}}$. Выходное напряжение схемы на рис. 7.14, б равняется входному, но полярность его обратная. Максимальный выходной ток этих преобразователей не превышает 10 мА.

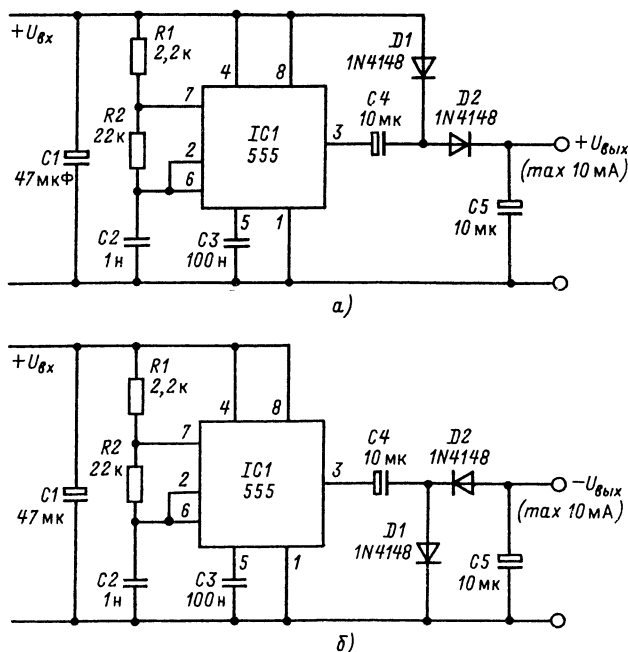


Рис. 7.14. Преобразователи уровня постоянного напряжения на основе таймера 555

Схемы на операционных усилителях

Операционные усилители (ОУ) широко используются в электронных устройствах. На рис. 7.15 показаны базовые варианты усилителей на основе ОУ. Выходное напряжение инвертирующего усилителя (рис. 7.15, а) находится в противофазе с входным. Отношение выходного напряжения к входному для этой схемы определяется соотношением

$$A_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{R_F}{R_1} .$$

Знак минус в этой формуле указывает на фазовое соотношение $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$.

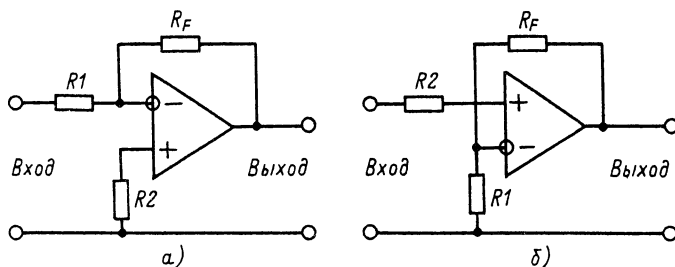


Рис. 7.15. Базовые схемы усилителей на основе ОУ:

а – инвертирующий усилитель напряжения; б – неинвертирующий усилитель напряжения

На рис. 7.15, б показана схема неинвертирующего усилителя. В этом случае справедлива следующая формула:

$$A_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_F}{R_1} .$$

Для уменьшения сдвига нуля выходного напряжения в обеих схемах следует выбирать сопротивление резистора R_2 из следующего соотношения:

$$R_2 = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} .$$

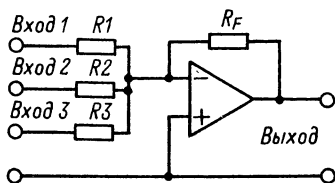


Рис. 7.16. Инвертирующий сумматор

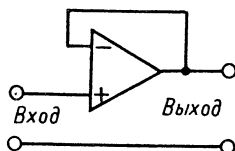


Рис. 7.17. Повторитель напряжения

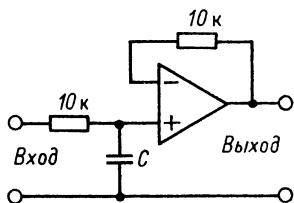


Рис. 7.18. Запоминающее устройство на основе ОУ

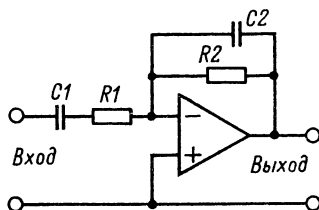


Рис. 7.19. Усилитель звуковой частоты

На рис. 7.16 приведена схема инвертирующего сумматора. Для него справедливо соотношение

$$U_{\text{вых}} = -R_F \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right).$$

На рис. 7.17 показана схема повторителя напряжения. В этом случае $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$. Схема имеет очень большое входное сопротивление и близкое к нулю выходное сопротивление.

На рис. 7.18 изображена схема выборки и хранения информации на основе ОУ. При появлении входного напряжения конденсатор C заряжается и долго сохраняет этот заряд, если входная цепь разорвана. В то же время выходное напряжение ОУ равно напряжению на конденсаторе, и от него может работать другое устройство, потребляющее значительный входной ток.

На рис. 7.19 показана схема усилителя переменного напряжения, полоса пропускания которого определяется параметрами схемы. Для него справедливы следующие соотношения:

коэффициент усиления в области средних частот

$$A_{U_0} = - \frac{R_2}{R_1};$$

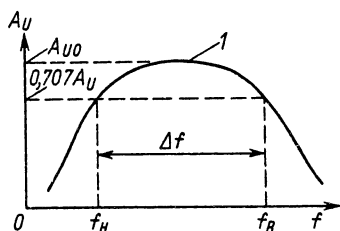


Рис. 7.20. Амплитудно-частотная характеристика усилителя, показанного на рис. 7.19:

1 – область средних частот

входное сопротивление в области средних частот

$$R_{вх} = R1;$$

нижняя граничная частота

$$f_H = \frac{1}{2\pi C1 R1};$$

верхняя граничная частота

$$f_B = \frac{1}{2\pi C2 R2};$$

ширина полосы пропускания

$$\Delta f = f_B - f_H.$$

Амплитудно-частотная характеристика усилителя, показанного на рис. 7.19, изображена на рис. 7.20.

На рис. 7.21, а приведена схема активного фильтра нижних частот на основе ОУ. Фильтр пропускает сигналы в диапазоне от нуля до некоторой граничной частоты без ослабления. Более высокие частоты ослабляются. Амплитудно-частотная характеристика в этой области имеет наклон 6 дБ на октаву.

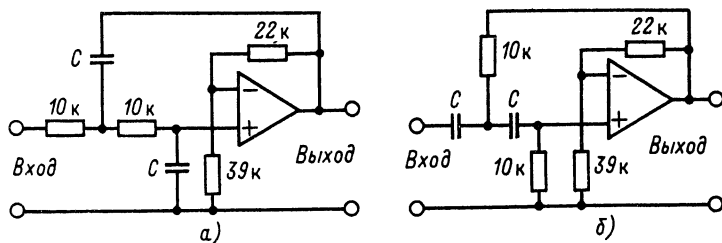


Рис. 7.21. Варианты активных фильтров:

а – ФНЧ; б – ФВЧ

На рис. 7.21, б показана схема активного фильтра высоких частот (ФВЧ). В этой схеме значительно ослабляются сигналы в диапазоне от нуля до некоторой граничной частоты. Сигналы более высокой частоты передаются без ослабления. Граничные частоты, Гц, для обеих схем могут быть найдены из соотношения

$$f_{\text{гр}} = \frac{15\,915}{C},$$

где C — емкость, нФ.

Пример 7.8. Требуется спроектировать инвертирующий усилитель на основе ОУ с $A_U = -1$ и $R_{\text{вх}} = 10$ кОм.

За основу берется схема, проведенная на рис. 7.15, а. Поскольку $R_{\text{вх}} = R1$, следует выбрать $R1 = 10$ кОм. Сопротивление резистора $R2$ рассчитывается по формуле

$$R2 = \frac{R1 R_F}{R1 + R_F} = \frac{10 \cdot 10}{10 + 10} = 5 \text{ кОм.}$$

Выбираем сопротивление $R2 = 4,7$ кОм. Схема усилителя показана на рис. 7.22.

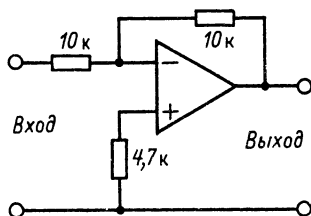


Рис. 7.22. Инвертирующий усилитель с единичным коэффициентом усиления (пример 7.8)

Пример 7.9. Рассчитайте параметры усилителя переменного напряжения, схема которого изображена на рис. 7.19, в соответствии со следующими условиями: коэффициент усиления в области средних частот $A_{U0} = -10$; входное сопротивление в области средних частот $R_{\text{вх}} = 10$ кОм; нижняя граничная частота $f_H = 50$ Гц; верхняя граничная частота $f_B = 5$ кГц.

У этого усилителя $R_{\text{вх}} = R1$, поэтому $R1 = 10$ кОм. Коэффициент усиления напряжения $A_{U0} = -\frac{R2}{R1} = -10$, поэтому $R2 = 100$ кОм.

Емкость конденсатора

$$C1 = \frac{1}{2\pi R1 f_H} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 50} = 318 \text{ нФ,}$$

а емкость конденсатора можно взять $C1 = 330$ нФ.

Емкость конденсатора

$$C2 = \frac{1}{2\pi R2 f_B} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^3} = 318 \text{ пФ.}$$

Выбираем соответственно емкости $C1 = 330 \text{ нФ}$ и $C2 = 330 \text{ нФ}$.

Таким образом, $R1 = 10 \text{ кОм}$; $R2 = 100 \text{ кОм}$; $C1 = 330 \text{ нФ}$; $C2 = 330 \text{ пФ}$.

Пример 7.10. Спроектируйте усилитель с регулируемым коэффициентом усиления напряжения в диапазоне от 1 до 10.

Задача решается путем введения переменного сопротивления в цепь обратной связи. Выбрав входное сопротивление усилителя равным 10 кОм , легко определить, что сопротивление цепи обратной связи должно изменяться в интервале от 10 до 100 кОм . Поэтому в цепь обратной связи последовательно включаются постоянное сопротивление 10 кОм и переменное сопротивление 100 кОм . Схема устройства приведена на рис. 7.23. На рис. 7.24 показана схема регулируемого неинвертирующего усилителя.

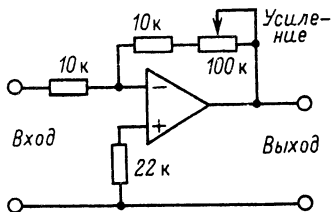


Рис. 7.23. Инвертирующий усилитель с регулируемым коэффициентом усиления (пример 7.10)

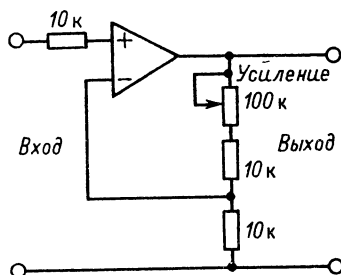


Рис. 7.24. Неинвертирующий усилитель с регулируемым коэффициентом усиления напряжения

Пример 7.12. Спроектируйте фильтр низких частот с частотой среза 4 кГц и фильтр высоких частот с частотой среза 100 Гц .

Схема фильтра низких частот изображена на рис. 7.21, а. Требуемое значение емкости конденсатора C рассчитывается по формуле

$$C = \frac{15\,915}{f_c} = \frac{15\,915}{4 \cdot 10^3} = 3,97 \text{ нФ.}$$

Такая емкость реализуется путем последовательного соединения конденсаторов емкостью 27 и $4,7 \text{ нФ}$ (см. приложение 1).

Схема фильтра высоких частот приведена на рис. 7.21, б. Емкость конденсатора C рассчитывается по формуле

$$C = \frac{15\,915}{f_c} = \frac{15\,915}{100} = 159,1 \text{ нФ}.$$

Реализовать эту емкость можно путем последовательного соединения конденсаторов емкостью 270 и 390 нФ (см. приложение 1).

Небольшие замечания и советы

Операционные усилители обычно питаются от двух источников, напряжение которых может изменяться в пределах от ± 9 до ± 15 В. На принципиальной схеме эти цепи, как правило, не показаны.

В случае, когда имеется только один источник электропитания (например, +12 В), можно создать искусственную среднюю точку с помощью резистивного делителя напряжения. Причем входной сигнал следует подавать относительно этой искусственной средней точки. Параллельно резисторам делителя необходимо включить фильтрующие конденсаторы (47 или 100 мкФ). Входной сигнал переменного тока целесообразно подавать через разделительный конденсатор.

Произведение $A_U \Delta f$ для усилителя есть величина постоянная. Для большинства современных ОУ она равна примерно 2 МГц. Частотная и переходная характеристики усилителя взаимосвязаны. Чем больше произведение $A_U \Delta f$, тем быстрее может изменяться напряжение на выходе усилителя.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ТАБЛИЦЫ НОМИНАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО И ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ РЕЗИСТОРОВ, КОНДЕНСАТОРОВ И ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Эти таблицы могут быть использованы для определения номинальных значений последовательно и параллельно соединенных резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности серии E12.

В табл. П1.1 приведены параметры для резисторов и катушек индуктивности, соединенных последовательно, а также для конденсаторов, соединенных параллельно.

В табл. П1.2 приведены параметры для резисторов и катушек, соединенных параллельно и для конденсаторов, соединенных последовательно.

Пример П1.1. Требуется резистор сопротивлением 25 Ом. Какие два стандартных резистора следует соединить последовательно для решения этой задачи?

Из табл. П1.1 следует, что сопротивление 25 Ом можно получить при последовательном соединении резисторов сопротивлением 10 и 15 Ом.

Пример П1.2. Из табл. П1.1 очевидно, что для получения индуктивности 90 мкГн следует соединить последовательно катушки индуктивностью 68 (первый столбец слева) и 22 мкГц (первая строка вверх).

Пример П1.3. Из табл. П1.2 следует, что для получения индуктивности 40 мГн нужно соединить параллельно катушки индуктивностью 270 (первый столбец) и 47 мГн (первая строка).

Пример П1.4. Требуется получить емкость 6 мкФ при последовательном соединении конденсаторов. Из табл. П1.1 очевидно, что емкость 60 мкФ можно определить путем последовательного соединения конденсаторов емкостью 27 (первый столбец) и 33 мкФ (первая строка). Для обеспечения же емкости 6 мкФ следует использовать конденсаторы емкостью 2,7 и 3,3 мкФ, т. е. результат, полученный из табл. П1.1, уменьшается в 10 раз.

**Таблица П1.1. Номинальные значения параметров резисторов,
катушек индуктивности, соединенных последовательно,
и конденсаторов, соединенных параллельно**

	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82
10	20	22	25	28	32	37	43	49	57	66	78	92
12	22	24	27	30	34	39	45	51	59	68	80	94
15	25	27	30	33	37	42	48	54	62	71	83	97
18	28	30	33	36	40	45	51	57	65	74	86	100
22	32	34	37	40	44	49	55	61	69	78	90	104
27	37	39	42	45	49	54	60	66	74	83	95	109
33	43	45	48	51	55	60	66	72	80	89	101	115
39	49	51	54	57	61	66	72	78	86	95	107	121
47	57	59	62	65	69	74	80	86	94	103	115	129
56	66	68	71	74	78	83	89	95	103	112	124	138
68	78	80	83	86	90	95	101	107	115	124	136	150
82	92	94	97	100	104	109	115	121	129	138	150	164
100	110	112	115	118	122	127	133	139	147	156	168	182
120	130	132	135	138	142	147	153	159	167	176	188	202
150	160	162	165	168	172	177	183	189	197	206	218	232
180	190	192	195	198	202	207	213	219	227	236	248	262
220	230	232	235	238	242	247	253	259	267	276	288	302
270	280	282	285	288	292	297	303	309	317	326	338	352
330	340	343	345	348	352	357	363	369	377	386	398	412
390	400	402	405	408	412	417	423	429	437	446	458	472
470	480	482	485	488	492	497	503	509	517	526	538	552
560	570	572	575	578	582	587	593	599	607	616	628	642
680	690	692	695	698	702	707	713	719	727	736	748	762
820	830	832	835	838	842	847	853	859	867	876	888	902
1000	1010	1012	1015	1018	1022	1027	1033	1039	1047	1056	1068	1082

Примечание. Первое слагаемое – в первом столбце слева, второе слагаемое – в первой строке.

**Таблица П1.2. Номинальные значения параметров резисторов,
катушек индуктивности, соединенных параллельно,
и конденсаторов, соединенных последовательно**

	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82
10	5,0	5,5	6,0	6,4	6,9	7,3	7,7	8,0	8,2	8,5	8,7	8,9
12	5,5	6,0	6,7	7,2	7,8	8,3	8,8	9,2	9,6	9,9	10,2	10,5
15	6,0	6,7	7,5	8,2	8,9	9,6	10,3	10,8	11,4	11,8	12,3	12,7
18	6,4	7,2	8,2	9,0	9,9	10,8	11,6	12,3	13,0	13,6	14,2	14,8
22	6,9	7,8	8,9	9,9	11,0	12,1	13,2	14,1	15,0	15,8	16,6	17,3
27	7,3	8,3	9,6	10,8	12,1	13,5	14,9	16,0	17,1	18,2	19,3	20,3
33	7,7	8,8	10,3	11,6	13,2	14,9	16,5	17,9	19,4	20,8	22,2	23,5
39	8,0	9,2	10,8	12,3	14,1	16,0	17,9	19,5	21,3	23,0	24,8	26,4
47	8,2	9,6	11,4	13,0	15,0	17,1	19,4	21,3	23,5	25,6	27,8	29,9
56	8,5	9,9	11,8	13,6	15,8	18,2	20,8	23,0	25,6	28,0	30,7	33,3
68	8,7	10,2	12,3	14,2	16,6	19,3	22,2	24,8	27,8	30,7	34,0	37,2
82	8,9	10,5	12,7	14,8	17,3	20,3	23,5	26,4	29,9	33,3	37,2	41,0
100	9,1	10,7	13,0	15,3	18,0	21,3	24,8	28,1	32,0	35,9	40,5	45,1
120	9,2	10,9	13,3	15,7	18,6	22,0	25,9	29,4	33,8	38,2	43,4	48,7
150	9,4	11,1	13,6	16,1	19,2	22,9	27,0	31,0	35,8	40,8	46,8	53,0
180	9,5	11,3	13,8	16,4	19,6	23,5	27,9	32,1	37,3	42,7	49,4	56,3
220	9,6	11,4	14,0	16,6	20,0	24,0	28,7	33,1	38,7	44,6	51,9	59,7
270	9,6	11,5	14,2	16,9	20,3	24,5	29,4	34,1	40,0	46,4	54,3	62,9
330	9,7	11,6	14,3	17,1	20,6	25,0	30,0	34,9	41,1	47,9	56,4	65,7
390	9,8	11,6	14,4	17,2	20,8	25,3	30,4	35,5	41,9	49,0	57,9	67,8
470	9,8	11,7	14,5	17,3	21,0	25,5	30,8	36,6	42,7	50,0	59,4	69,8
560	9,8	11,7	14,6	17,4	21,2	25,8	31,2	36,5	43,4	50,9	60,6	71,5
680	9,9	11,8	14,7	17,5	21,3	26,0	31,5	36,9	44,0	51,7	61,8	73,2
820	9,9	11,8	14,7	17,6	21,4	26,1	31,7	37,2	44,5	52,4	62,8	74,5
1000	9,9	11,9	14,8	17,7	21,5	26,3	31,9	37,5	44,9	53,0	63,7	75,8

П р и м е ч а н и е. Первое слагаемое – в первом столбце слева, второе слагаемое – в первой строке.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫЙ РОСТ И ЗАТУХАНИЕ

В табл. П2.1 приведены параметры для расчета токов и напряжений в RC - и RL -цепях. В колонке "Время" находятся значения постоянных времени, определяемых как произведение RC и частное от L/R . В колонках "Рост" и "Затухание" даны относительные значения амплитуд тока или напряжения спустя заданное время от момента подачи входного сигнала.

Пример П2.1. На вход RC -цепочки при $C = 100$ нФ и $R = 10$ кОм скачком подано напряжение 5 В. Определите напряжение на конденсаторе через 1,8 мс.

Постоянная времени $RC = 100 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^3 = 10^{-3}$ с = 1 мс.

В столбце "Рост" времени 1,8 мс соответствует число 0,8347. Следовательно, через 1,8 мс на конденсаторе будет напряжение $5 \cdot 0,8347 = 4,17$ В.

Пример П2.2. Параллельно фильтровому конденсатору, заряженному до 60 В, емкостью 47 мкФ требуется подключить разрядный резистор. Рассчитайте его сопротивление из условия, что через 10 с после отключения питающего напряжения конденсатор должен разрядиться до 9 В.

Относительное напряжение, оставшееся на конденсаторе, определяется в виде $9/60 = 0,15$. В графе "Затухание" находим число 0,1495 и определяем, что для достижения такой величины потребуется время, в 1,9 раз большее постоянной времени, которая может быть меньше или равна $10/1,9 = 5,26$ с.

Поскольку $RC = 5,26$,

$$R = \frac{5,26}{C} = \frac{5,26}{47 \cdot 10^{-6}} = 0,11 \cdot 10^6 \text{ Ом} = 110 \text{ кОм}.$$

Следует выбрать ближайший меньший номинал сопротивления, чтобы быть уверенным, что конденсатор обязательно разрядится до 9 В. Поэтому выбираем $R = 100$ кОм.

Таблица П2.1. Параметры для расчета токов и напряжений

Время	Рост	Затухание	Время	Рост	Затухание
0,0	0,0000	1,0000	2,4	0,9092	0,0907
0,1	0,0951	0,9048	2,6	0,9257	0,0742
0,2	0,1812	0,8187	2,8	0,9391	0,0608
0,3	0,2591	0,7408	3,0	0,9502	0,0497
0,4	0,3296	0,6703	3,2	0,9592	0,0407
0,5	0,3934	0,6065	3,4	0,9666	0,0333
0,6	0,4511	0,5488	3,6	0,9726	0,0273
0,7	0,5034	0,4965	3,8	0,9776	0,0223
0,8	0,5506	0,4493	4,0	0,9816	0,0183
0,9	0,5934	0,4065	4,5	0,9888	0,0111
1,0	0,6321	0,3678	5,0	0,9932	0,0067
1,1	0,6671	0,3328	5,5	0,9959	0,0040
1,2	0,6988	0,3011	6,0	0,9975	0,0024
1,3	0,7274	0,2725	7,0	0,9990	0,0009
1,4	0,7534	0,2465	7,5	0,9994	0,0005
1,5	0,7768	0,2231	8,0	0,9996	0,0003
1,6	0,7981	0,2018	8,5	0,9997	0,0002
1,7	0,8173	0,1826	9,0	0,9998	0,0001
1,8	0,8347	0,1652	9,5	0,9999	0,0000
1,9	0,8504	0,1495	10,0	0,9999	0,0000
2,0	0,8646	0,1353			

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие редактора	3
Предисловие	4
Глава 1. Фундаментальные понятия электротехники	5
Глава 2. Пассивные компоненты.	17
Глава 3. Анализ резистивных, резистивно-емкостных, резистивно-индуктивных, емкостно-индуктивных цепей и фильтров.	48
Глава 4. Диоды	69
Глава 5. Транзисторы	83
Глава 6. Интегральные схемы	101
Глава 7. Электронные схемы.	148
Приложение 1. Таблицы номинальных значений параметров последовательно и параллельно соединенных резисторов, конденсаторов и индуктивностей	170
Приложение 2. Экспоненциальный рост и затухание	173

Справочное издание

Тули Майкл

КАРМАННЫЙ СПРАВОЧНИК ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

Заведующий редакцией *А.Б. Желдыбин*

Редактор издательства *А.А. Устинов*

Художественные редакторы: *Т.А. Дворецкова, Т.Н. Хромова*

Технический редактор *Т.Н. Тюрина*

Корректор *С.В. Малышева*

ИБ № 3821

Набор выполнен в издательстве. Подписано в печать с оригинала-макета 30.06.92.
Формат 60 x 88 1/16. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл.печ.л. 10,78.
Усл.кр.-отт. 11,02. Уч.-изд.л. 11,26. Тираж 50 000 экз. Заказ № 935. С 062.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типографи № 6

Министерства печати и информации Российской Федерации
109088, Москва Ж-88, Южнопортовая ул., 24

